



DESENVOLVIMENTO DE UM RETIFICADOR TRIFÁSICO HÍBRIDO UNIDIRECIONAL COM CONVERSOR BOOST

JOSÉ TEIXEIRA GONÇALVES

Mestre em Energias Renováveis, Conversão
Elétrica e Utilização Sustentável

DOUTORAMENTO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA E DE
COMPUTADORES

Universidade NOVA de Lisboa
Outubro, 2022



DESENVOLVIMENTO DE UM RETIFICADOR TRIFÁSICO HÍBRIDO UNIDIRECIONAL COM CONVERTOR BOOST

JOSÉ TEIXEIRA GONÇALVES

Mestre em Energias Renováveis
Conversão Elétrica e Utilização Sustentável

Orientador: Stanimir Stoyanov Valtchev,
Professor Jubilado, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade NOVA de Lisboa

Coorientador: Mário Rui Melício da Conceição,
Professor Associado com Agregação, Escola de Ciências e Tecnologia, Universidade de Évora

Júri:

Presidente: Luís Manuel Camarinha de Matos,
Professor Catedrático, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade NOVA de Lisboa

Arguentes: João Luiz Afonso,
Professor Catedrático, Escola de Engenharia, Universidade do Minho
Paulo José da Costa Branco,
Professor Associado com Agregação, Instituto Superior Técnico, Universidade de Lisboa

Orientador: Stanimir Stoyanov Valtchev,
Professor Jubilado, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade NOVA de Lisboa

Vogais: Mário Fernando da Silva Ventim Neves,
Professor Jubilado, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade NOVA de Lisboa
Anabela Monteiro Gonçalves Pronto,
Professora Auxiliar, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade NOVA de Lisboa
Victor Manuel Fernandes Mendes,
Professor Coordenador com Agregação, Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, Instituto
Politécnico de Lisboa
Luís Manuel Camarinha de Matos,
Professor Catedrático, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade NOVA de Lisboa

DOUTORAMENTO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA E DE COMPUTADORES

Universidade NOVA de Lisboa
Outubro, 2022

Desenvolvimento de um Retificador Trifásico Híbrido Unidirecional com Conversor Boost

Copyright © José Teixeira Gonçalves, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade NOVA de Lisboa.

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade NOVA de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objetivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

Dedico este trabalho a minha família.

AGRADECIMENTOS

Ao Doutor Stanimir Stoyanov Valtchev, Professor Associado do Departamento de Engenharia Eletrotécnica da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa, orientador em regime de coorientação científica, gostaria de expressar o meu profundo agradecimento por ter acreditado em mim, proporcionando assim um voto de confiança desde o início do meu Doutoramento, em 2016. Pela orientação, pelos seus conselhos, pela exigência e acompanhamento durante este trabalho em execução, o meu obrigado.

Ao Doutor Mário Rui Melício da Conceição, Professor Associado com Agregação da Escola de Ciências e Tecnologia da Universidade de Évora, orientador em regime de coorientação científica, gostaria de expressar o meu profundo agradecimento pela disponibilidade em me acompanhar desde o início das atividades do Doutoramento em 2016, pelo voto de confiança que depositou em mim, pelos seus conselhos, pela sua orientação e pela exigência nos trabalhos ao nível do Doutoramento.

Ao Doutor Luis Manuel Camarinha de Matos, Professor Catedrático, do Departamento de Engenharia Eletrotécnica da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa, presidente da Comissão de Acompanhamento de Tese (CAT), gostaria de expressar o meu agradecimento, pela assistência, pelas exigências, pela disponibilidade, apoio e colaboração.

Ao Doutor Victor Manuel Fernandes Mendes, Professor Coordenador com Agregação do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, membro externo da Comissão de Acompanhamento de Tese (CAT), gostaria de expressar o meu agradecimento, pela assistência, pelo apoio, pela disponibilidade e colaboração.

Ao Doutor Frede Blaabjerg, Professor Titular do Departamento de Tecnologia de Energia da Universidade de Aalborg na Dinamarca, gostaria de agradecer a disponibilidade, apoio, colaboração e conselhos.

À Universidade Nova de Lisboa por me ter recebido no seu programa doutoral.

Aos Professores do Programa Doutoral em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores. Obrigado.

Ao Ministério das Pescas de Angola, por terem acreditado em mim e proporcionando uma bolsa de estudo, que permitiu custear financeiramente todo o estudo e estadia. Obrigado.

Um obrigado especial à minha querida família (filhos, esposa, pai, mãe e irmãos) por me apoiarem durante este meu percurso académico mesmo que este me tenha feito estar ausente das atividades em família, por terem acreditado em mim e principalmente pelo amor que sempre me proporcionaram. Obrigado.

Aos meus amigos, por me terem apoiado, incentivado e acompanhado durante a realização deste trabalho. Obrigado.

“Nossa maior fraqueza está em desistir. A maneira mais certa de ter sucesso é sempre tentar mais uma vez.” (Thomas Edison).

RESUMO

O trabalho apresentado neste documento incide sobre o tema do desenvolvimento de um retificador trifásico híbrido unidirecional com conversor Boost. O retificador trifásico híbrido (RTH) com conversor Boost é constituído por dois retificadores (retificador 1 e 2) e transformador de isolamento na entrada de cada fase do retificador 2, de forma a mitigar as interações de corrente. A mesma configuração sem os transformadores de isolamento é considerada inviável devido às interações de corrente entre os módulos do retificador 2.

O RTH permite combinar as vantagens do retificador 1 (ponte GRAETZ) com as vantagens do retificador 2 (correção do fator de potência), apresentando vantagens em diversas aplicações. Analisando o RTH com conversor Boost e transformador de isolamento, existente na literatura, está provado que essa solução "clássica" apresenta maior peso, volume e elevado custo. Sendo assim, torna interessante e desafiador projetar um RTH com conversor Boost sem o transformador de isolamento.

Assim, é proposto o RTH aqui descrito, com conversor Boost, mas sem transformador de isolamento. Para tal, foi necessário substituir o indutor Boost de cada módulo do retificador 2, pelo indutor acoplado. Uma simulação preliminar do RTH proposto foi executada no software PSIM (20 kW). Foi construído um protótipo do retificador trifásico (RT) modular com conversor Boost e correção do fator de potência (PF), i.e., retificador 2 do RTH proposto, de 3 kW, com objetivo de validar a mitigação da interação de corrente.

Os resultados do RTH proposto, pela simulação, mostram não haver interação de corrente e funciona de forma correta, tendo apresentado um elevado PF de 99,92% e baixa distorção harmónica total (THD) de 3,96%. De igual modo, o protótipo do RT modular também mostrou não haver interação de corrente entre as fases e um funcionamento ao previsto, tendo apresentado um elevado PF (99,8%) e baixo valor da THD (3,7%). Assim, fica comprovado que é possível implementar um RTH com conversor Boost e indutor acoplado.

Palavras chave: Retificador trifásico híbrido; conversor Boost; indutor acoplado; conversores para as energias renováveis; carregamento rápido dos veículos elétricos terrestres; marítimos e aéreos; redes elétricas inteligentes.

ABSTRACT

The work presented in this document focuses on the development of a three-phase unidirectional hybrid rectifier with Boost converter. The three-phase hybrid rectifier (RTH) with Boost converter is composed of two rectifiers (rectifier 1 and 2) and isolation transformer at the input of each phase of rectifier 2, to mitigate current interactions. The same configuration without isolation transformers is considered unfeasible due to current interactions between rectifier 2 modules.

RTH allows combining the advantages of rectifier 1 (GRAETZ bridge) with the advantages of rectifier 2 (power factor correction), thus presenting advantages in several applications. Analyzing the RTH, based on Boost converter with an isolation transformer existing in the literature, it is proved that this "classic" solution presents a heavier weight, larger volume, and higher cost. Therefore, it turns up more interesting and challenging to design an RTH with Boost converter, without the isolation transformer.

Thus, an RTH with a Boost converter, but without the isolation transformer, is here proposed. For this, it was necessary to replace the Boost inductor of each module of rectifier 2, with a coupled inductor. The proposed RTH implementation was first simulated in PSIM software (20 kW). A prototype of the modular three-phase rectifier with Boost converter and power factor (PF) corrector, i.e., the rectifier 2 of the proposed RTH of 3 kW, was also built, to validate the mitigation of current interaction.

The proposed RTH results simulations show that there is no current interaction and work correctly, having presented a high power factor of 99.92% and low total harmonic distortion (THD) of 3.96%. Likewise, the modular three-phase rectifier prototype also is showing no current interaction between phases and equal to the previewed operation, having presented a high PF (99.8%) and low THD value (3.7%). Thus, it is proved that it is possible to implement an RTH with Boost converter and coupled inductor.

Keywords: Three-phase hybrid rectifier; Boost converter; phase current; coupled inductor; power converters for renewable energy; fast charging of electric vehicles; terrestrial; maritime; and air vehicles; smart electrical grids.

ÍNDICE

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Enquadramento e Motivação	1
1.2	Problema de Investigação	2
1.2.1	Questão de Investigação.....	3
1.2.2	Hipótese	3
1.2.3	Objetivo	3
1.2.4	Método de Investigação.....	4
1.2.5	Método de Validação	6
1.3	Principais Contribuições	6
1.3.1	Contribuições.....	7
1.3.2	Publicações.....	7
1.4	Organização do Documento.....	8
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DOS RETIFICADORES TRIFÁSICOS HÍBRIDOS	9
2.1	Retificador Trifásico com Elevado Fator de Potência	9
2.2	RTH com Correção Ativa do Fator de Potência	13
2.2.1	Aplicações dos RTH.....	14
2.2.2	Constituição e Funcionamento do RTH.....	15
2.3	Classificação dos RTH.....	18
2.3.1	RTHU com Conversor Boost	19
2.3.2	RTHU com Conversor SEPIC.....	21
2.3.3	RTHU com Retificador Vienna.....	23
2.3.4	RTHB com Conversor PWM do Tipo Boost.....	26
2.3.5	Controlo do Retificador	28
2.4	Conclusão.....	40
3	MODELAÇÃO E DESENHO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO HÍBRIDO PROPOSTO	43

3.1	Introdução ao RTHU Proposto.....	43
3.2	Modelação do Circuito de Potência.....	45
3.2.1	Modelação do Circuito de Potência do Retificador 1	45
3.2.2	Modelação do Circuito de Potência do Retificador 2	56
3.2.3	Condensador de Saída do RTH.....	75
3.3	Modelação do Circuito do Controlo	77
3.3.1	Estratégia do Controlo	77
3.3.2	Malha de Corrente.....	79
3.3.3	Malha de Tensão	84
4	IMPLEMENTAÇÃO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO HÍBRIDO PROPOSTO.....	89
4.1	Introdução.....	89
4.2	Simulação.....	90
4.2.1	Especificações Iniciais.....	91
4.2.2	Circuito de Potência.....	93
4.2.3	Circuito de Interface.....	95
4.2.4	Circuito do Controlo	101
4.3	Protótipo	107
4.3.1	Retificador Trifásico Modular	108
4.3.2	Especificações Iniciais.....	111
4.3.3	Circuito de Potência.....	113
4.3.4	Circuito de Interface.....	121
4.3.5	Circuito do Controlo	132
4.3.6	Implementação do Retificador Trifásico Modular	137
4.4	Conclusão.....	137
5	RESULTADOS E DISCUSSÃO.....	139
5.1	Resultados da Simulação	139
5.1.1	Parâmetros de Entrada do Retificador.....	139
5.1.2	Parâmetros do Conversor Boost	144
5.1.3	Parâmetros de Saída do Retificador	149
5.1.4	Parâmetros da Interface e Controlo.....	150
5.1.5	Desempenho do Retificador.....	152
5.1.6	Distribuição de Potência	154
5.2	Resultados Experimentais do Protótipo	158
5.2.1	Modo do controlo Desligado.....	158

5.2.2	Modo do Controlo ligado.....	164
5.3	Comparação.....	172
5.3.1	Simulação e Protótipo.....	172
5.3.2	Modo do Controlo Desligado vs Ligado.....	173
5.4	Conclusão.....	174
6	CONCLUSÃO	175
6.1	Conclusão.....	175
6.2	Linhas de Investigação Futuras.....	177

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 — Principais etapas do método de investigação.	6
Figura 2.1 — Retificadores trifásicos com baixo THD.	13
Figura 2.2 — Retificador de ponte Graetz com filtro indutivo e capacitivo.	16
Figura 2.3 — Retificador de ponte Graetz em série com conversor Boost.	17
Figura 2.4 — Configuração do circuito elétrico do RTHU-R1//BR2.	20
Figura 2.5 — Retificador híbrido com conversor Boost e transformador trifásico.	20
Figura 2.6 — Formas da onda de corrente na fase a do RTH: a) Corrente de entrada no retificador 1; b) Corrente de entrada no retificador 2; c) Corrente de entrada (sinusoidal) no RTH.	20
Figura 2.7 — Formas da onda de corrente na fase a do RTH: a) Corrente de entrada no retificador 1; b) Corrente de entrada no retificador 2; c) Corrente de entrada (12-multinível) no RTH.	21
Figura 2.8 — Configuração do circuito elétrico do RTHU-BR1//SR2.	22
Figura 2.9 — Configuração do circuito elétrico do RTHU-R1//SR2.	23
Figura 2.10 — Formas da onda de corrente na fase a do RTH: a) Corrente de entrada no retificador 1; b) Corrente de entrada no retificador 2; c) Corrente de entrada (sinusoidal) no RTH.	23
Figura 2.11 — Configuração do circuito elétrico do RTHU-BR1//VR2.	25
Figura 2.12 — Configuração do circuito elétrico do RTHU-BR1//DR2.	25
Figura 2.13 — Configuração do circuito elétrico do RTHU-BR1//StR2.	26
Figura 2.14 — Configuração do circuito elétrico do RTHB-BR1//BR2.	27
Figura 2.15 — Configuração do circuito elétrico do RTHB-R1//BR2.	27
Figura 2.16 — Formas da onda de corrente na fase a do RTHB: a) Corrente de entrada no retificador 1; b) Corrente de entrada no retificador 2; c) Corrente de entrada (sinusoidal) no RTHB.	27
Figura 2.17 — Formas da onda de corrente no MCC, MCCr e MCD.	28
Figura 2.18 — Controlo por corrente média.	30
Figura 2.19 — Forma da onda de corrente do controlo por corrente média no MCC.	30
Figura 2.20 — Controlo por corrente de pico.	32
Figura 2.21 — Forma da onda de corrente do controlo por corrente de pico no MCC.	32
Figura 2.22 — Controlo por histerese variável.	34
Figura 2.23 — Forma da onda de corrente do controlo por histerese variável no MCC.	34
Figura 2.24 — Estratégia do controlo aplicado em RTH com corrente sinusoidal.	36

Figura 2.25 — Estratégia do controlo aplicado em RTH com corrente multinível.....	37
Figura 2.26 — Estratégia do controlo aplicado em RTH com gerador do sinal de referência..	37
Figura 2.27 — Primeiro modo de distribuição de potência no RTH utilizando o ganho G_{CV1} .	39
Figura 2.28 — Segundo modo de distribuição de potência no RTH aplicando os ganhos G_{CV1} e G_{CV2} .	39
Figura 2.29 — Formas da onda de corrente na fase a do RTH: a) Corrente de entrada no retificador 1; b) Corrente de entrada no retificador 2; c) Corrente de entrada (sinusoidal distorcida) no RTH.....	40
Figura 2.30 — Formas da onda de corrente na fase a do RTH: a) Corrente de entrada no retificador 1; b) Corrente de entrada no retificador 2; c) Corrente de entrada (sinusoidal) no RTH.....	40
Figura 3.1 — Retificador trifásico híbrido proposto.....	44
Figura 3.2 — Forma da onda de corrente na entrada do retificador 1.....	44
Figura 3.3 — Forma da onda de corrente na entrada do retificador 2.....	45
Figura 3.4 — Forma da onda de corrente na entrada do retificador trifásico híbrido.....	45
Figura 3.5 — Circuito de potência do retificador 1.....	46
Figura 3.6 — Tensões de entrada e saída da ponte retificador 1.....	46
Figura 3.7 — Intervalo de condução dos díodos da ponte retificadora.....	47
Figura 3.8 — Etapa de magnetização.....	47
Figura 3.9 — Etapa de desmagnetização.....	48
Figura 3.10 — Circuito de potência do retificador 2.....	56
Figura 3.11 — Horizonte de estudo da interação de corrente.....	58
Figura 3.12 — Representação da primeira interação de corrente.....	58
Figura 3.13 — Representação da segunda interação de corrente.....	59
Figura 3.14 — Análise da mitigação da interação de corrente.....	62
Figura 3.15 — Retificador Boost de um dos módulos do retificador 2.....	63
Figura 3.16 — Etapa de magnetização.....	64
Figura 3.17 — Etapa de desmagnetização.....	64
Figura 3.18 — Formas da onda do conversor Boost em um período de comutação.....	65
Figura 3.19 — Tensão de entrada e saída da ponte do retificador 2.....	65
Figura 3.20 — Esquema do indutor acoplado de sentido discordante.....	69
Figura 3.21 — Esquema equivalente do indutor acoplado com sentido discordante.....	72
Figura 3.22 — Esquema elétrico do banco de condensadores.....	77
Figura 3.23 — Diagrama em blocos da estratégia do controlo.....	78
Figura 3.24 — Circuito do compensador de corrente.....	79
Figura 3.25 — Diagrama assintótico do $C_i(s)$	82
Figura 3.26 — Transformação da tensão V_c em PWM.....	83
Figura 3.27 — Circuito do compensador de tensão.....	85
Figura 3.28 — Gerador do sinal <i>feed-forward</i>	88
Figura 4.1 — Esquema em bloco do retificador proposto.....	89
Figura 4.2 — Diagrama interno em bloco do UC3854B.....	91
Figura 4.3 — Circuito de potência do RTHU.....	95
Figura 4.4 — Retificador de precisão de corrente.....	96
Figura 4.5 — Sensores de tensão.....	97
Figura 4.6 — Retificador de precisão de tensão.....	98

Figura 4.7	— Circuito da malha de tensão de saída.....	99
Figura 4.8	— Circuito regulador do nível de corrente do retificador 1 e do retificador 2. ...	100
Figura 4.9	— Circuito gerador da tensão <i>feed-forward</i>	101
Figura 4.10	— Circuito de tensão de referência programável para o controlo do retificador 1.	101
Figura 4.11	— Circuito do controlo do retificador 1.....	106
Figura 4.12	— Circuito do controlo do módulo 1 no retificador 2.....	107
Figura 4.13	— Proposta do retificador trifásico modular.....	108
Figura 4.14	— Esquema em bloco da constituição do circuito de potência.	109
Figura 4.15	— Esquema em bloco da constituição do circuito de interface e controlo.....	109
Figura 4.16	— Constituição do indutor acoplado.....	116
Figura 4.17	— Distribuição do número de espiras em camadas no indutor acoplado.	117
Figura 4.18	— Indutor acoplado usado no protótipo.	119
Figura 4.19	— Placa PCB da camada inferior do circuito de potência.....	119
Figura 4.20	— Placa PCB da camada superior do circuito de potência.....	120
Figura 4.21	— Circuito de potência do protótipo.....	120
Figura 4.22	— Sensor de corrente.	123
Figura 4.23	— Placa PCB da camada inferior do retificador de precisão.....	123
Figura 4.24	— Placa PCB da camada superior do retificador de precisão.....	124
Figura 4.25	— Retificador de precisão de tensão e de corrente.....	124
Figura 4.26	— Sensor de tensão de saída.....	126
Figura 4.27	— Placa PCB da camada inferior do circuito V_{ff} e V_o	127
Figura 4.28	— Placa PCB da camada superior do circuito V_{ff} e V_o	127
Figura 4.29	— Circuito de V_{ff} e V_o	127
Figura 4.30	— Esquema em bloco do circuito de acionamento do MOSFET.....	129
Figura 4.31	— Circuito de acionamento do MOSFET.....	129
Figura 4.32	— Placa PCB da camada inferior do circuito de interface.....	130
Figura 4.33	— Placa PCB da camada superior do circuito de interface.....	130
Figura 4.34	— Circuito de interface do protótipo na vista de cima.	131
Figura 4.35	— Circuito de interface do protótipo na vista lateral.	131
Figura 4.36	— Placas PCB da camada inferior do circuito do controlo.	134
Figura 4.37	— Placas PCB da camada superior do circuito do controlo.....	135
Figura 4.38	— Circuito do controlo.....	135
Figura 4.39	— Apresentação completa do protótipo.....	137
Figura 5.1	— Tensão de entrada nas três fases do retificador.	140
Figura 5.2	— Corrente de entrada nas três fases do retificador.	140
Figura 5.3	— Tensão e corrente na fase a (V_a , I_a), fase b (V_b , I_b), e fase c (V_c , I_c).	141
Figura 5.4	— Forma da onda de corrente na fase a, do retificador híbrido (I_a), do retificador 1 (I_{a1}) e do retificador 2 (I_{a2}).....	142
Figura 5.5	— Ondulação de corrente de entrada na fase a, do retificador híbrido.....	143
Figura 5.6	— Ondulação de corrente de entrada na fase a, do retificador híbrido (I_a); do retificador 1 (I_{a1}) e do retificador 2 (I_{a2}).....	143
Figura 5.7	— Representação da Transformada rápida de Fourier.....	144
Figura 5.8	— Corrente no Indutor Boost do retificador 1.	144
Figura 5.9	— Ondulação da corrente no Indutor Boost do retificador 1.	145

Figura 5.10 — Corrente no Indutor Boost do retificador 2.....	146
Figura 5.11 — Ondulação da corrente no Indutor Boost do retificador 2.....	146
Figura 5.12 — Corrente do IGBT do Boost no retificador 1 (em maior escala).....	146
Figura 5.13 — Corrente no IGBT do Boost no retificador 2.....	147
Figura 5.14 — Corrente do IGBT do Boost no retificador 2 (em maior escala).....	147
Figura 5.15 — Corrente no diodo Boost do retificador 1 (em maior escala).....	148
Figura 5.16 — Corrente no Diodo Boost do retificador 2.....	149
Figura 5.17 — Corrente no diodo Boost do retificador 2 (em maior escala).....	149
Figura 5.18 — Período transitório da tensão e corrente de saída do retificador híbrido.....	150
Figura 5.19 — Ondulação da tensão de saída.....	150
Figura 5.20 — Sinal de saída no retificador de precisão de tensão e corrente.....	151
Figura 5.21 — Tensão de referência programável do retificador 1.....	151
Figura 5.22 — Sinal de tensão para o pino 2 no retificador 1 e em um módulo do retificador 2, respetivamente.....	152
Figura 5.23 — Correntes de entrada com variação de 50% da carga.....	153
Figura 5.24 — Correntes de entrada na fase a, com variação de 50% da carga. la) Do retificador híbrido. la1) Do retificador 1. la2) Do retificador 2.....	153
Figura 5.25 — Corrente de saída do retificador híbrido com variação de 50% da carga.....	154
Figura 5.26 — Tensão de saída do retificador híbrido com variação de 50% da carga.....	154
Figura 5.27 — Corrente de entrada na fase a do retificador híbrido, para R_{GCV1} de 3 k Ω	156
Figura 5.28 — Corrente de entrada na fase a do retificador híbrido, para R_{GCV1} de 8 k Ω	157
Figura 5.29 — Corrente de entrada nas três fases do retificador no modo controlo desligado.....	159
Figura 5.30 — Tensão e corrente na saída do retificador no modo controlo desligado.....	160
Figura 5.31 — Tensão de entrada (ch3) e saída (ch4) do retificador de precisão de tensão.....	161
Figura 5.32 — Tensão de entrada (ch3) e saída (ch4) do retificador de precisão de corrente.....	161
Figura 5.33 — Sinal de tensão de V_{ff} (ch3) e o V_{RMV} (cha4).....	162
Figura 5.34 — Frequência de comutação no pino 16 do UC3854BN (ch3) e na saída do circuito de acionamento (ch4).....	163
Figura 5.35 — Corrente de entrada nas três fases.....	164
Figura 5.36 — Tensão e corrente na fase a.....	165
Figura 5.37 — Ondulação de corrente de entrada na fase a.....	165
Figura 5.38 — Análise do espectro harmônico na fase a.....	166
Figura 5.39 — Análise do espectro harmônico na fase b.....	166
Figura 5.40 — Análise do espectro harmônico na fase c.....	167
Figura 5.41 — Corrente no indutor Boost 1 (fase a).....	168
Figura 5.42 — Ondulação da corrente no indutor Boost 1 (fase a).....	168
Figura 5.43 — Corrente no MOSFET do Boost 1 (fase a).....	169
Figura 5.44 — Ondulação da corrente no MOSFET do Boost 1 (fase a).....	169
Figura 5.45 — Corrente no diodo do Boost 1 (fase a).....	170
Figura 5.46 — Ondulação da corrente no diodo do Boost 1 (fase a).....	170
Figura 5.47 — Tensão e corrente na saída do retificador.....	171
Figura A.1 — Análises das correntes de entrada.....	187
Figura A.2 — Distribuição angular das correntes de entrada.....	188

Figura A.3 — Tensão e corrente na fase a.....	188
Figura A.4 — Tensão e corrente na fase b.....	188
Figura A.5 — Tensão e corrente na fase c.....	189
Figura A.6 — Análises das potências nas fases.....	189
Figura A.7 — Análises do PF nas fases.....	189

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 2.1	— Classificação dos retificadores trifásicos híbridos.....	18
Tabela 3.1	— Estados de combinação dos interruptores de comutação.....	57
Tabela 4.1	— Especificações gerais.....	91
Tabela 4.2	— Especificações usados no protótipo.....	111
Tabela 4.3	— Determinação das tensões de entrada.....	112
Tabela 4.4	— Determinação das correntes no indutor Boost.....	112
Tabela 4.5	— Parâmetros de dimensionamento da ponte retificadora.....	113
Tabela 4.6	— Parâmetros de dimensionamento do MOSFET.....	113
Tabela 4.7	— Parâmetros de dimensionamento do diodo Boost.....	114
Tabela 4.8	— Especificações do núcleo de pó de ferro toroidal selecionado.....	115
Tabela 4.9	— Parâmetros das camadas usadas na bobinagem dos indutores acoplados... ..	117
Tabela 4.10	— Principais características dos componentes usados no circuito de potência.....	121
Tabela 4.11	— Detalhes do sensor de corrente LAH 25-NP.....	122
Tabela 4.12	— Componentes usados nos retificadores de precisão.....	125
Tabela 4.13	— Característica dos pinos do retificador de precisão.....	125
Tabela 4.14	— Componentes usados no circuito V_{ff} e V_o	128
Tabela 4.15	— Característica dos pinos do circuito V_{ff} e V_o	128
Tabela 4.16	— Componentes usados no circuito de interface.....	132
Tabela 4.17	— Componentes usados no circuito do controle.....	136
Tabela 4.18	— Característica dos pinos do circuito do controle.....	136
Tabela 5.1	— Distribuição de potência, PF e THD, em cada fase do retificador proposto... ..	141
Tabela 5.2	— Distribuição de potência do RTHU.....	155
Tabela 5.3	— Distribuição de potência.....	156
Tabela 5.4	— Valores obtidos do retificador, no modo controle desligado.....	160
Tabela 5.5	— Valores obtidos do retificador, no modo controle ligado.....	172
Tabela 5.6	— Tabela comparativa dos parâmetros da simulação e do protótipo.....	173

GLOSSÁRIO

Boost	Conversor elétrico DC/DC que amplifica a tensão de saída (diminuindo a corrente).
Vienna	Um tipo de retificador, inventado pelo Prof. Johann W. Kolar em 1993.
Ponte Graetz	Trata-se de um circuito conversor (retificador), constituído por díodos, que converte a corrente alternada em corrente contínua.

SIGLAS

AC	Corrente Alternada (<i>Alternating Current</i>)
ASDs	Acionamento de Velocidade Ajustável (<i>Adjustable Speed Drive</i>)
CI	Circuito Integrado
DC	Corrente Contínua (<i>Direct Current</i>)
DER	<i>Distributed Energy Resource</i>
DSP	Processador de sinal digital (<i>Digital Signal Processor</i>)
EC	Estado de Combinação
FF	Fator de Forma
FFT	Transformada rápida de Fourier (<i>Fast Fourier Transform</i>)
IGBT	Transístor Bipolar de Porta Isolada (<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>)
IEEE	Instituto de Engenheiros, Eletricistas e Eletrônicos
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
LCP	Limitador de Corrente de Pico
MCC	Modo de Condução Contínua
MCCr	Modo de Condução Crítica
MCD	Modo de Condução Descontínua
MOSFET	Transístor de Efeito de Campo de Metal Oxido Semicondutor
MV	Tensão Média
PF	Fator de Potência (<i>Power Factor</i>)
PFC	Correção do Fator de Potência (<i>Power factor correction</i>)
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
PV	Fotovoltaico (<i>Photovoltaic</i>)
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
RT	Retificador Trifásico

RTH	Retificador Trifásico Híbrido
RTHU	Retificador Trifásico Híbrido Unidirecional
RTHB	Retificador Trifásico Híbrido Bidirecional
RPV	Retificador de Precisão de Tensão
RPI	Retificador de Precisão de Corrente
SEPIC	Conversor de indutor primário de terminação simples (Single-Ended Primary-Inductor Converter)
SC	Carbureto de Silício
THD	Distorção Harmónica Total (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
THDi	Distorção Harmónica Total da Corrente
THDv	Distorção Harmónica Total da Tensão
VE	Veículo Elétrico

SÍMBOLOS

ω	Frequência angular	rad/s
ΔI_{Lb}	Ondulação da corrente do indutor Boost no retificador 1	A
ΔI_{L1}	Ondulação da corrente do indutor do módulo 1 no retificador 2	A
$\overline{\Delta I_{L1}}$	Ondulação de corrente normalizada do módulo 1 no retificador 2	A
ΔQ_{co}	Varição da carga elétrica no condensador	C
Δt	Varição do tempo de condução	s
η	Rendimento estimado	
n	Ordem harmónica	
ϕ	Fluxo do campo magnético	Wb
ϕ_m	Fluxo mútuo	Wb
φ_n	Ângulo de defasagem entre os componentes de tensão e corrente na harmónica n	
ϕ_{nu}	Fluxo magnético no núcleo	Wb
ϕ_s	Fluxo de dispersão	Wb
μ	Permeabilidade magnética do material	
AL	Coefficiente, igual à indutância por espira em quadrado	
A_{nu}	Seção do núcleo	cm ²
B_{max}	Máxima indução no núcleo (densidade do fluxo)	T
B_{cal}	Densidade do fluxo calculada	T
C_{ff}	Condensador de filtragem na malha de <i>feed-forward</i>	F
C_o	Condensador de saída	F
$C_i(s)$	Função de transferência do compensador	

	de corrente (variável da transformada de Laplace)	
$C_V(s)$	Função de transferência do compensador de tensão (variável da transformada de Laplace)	
D	Razão cíclica	
e_V	Erro de tensão	
f	Frequência	Hz
f_r	Frequência da rede elétrica	Hz
f_s	Frequência de comutação	Hz
F_{mag}	Força magnética	A. esp.
G_{FP}	Ganho da faixa plana	
G_{PWM}	Ganho do modulador por largura de pulso	
G_i	Ganho do sensor de corrente	
G_V	Ganho do sensor de tensão	
G_{ff}	Ganho do <i>feed-forward</i>	
G_{CV}	Ganho do compensador de tensão	
I	Corrente elétrica	A
I_a, I_b, I_c	Corrente elétrica na fase a, fase b e fase c	A
I_{a1}, I_{b1}, I_{c1}	Corrente elétrica na fase a, fase b e fase c do retificador 1	A
I_{a2}, I_{b2}, I_{c2}	Corrente elétrica na fase a, fase b e fase c do retificador 2	A
I_{ef}	Valor eficaz da corrente	A
I_{ref} ou I_{REF}	Corrente de referência	A
I_{md}	Valor médio da corrente	A
I_{Lb}	Corrente do indutor Boost do retificador 1	A
I_{L1}	Corrente do indutor equivalente do módulo 1 no retificador 2	A
I_p	Valor de pico da corrente na entrada do retificador	A
I_{Sb}	Corrente no interruptor Boost do retificador 1	A
I_{S1}	Corrente no interruptor Boost do módulo 1 no retificador 2	A
I_{Db}	Corrente no diodo Boost do retificador 1	A
I_{D11}	Corrente no diodo Boost do módulo 1 no retificador 2	A
I_{D1}	Corrente no diodo retificador 1	A
I_{D7}	Corrente no diodo retificador do módulo 1 no retificador 2	A
I_o	Valor médio da corrente de saída do retificador híbrido	A

I_{o1}	Valor médio da corrente de saída do retificador 1	A
I_{o2}	Valor médio da corrente de saída do retificador 2	A
I_M	Corrente máxima	A
I_m	Corrente mínima	A
K	Coefficiente de acoplamento magnético	
L	Indutância	H
L_1	Indutância equivalente do indutor acoplado do módulo 1 no retificador 2	H
L_{11}	Indutância primária do indutor acoplado	H
L_{12}	Indutância secundária do indutor acoplado	H
M	Indutância mútua	H
$N_{\text{esp.L12}}$	Número de espiras do indutor primário	
$N_{\text{esp.L12}}$	Número de espiras do indutor secundário	
P	Potência ativa	W
R_o	Resistência de saída (Carga)	Ω
R_{eq}	Resistência equivalente	Ω
R_{GCV}	Resistência do ganho do compensador de tensão	Ω
\mathfrak{R}	Relutância	$\text{esp}^2 \cdot \text{H}^{-1}$
S	Potência aparente	VA
S	Interruptor de comutação	
T	Período	s
T_S	Período de comutação	s
t_{ht}	Tempo mínimo de espera	s
u_1, u_2	Tensões no indutor primário e secundário	V
V_f	Tensão de fase	V
V_{ff}	Tensão da malha <i>feedforward</i>	V
V_a, V_b, V_c	Tensão sinusoidais na fase a, fase b e fase c	V
$V_{a.ref}, V_{b.ref}, V_{c.ref}$	Tensão sinusoidais de referência na fase a, fase b e fase c	V
V_o	Valor médio da tensão de saída	V
V_{ef}	Valor eficaz da tensão na entrada do retificador	V
V_p	Valor de pico da tensão na entrada do retificador	V
V_{ref}	Tensão de saída de referência	V

V_{ret}	Tensão retificada	V
V_{md}	Valor médio da tensão	V
$V_{sb.max}$	Tensão máxima no interruptor Boost do retificador 1	V
$V_{s1.max}$	Tensão máxima no interruptor Boost do módulo 1 no retificador 2	V
$V_{Db.max}$	Tensão máxima no diodo Boost do retificador 1	V
$V_{D11.max}$	Tensão máxima no diodo Boost do módulo 1 no retificador 2	V
$V_{D1.max}$	Tensão reversa máxima no diodo retificador 1	V
$V_{D7.max}$	Tensão reversa máxima no diodo do módulo 1 no retificador 2	V
Z	Impedância	Ω

INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentado o enquadramento e a motivação do trabalho, o problema de investigação proposto, bem como a organização geral do documento. Apresentam-se ainda as principais contribuições da investigação desenvolvida durante o período do programa doutoral.

1.1 Enquadramento e Motivação

A motivação para abordar o tema do retificador trifásico híbrido unidirecional com conversor Boost advém da necessidade de dar resposta aos problemas relacionados ao conteúdo harmónico da energia proveniente da rede eléctrica (AC). A rede eléctrica AC ainda é muito utilizada, porém a utilização da rede DC já tem demonstrado sua viabilidade e espera-se que no futuro ganhem usos mais amplos. A rede DC ainda não pode funcionar de forma independente da rede AC e provavelmente nunca funcionará, devido ao fato de que os geradores eletromecânicos de energia eléctrica são rotativos, assim como os geradores eólicos. Por outro lado, os geradores baseados em energia solar, as baterias, os geradores de hidrogénio, funcionam com energia eléctrica em DC.

Em reuniões de investigadores científicos e dos produtores industriais, e.g. na última conferencia IECON 2022, mostraram grande interesse em retificadores para hidrólise, carregamento rápido de veículos eléctricos, redes DC com reserva feita pela rede AC, etc. Todas as aplicações modernas tendem a utilizar a Tensão Média (MV). Essa tendência é baseada em dispositivos feitos de Carbureto de Silício (SC) que já começam a ser aplicados largamente nas estruturas da rede eléctrica.

Em geral, os retificadores podem apresentar uma característica de correção do fator de potência (PFC), ou não. Nos retificadores sem PFC são empregues filtros passivos (indutivos e capacitivos) e de acordo ao tipo de carga, ainda que nos dias de hoje as cargas são predominantemente indutivas, aparece desfasamento entre a tensão e a corrente. No mesmo tempo pelo funcionamento dos conversores de potência, é também provocada uma descida do fator de potência (PF) adicional, pela presença de harmónicas introduzidas na rede eléctrica. As harmónicas na rede eléctrica, provocam distorções na forma da onda de corrente, e também geram interferência eletromagnética, perdas nas linhas de transmissão e distorções nas tensões [1,2]. De forma a mitigar os distúrbios que conversores ou cargas podem causar na rede eléctrica, normas têm sido impostas pelas concessionárias de energia como medida para salvaguardar a qualidade da energia na rede eléctrica. Exemplos de normas estabelecidos e internacionalmente conhecidos utilizados em qualidade de energia são IEC61000-3-2 e IEC61000-3-4, e em relação à distorção harmónica total (THD) da corrente injetada na rede eléctrica, a IEEE Std 519 –2014 [3–5].

Os novos sistemas de carregamento rápido para os veículos eléctricos (VE) de tipos diferentes, bem como o crescimento das microrredes DC, implicam significativa demanda na rede eléctrica. Assim os estágios de retificadores devem ser gradativamente mais potentes e com bom sistema de PFC. Uma forma de aumentar a potência do retificador é a associação paralela de vários retificadores. Nesta vertente, surgem os retificadores trifásicos híbridos (RTH) constituídos por dois ou mais retificadores em paralelo. No caso dos RTH constituídos por dois retificadores em paralelo, são formados por duas partes: retificador 1 de ponte Graetz; e retificador 2 com conversor Boost, Vienna ou SEPIC. Os RTH são criados para elevar a capacidade de retificação, bem como combinar as vantagens do retificador 1 (ponte Graetz), com respeito às vantagens do retificador 2, implicando assim uma baixa THD de corrente e um alto PF. Entre as possibilidades de implementar um RTH (com conversor Boost, Vienna, SEPIC ou outros), destaca-se bastante o RTH com conversor Boost, sendo o retificador que se pretende inovar neste trabalho.

1.2 Problema de Investigação

Um detalhe importante a considerar é que em [6–10] é descrito que a construção de RTH com conversores Boost sem transformadores de isolamento é inviável devido às interações de corrente entre os módulos do retificador. Para que se torne possível, a mitigação das interações de corrente entre os módulos do retificador, é necessária a implementação de uma

solução com transformador no retificador 2 funcionando como um transformador de isolamento. Contudo, esta solução pode ser inviável para algumas aplicações, uma vez que os transformadores ocupam um significativo volume, apresentam um peso considerável e têm um custo elevado. Com isto, torna-se assim um desafio projetar um retificador trifásico híbrido sem adição de um transformador de isolamento.

1.2.1 Questão de Investigação

Levantado o problema na estrutura do RTH com conversor Boost, sendo este o foco que se pretende resolver, o critério de inovação para este trabalho, i.e., a principal questão de investigação é o seguinte:

Como projetar um RTH com conversor Boost sem o transformador de isolamento?

1.2.2 Hipótese

Uma vez que o problema para a realização do RTH com conversor Boost, sem transformador de isolamento é devido à interação da corrente nos conversores. Neste trabalho o que se pretende é criar um sistema de filtragem mais viável que o isolamento por transformador, utilizando o acoplamento magnético do indutor. Sendo assim, a hipótese adotada para este trabalho é:

Se for construído um retificador trifásico híbrido com conversor Boost sem transformador de isolamento no retificador 2 modular e se substituir o indutor do conversor Boost por um indutor acoplado de enrolamento discordante, poderá assim ser evitada a interação de corrente entre os módulos dos retificadores, permitindo que a corrente de entrada tenha a forma da onda sinusoidal em fase com a tensão garantindo um alto PF e uma baixa THD.

1.2.3 Objetivo

O objetivo geral deste trabalho é o estudo, desenvolvimento e implementação de uma nova estrutura de retificador trifásico híbrido unidirecional com conversor Boost, sem transformador de isolamento. Traçado o objetivo geral, foi fundamental traçar os objetivos específicos que possam ajudar no desenvolvimento deste trabalho e responder assim às questões e argumentos pertinentes. Os objetivos específicos que se desejam alcançar são os seguintes:

- Efetuar um estudo sobre as interações de corrente que acontecem em uma estrutura de RTH com conversor Boost quando não é adicionado um transformador de isolamento;

- Demonstrar de forma clara a mitigação da interação de corrente na estrutura do conversor proposto, aplicando o indutor acoplado de enrolamento discordante;
- Demonstrar a viabilidade técnica do RTH proposto por meio de simulação;
- Demonstrar a viabilidade técnica do retificador trifásico modular por meio de um protótipo implementado, de forma a validar a mitigação da interação de corrente.

1.2.4 Método de Investigação

De forma a obter um plano de trabalho mais conciso, optou-se por seguir um modelo clássico de investigação cujas etapas principais são apresentadas na Figura 1.1. É um método iterativo que envolve investigação, conceitualização de soluções, experimentação, validação de resultados e espírito crítico. Neste modelo, são empregues 7 etapas, descritas de seguida:

1. Formulação da questão de investigação.
Depois de feita uma revisão da literatura sobre os RTH, identificou-se a lacuna e formulou-se a principal questão.
 2. Antecedentes e observações.
Nesta etapa são feitas observações e coletam-se os conteúdos adequados que fazem parte da revisão da literatura, de forma a identificar (lacuna) e comprovar a inovação do RTH proposto.
 3. Formulação da hipótese.
Depois de realizar a formulação da questão de investigação (identificação do problema) e a revisão da literatura sobre os RTH com conversor Boost, foi elaborada uma solução prévia dada como hipótese. Nesta etapa, foram também realizadas algumas simulações de forma a ajudar na elaboração da hipótese.
 4. Elaboração da simulação e protótipo.
Esta etapa é dividida em duas etapas, a verificação e o estudo da solução por simulação e a execução do protótipo.
- Execução por simulação.
Esta etapa começou com a elaboração do esquema elétrico e dimensionamento dos componentes do RTH proposto. É uma etapa importante pois define os resultados obtidos, e em seguida foi selecionado o software (PSIM) adequado. Posteriormente foi realizada uma simulação prévia no sentido de garantir o funcionamento do retificador, tendo por base o dimensionamento e

uma análise prévia dos resultados. Depois da simulação, passou-se para a execução do protótipo.

- Execução do protótipo.

Depois de se ter comprovado por simulações o funcionamento do retificador, foi implementado o protótipo. Esta etapa é importante pois é a etapa que comprova o funcionamento do retificador, sendo importante a aquisição dos componentes eletrônicos adequados e a montagem do retificador.

5. Teste da hipótese e coleta de dados.

Esta etapa foi dividida em duas etapas, sendo o teste da hipótese de simulação e o teste da hipótese pelo protótipo.

Teste da hipótese de simulação.

O teste da hipótese de simulação, teve início com a simulação prévia descrita na etapa 4 (Figura 1.1). De seguida, foram definidos os parâmetros de avaliação, e posteriormente executada a simulação e a recolha dos dados de acordo com os parâmetros definidos.

Teste da hipótese pelo protótipo.

O teste da hipótese pelo protótipo, teve início com a implementação do protótipo do retificador, foram aplicados os parâmetros definidos no teste por simulação. De seguida, foram realizadas medidas de segurança e posteriormente efetuados os testes e a recolha dos dados de acordo com os parâmetros definidos.

6. Análise de resultados e interpretação de resultados.

Depois da recolha dos dados, tanto da hipótese de simulação, como da hipótese pelo protótipo, foi realizada a análise e interpretação dos resultados. A interpretação dos resultados é importante de forma a ter a certeza de que os resultados são viáveis para o tipo de retificador. Dependendo dos resultados, na eventualidade de não se comprovar a viabilidade, dever-se voltar a rever a etapa 1 ou a etapa 3 (Figura 1.1).

7. Publicação das conclusões.

Depois da análise e interpretação dos resultados, foram formuladas as respectivas conclusões, tendo sido apresentadas em publicações em revistas científicas internacionais e conferências internacionais com revisão por pares. Tendo, as publicações com os resultados e conclusões sido inseridas neste documento.

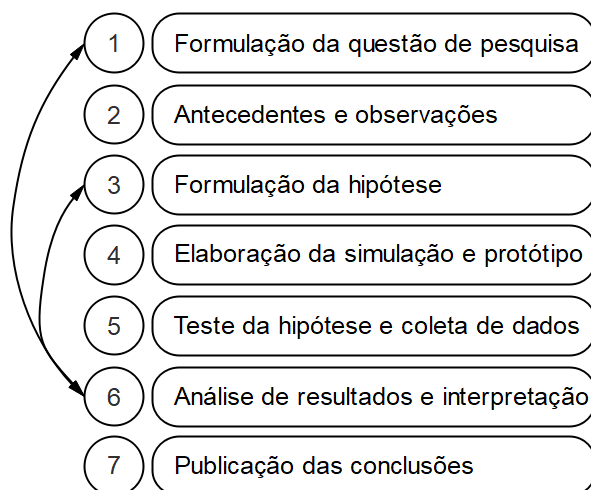


Figura 1.1 — Principais etapas do método de investigação.

1.2.5 Método de Validação

O método de validação de resultados, é um mecanismo importante no trabalho científico. Neste trabalho, o método de validação remete-se a dois canais de validação, nomeadamente implementação de um protótipo experimental e as publicações (artigos científicos) em revistas e conferências internacionais:

1. Protótipo experimental
Validação realizada baseando-se nos resultados práticos obtidos da construção e teste do protótipo do retificador trifásico modular de forma a demonstrar a mitigação da interação de corrente com o emprego do indutor acoplado de enrolamento discordante.
2. Publicações em Revistas e Conferências Internacionais
Validação realizada por pares, baseando-se na análise dos resultados obtidos em simulações e protótipo experimental.

1.3 Principais Contribuições

Neste trabalho, foi elaborado um tema de investigação original (inovador), cujo principal objetivo é contribuir para a ampliação das fronteiras do conhecimento científico e tecnológico na área escolhida. À medida que as tarefas que compõem o trabalho foram sendo realizadas, foram também publicadas periodicamente com o objetivo de submeter a comunidade científica, o qual proporcionou um debate ou parecer relevante por parte de investigadores desta área, melhorando assim o desenvolvimento do trabalho apresentado.

1.3.1 Contribuições

As principais contribuições inovadoras de cada publicação estão descritas a seguir:

1) A proposta de mitigar a interação de corrente em um RTHU com conversor boost, através do indutor acoplado. Assim, foi feita uma implementação por simulação do retificador proposto. Outra importante contribuição foi o desenvolvimento do circuito de interface, que visa isolar o circuito de potência do circuito de controlo. Ao final, foi demonstrado o funcionamento do RTHU com o conversor Boost proposto.

2) A demonstração e validação do método de mitigação da interação de corrente, bem como o funcionamento do circuito de interface. Para tanto, o RTH com conversor Boost foi construído e implementado através de um protótipo constituído principalmente pelo circuito de potência, o circuito de interface e o circuito de controlo.

3) O estudo aprofundado sobre a revisão sistemática de RTH existente na literatura. A principal contribuição foi aprofundar sistematicamente os tipos de RTH existentes na literatura, suas aplicações, a constituição de cada retificador e o princípio de funcionamento.

1.3.2 Publicações

Desta forma, foram realizadas publicações que, de certa forma, reforçam e validam de forma científica os conteúdos apresentados neste trabalho. As publicações científicas estão descritas abaixo.

Publicações Científicas em Revistas

1. Gonçalves, J.T.; Valtchev, S.; Melicio, R.; Gonçalves, A.; Blaabjerg, F. Hybrid Three-Phase Rectifiers with Active Power Factor Correction: A Systematic Review. *Electronics* 2021, 10, 1520. DOI: 10.3390/electronics10131520
2. Gonçalves, J.T.; Valtchev, S.; Melicio, R. Current Interactions Mitigation in 3-Phase PFC Modular Rectifier through Differential-Mode Choke Filter Boost Converter. *Appl. Sci.* 2021, 11, 1684. DOI: 10.3390/app11041684

Publicações Científicas em Conferencias

3. Gonçalves, J. T., Valtchev, S., Melicio, R., & Al-Saadi, M. Three-Phase Unidirectional Transformerless Hybrid Rectifier with Boost Converter. *IEEE 1st Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM) 2019*. Doi: 10.1109/GPECOM.2019.8778510

Protótipo Experimental

4. Retificador Trifásico Modular com Conversor Boost

1.4 Organização do Documento

O presente documento é estruturado em seis capítulos. A seguir, também se encontra um capítulo de referências bibliográficas e ainda o apêndice. Sendo organizados da seguinte forma:

- **Capítulo 1** - Introdução: Inicia-se com um enquadramento sobre o uso de AC e sua necessidade de conversão para DC, bem como de forma geral sobre o RTH e a sua problemática, descreve também as motivações que levaram a realização deste trabalho. Apresentam-se também a principal questão de investigação, a respetiva hipótese e os objetivos do plano de tese. Por fim, são apresentadas as principais contribuições desenvolvidas durante o período do trabalho;
- **Capítulo 2** - Revisão Bibliográfica: Apresenta os tipos de RTH existente na literatura, bem como a constituição de cada retificador e o princípio de funcionamento. Também valida a problemática que se deseja resolver e apresenta também aspetos técnicos aplicados no capítulo 3;
- **Capítulo 3** - Modelação: Apresenta a modelação e os aspetos técnicos usados no RTH proposto;
- **Capítulo 4** - Implementação: É descrita detalhadamente a implementação do RTH proposto, executado no PSIM para uma potência de 20 kW. A seguir, também é apresentada a implementação do retificador trifásico modular através de um protótipo de 3 kW;
- **Capítulo 5** - Resultados e Discussão: São apresentados e discutidos os resultados do RTH por meio de simulação, bem como os resultados do protótipo do retificador trifásico modular. É também efetuada uma breve comparação dos resultados da simulação com o protótipo;
- **Capítulo 6** - Conclusão e perspectivas futuras: É descrita uma síntese sobre os resultados e aspetos mais importantes do trabalho, também é ainda apresentada as perspectivas de trabalhos futuros;
- **Bibliografia** - Neste ponto são apresentadas as referências bibliográficas que suportam todo este trabalho. A norma adotada é a Vancouver (brackets);
- **Apêndice A** - Apresenta alguns resultados experimentais obtidos e não presentes no capítulo 5.

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DOS RETIFICADORES TRIFÁSICOS HÍBRIDOS

Neste capítulo é apresentada uma revisão sobre a literatura do tema estudado de maneira a sustentar os procedimentos do trabalho de investigação planejado. As áreas mais relevantes para o trabalho são a eletrônica de potência, bem como o processamento e armazenamento de energia, mais especificamente no sistema dos retificadores trifásicos híbridos.

2.1 Retificador Trifásico com Elevado Fator de Potência

Atualmente, o uso dos retificadores trifásicos tem crescido significativamente, uma vez que o uso de DC demandada por equipamentos e processos industriais tem aumentado. Os setores industriais relacionados a essa demanda são os processos industriais, VE: terrestres, aéreos, ou navais [11]. Assim, no desenvolvimento de um retificador é imprescindível considerar alguns critérios [12], sejam de ligação do retificador à rede elétrica e de ligação do retificador à carga:

- Critérios de Ligação do Retificador à Rede Elétrica:
 - Nível e variação da tensão;
 - Frequência nominal e sua variação;
 - Limite de capacidade de curto-circuito da rede;
 - Valor mínimo do PF permitido pela concessionária;
 - Valor do THD que a concessionária permite.
- Critérios de Ligação do Retificador à Carga:
 - Tensão nominal e respectiva corrente de operação;
 - Ondulação máxima admitida da tensão e da corrente;

- Regulação precisa (velocidade) e confiável da corrente e tensão de acordo com a carga;
- Boa disponibilidade (sobredimensionamento) para o fornecimento de energia à carga;
- Disponibilidade de possíveis sobrecargas.
- Critérios Adicionais:
 - Eficiência;
 - Garantia de confiabilidade;
 - Garantia da disponibilidade de diagnóstico e possíveis reparos;
 - Disponibilidade em fábricas para a construção do conversor;
 - Disponibilidade dos dispositivos de reparo a longo prazo;
 - Custo aceitável do sistema com respeito ao tempo de vida útil;
 - Parâmetros físicos e mecânicos aceitáveis (peso, volume, temperatura).

Analisando os critérios, destacam-se a determinação dos parâmetros PF, THD e a onduação da tensão de saída (*ripple*). O PF também indica qualidade, e é definido pela relação entre a potência ativa e a potência aparente no ponto de ligação elétrica, na entrada de energia [13,14]. Desta forma, o valor de PF é calculado de forma genérica, levando em consideração a potência ativa P e a potência aparente S , independentemente das formas da onda dos sinais de tensão e corrente envolvidos [15] e é dado por:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T V(t) I(t) dt}{V_{ef} I_{ef}} \quad (2.1)$$

Sendo a potência ativa P , o valor eficaz da tensão V_{ef} e o valor eficaz da corrente I_{ef} [15] dadas por:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) I(t) dt = V_{md} I_{md} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n I_n}{2} \cos(\varphi_n) \quad (2.2)$$

$$V_{ef} = \sqrt{V_{md}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n^2}{2}} \quad (2.3)$$

$$I_{ef} = \sqrt{I_{md}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}} \quad (2.4)$$

Onde n é a ordem da harmónica; $V(t)$ é o valor instantânea da tensão; $I(t)$ é o valor instantânea da corrente; V_n é o valor de pico da componente harmónica da tensão de entrada para uma ordem harmónica n ; I_n é o valor de pico da componente harmónica da tensão de entrada para uma ordem harmónica n ; φ_n é o ângulo de defasagem entre as componentes de tensão e corrente da harmónica n ; T é o período; V_{md} é o valor médio da tensão; I_{md} é o valor médio da corrente.

Considerando que a tensão de entrada é sinusoidal, V_{md} e os componentes harmónicos de ordem $n > 1$ são nulas. Assim (2.2) e (2.3) são dadas por:

$$P = \frac{V_1 I_1}{2} \cos(\varphi_1) \quad (2.5)$$

$$V_{ef} = \frac{V_1}{\sqrt{2}} \quad (2.6)$$

Em (2.5) φ_1 é o ângulo de defasagem entre os componentes fundamentais de corrente e tensão de entrada; $\cos(\varphi_1)$ é o fator de deslocamento angular para o componente fundamental; V_1 é o valor de pico da componente fundamental da tensão de entrada; I_1 é o valor de pico da componente fundamental da corrente de entrada.

Para além do PF, outro parâmetro fundamental e já referido anteriormente é a THDi, usado para a análise da qualidade das tensões e correntes no barramento de entrada do retificador. Normalmente, a forma da onda da tensão é considerada sinusoidal ideal e a distorção existe na forma de onda da corrente, sendo esta distorção quantificada pela THDi. O parâmetro THDi é determinado pela relação entre a raiz quadrada da soma quadrática das componentes harmónicas da corrente com $n > 1$ dividida pela componente fundamental I_1 [15]:

$$THDi = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (2.7)$$

O valor da THDi, combinado com o fator de deslocamento angular para a componente fundamental, $\cos(\varphi_1)$ define o valor do fator de potência (PF). Neste caso, a tensão de entrada puramente sinusoidal é considerada [15]:

$$PF = \frac{\cos(\varphi_1)}{\sqrt{1 + (THDi)^2}} \quad (2.8)$$

A expressão (2.8) pode ser determinada com base no coeficiente PF_{HDi} que, multiplicando o $\cos(\varphi_1)$ da harmónica fundamental, determina PF , sendo este coeficiente dado por:

$$PF_{HDi} = \frac{1}{\sqrt{1 + (THDi)^2}} \quad (2.9)$$

No caso da ondulação da tensão de saída (*ripple*) do retificador (um componente AC), a qualidade da tensão de saída pode ser avaliada usando o fator de forma (FF). O FF é determinado pela razão entre o valor eficaz da tensão de saída do retificador V_{oef} e o valor média da tensão de saída do retificador V_{omd} , i.e., dada por:

$$FF = \frac{V_{oef}}{V_{omd}} \quad (2.10)$$

Sendo que a V_{oef} e a V_{omd} são dadas por:

$$V_{oef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_o^2(t) dt} \quad (2.11)$$

$$V_{omd} = \frac{1}{T} \int_0^T V_o(t) dt \quad (2.12)$$

Onde $V_o(t)$ é o valor instantânea da tensão de saída do retificador.

No caso de uma situação ideal onde não há ondulação da tensão de saída, o FF tem valor unitário, ou seja, a V_{omd} será igual a V_{oef} .

Existem diversos tipos de retificadores trifásicos com baixo conteúdo harmónico para uso em diferentes tipos de cargas, e podem ser classificados em dois grandes grupos, comutados pela linha e autocomutados (regulados eletronicamente), conforme apresenta a Figura 2.1 [16]. No caso de retificadores trifásicos comutados pela linha, os díodos são usados como dispositivo de comutação, sendo acionados pela frequência da tensão AC de entrada. Já os retificadores autocomutados utilizam dispositivos de comutação reguláveis (Tiristor, IGBT, MOSFET) acionados através de um sistema de controlo [3,4]. Esses retificadores têm um bom desempenho como baixa THD e alto PF, atendendo as normas internacionais. Apresentam o problema de complexidade (devido ao sistema de controlo) e viabilidade económica quando aplicados em altas potências [3].

Algumas técnicas de correção do fator de potência foram desenvolvidas para reduzir o conteúdo harmónico de alguns retificadores trifásicos. A Figura 2.1 apresenta a classificação

dos retificadores trifásicos com conteúdo harmônico reduzido [17,18]. Esses retificadores trifásicos podem apresentar melhorias na THD e PF, e alguns retificadores podem atender aos padrões das normas internacionais estabelecidos, como é o caso dos retificadores trifásicos híbridos (RTH), que é o objetivo de estudo deste trabalho.

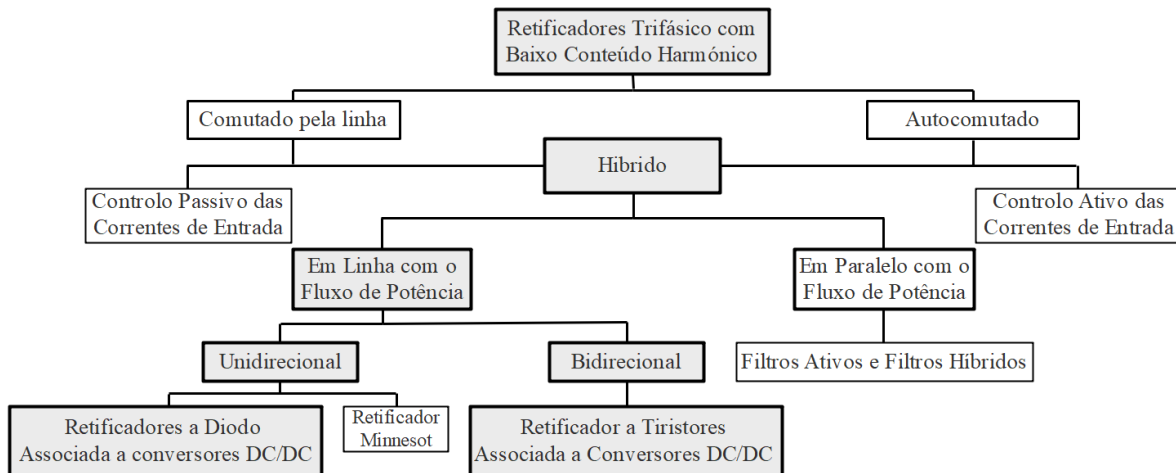


Figura 2.1 — Retificadores trifásicos com baixo THD.

2.2 RTH com Correção Ativa do Fator de Potência

Os retificadores trifásicos híbridos (RTH) podem ser classificados em dois grandes grupos, sendo os RTH em linha com o fluxo de potência e o RTH em paralelo com o fluxo de potência [16,17], conforme apresenta a Figura 2.1. No caso deste trabalho, refere-se aos RTH em linha com o fluxo de potência e podem ser classificados como retificador trifásico híbrido unidirecional (RTHU) e retificador trifásico híbrido bidirecional (RTHB) [16,17].

Os RTH estudados neste trabalho são entendidos como retificadores constituídos por dois (retificador 1 e retificador 2) ou mais retificadores ligados em paralelo. No caso do retificador 1, pode ser apenas um retificador em ponte comutado pela linha e em outros casos é ligado em série com um conversor DC para controlar a tensão de saída. O retificador 1 também deve ser projetado de forma que processe a maior parcela possível da energia total entregue à carga. O retificador 2 pode ser autocomutado (controlando a tensão de saída) ou comutado pela linha, mas ligado em série com um conversor DC, para o controlo da tensão de saída, realizar a correção ativa do fator de potência e processar a parcela restante da energia total requerida pela carga. Por outro lado, os retificadores devem processar diferentes formas da onda de corrente, de modo que a soma das formas da onda de corrente atinja o desejado (sinusoidal ou multinível) [3,19].

Os retificadores Minnesota e retificadores em paralelo ao fluxo de potência (retificadores com filtros ativos e filtros híbridos) não são estudados neste trabalho, pois os seus princípios de funcionamento são diferentes, utilizando em conjunto com um estágio que é do tipo filtro ativo [20,21].

2.2.1 Aplicações dos RTH

Na literatura estudada, foram encontradas apenas três aplicações específicas em que foram utilizados os RTH, e outros estudos apresentam algumas propostas de aplicação.

Nas aplicações específicas de RTH unidirecional, foi desenvolvido um protótipo de carregador rápido trifásico para EV fora de borda, com uma potência de 7,5 kW [22]. O desenvolvimento deste carregador rápido foi baseado no RTHU com conversor SEPIC seguido de um conversor Buck intercalado (estágio DC/DC). No carregador, o RTHU com conversor SEPIC tem a função de conversor de frequência de AC para DC, com correção do fator de potência (PFC) para obter uma corrente sinusoidal na entrada do carregador com baixo valor da THDi, alto PF, além de bom desempenho e um custo financeiro reduzido, uma vez que o RTHU implementado é constituído por uma ponte Graetz em paralelo com retificador trifásico modular com conversor SEPIC. Já o conversor Buck intercalado é controlado por PWM, permitindo uma corrente constante [22].

Em [23] um RTH é utilizado para alimentar uma microrrede em DC. A microrrede é constituída por um conjunto de fontes de energia ligadas ao barramento DC, nomeadamente uma fonte de energia fotovoltaica (PV), uma turbina eólica, por sua vez conectados à rede elétrica através do RTH. O conversor é baseado no RTHB com conversor Boost, mas com algumas alterações para que possa ser conectado à microrrede DC. O conversor é constituído por um retificador trifásico de ponte Graetz (com filtro indutivo na entrada de cada fase), conectado em paralelo com um retificador trifásico PWM do tipo Boost associado em série por um sistema de isolamento. O objetivo do retificador é fornecer energia ao barramento DC da microrrede e também regular (estabilizar) a tensão do barramento DC, através do controlo no retificador 2. É considerado um retificador de potência de alta densidade e obter uma PFC. O RTH implementado mantém correntes de entrada sinusoidais com alto PF e baixa THD, alimentando o barramento DC com uma tensão constante de 400 V [23].

Outra aplicação do RTH é o acionamento de um motor de indução utilizando um sistema com retificador e inversor híbrido. O inversor híbrido é dado por célula e o objetivo é implementar uma célula em cada fase, portanto o conversor híbrido é constituído por três células. Cada célula é constituído por um retificador híbrido e por inversor híbrido [24,25].

Outra aplicação é desenvolver o RTH para fornecer energia a uma carga pulsante de baixa frequência a um farol. Os faróis são cargas que causam pulsos de corrente com baixa frequência, podendo danificar a fonte de alimentação. O RTH desenvolvido em [26,27] para alimentação de cargas pulsantes é constituído pelo retificador 1 de ponte Graetz e pelo retificador 2 constituído por dois estágios, sendo um retificador trifásico PWM tipo Boost (primeiro estágio), associado em série por um conversor Buck (segundo estágio). Desta forma, o retificador 1 é utilizado apenas para transmissão de energia estável, enquanto o retificador 2 é utilizado para compensar a energia pulsante. A potência de entrada do retificador 2 (primeiro estágio) é constante e o segundo estágio é pulsante para satisfazer os pulsos de carga. Assim, na saída a potência mantém-se constante [26,27].

Em outros trabalhos, um RTH é desenvolvido para resolver perturbações temporárias da tensão em sistemas automatizados que utilizam velocidade ajustável (ASD, i.e., acionamentos de velocidade ajustável). Sendo um RTHU com conversor SEPIC [28–30].

O RTH também é utilizado como parte de um sistema de acionamento de motor elétrico por meio de um RTH, permitindo um controlo adequado dos motores [9].

2.2.2 Constituição e Funcionamento do RTH

O princípio de funcionamento do RTH implica analisar o percurso da corrente elétrica e o fluxo de energia distribuído entre os retificadores, pois a corrente passa por ambos os retificadores. A explicação do princípio de funcionamento é apresentada na Figura 2.4 e na Figura 2.8, portanto, as correntes de entrada (I_a, I_b, I_c) são distribuídas por dois caminhos, para o retificador 1 (I_{a1}, I_{b1}, I_{c1}) e para o retificador 2 (I_{a2}, I_{b2}, I_{c2}) e então, após retificadas e processadas pelos respetivos conversores, as correntes de saída (I_{o1} e I_{o2} , respetivamente) em DC são somadas no barramento DC, obtendo-se assim o valor médio da corrente de saída do RTH (I_o), pois os dois retificadores são ligados em paralelos [3,9,19,28,31–33].

2.2.2.1 Retificador 1 Ponte Graetz

A estrutura do retificador 1, é desenvolvida de dois modos. O primeiro modo é apenas uma ponte trifásica com 6 díodos (ponte Graetz), o segundo modo é uma ponte de Graetz ligada em série com um conversor Boost.

No primeiro modo, a tensão de saída não é controlada não sendo possível impor a forma da onda de corrente, neste caso o valor da tensão de saída depende do valor da tensão de entrada e do consumo de energia pela carga. Neste modo, também se pode implementar um filtro indutivo na entrada de cada fase do retificador, ou implementar um filtro

indutivo e capacitivo na saída do retificador, conforme apresentado na Figura 2.2. As formas da onda de corrente por cada fase têm uma configuração retangular (considerando apenas um semiciclo), mas com altas ondulações de corrente (*ripple*). Para obter uma forma da onda retangular com baixo *ripple* é necessária uma alta indutância (provocando um alto peso e volume do indutor), pois opera com um componente de baixa frequência e a circulação de componente de corrente contínua. As formas da onda retangulares de corrente são devidas à condução de díodos, que conduzem a corrente elétrica em um intervalo de 30° e 150° , conduzindo assim a corrente neste intervalo [8,9,34–38]. No segundo modo, o retificador de ponte Graetz é ligado em série com o conversor Boost, para controlar a tensão de saída e mitigar o *ripple* da forma da onda retangular da corrente. Com um valor de indutância do Boost adequado e com controle adequado, é possível obter uma forma da onda de corrente retangular com *ripple* praticamente desprezíveis e um controle do valor médio da tensão de saída aplicada à carga [3,28,31,32]. Neste caso, o controle é feito por duas malhas, a malha de tensão e a malha de corrente, apresentada na Seção 2.3.5.

A maioria das estruturas dos RTH podem ter o retificador 1 de ponte Graetz ligado em série com conversor Boost com algumas alterações para permitir o correto funcionamento, a modificação consiste em dividir o indutor Boost e o diodo Boost por dois, sendo aplicado um no polo positivo e o outro no polo negativo, conforme apresentado na Figura 2.3 [3,4,19,29,33,39].

A estrutura do retificador 1 de ponte de Graetz em estudo possui características interessantes, sendo robusta, simples, confiável, de baixo volume, baixo custo financeiro de construção e é amplamente aplicada em dispositivos de baixa potência, porém, não pode ser utilizada para altos níveis de potência, pois suas correntes de entrada apresentam um alto THDi de aproximadamente 30% e um PF de 95%, que não atende às aos padrões IEC 61000-3-2 / 61000-3-4 [31,32,39]. Dadas as características do retificador (robustos, simples, confiável, baixo volume e baixo custo financeiro), é interessante combiná-lo com outro retificador, a fim de aproveitar os benefícios de cada um.

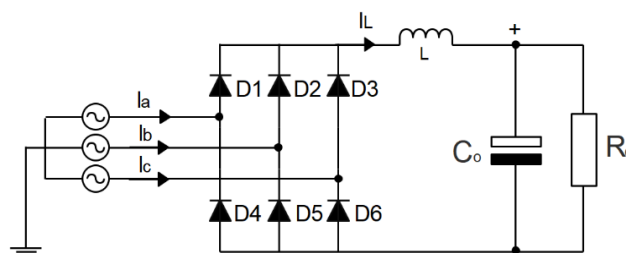


Figura 2.2 — Retificador de ponte Graetz com filtro indutivo e capacitivo.

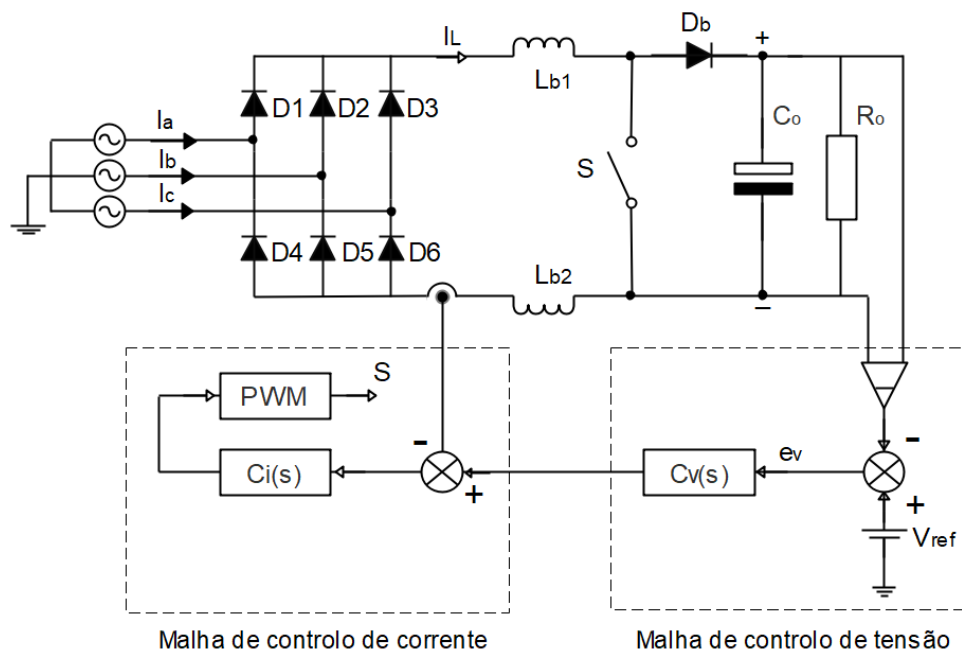


Figura 2.3 — Retificador de ponte Graetz em série com conversor Boost.

2.2.2.2 Retificador 2

O retificador 2 deve conduzir a corrente elétrica nos instantes em que o retificador 1 está ao corte. Desta forma, a corrente é conduzida durante todo semiciclo, aproveitando os benefícios de cada retificador. O retificador 2 deve ter a capacidade de controlar a forma da onda de corrente. Deve também ter a capacidade de controlar o valor médio da tensão de saída aplicada à carga, pois o valor da tensão de saída deve ser o mesmo para os dois retificadores [3,4,19,29,33,39].

Qualquer retificador trifásico com controlo PWM é um conversor de frequência, permitindo alterar a forma da onda de corrente, pode ser utilizado como retificador 2 em um RTH [3,39]. Desta forma, podem ser utilizados retificadores unidirecional e retificador bidirecional com PFC. No caso de um retificador unidirecional com PFC, pode-se utilizar um retificador trifásico modular com conversor Boost [3,8,9,34]; o retificador trifásico modular com conversor SEPIC [28,29,35–37]; e o retificador trifásico VIENNA [19,31,40], bem como suas versões conhecidas como retificador trifásico Delta-switch [41–43], e o retificador trifásico Start-switch [44,45]. No caso de um retificador bidirecional com PFC, um retificador trifásico PWM do tipo Boost [32,33,38] pode ser usado. Por permitirem o controlo da tensão de saída e da PFC, possuem um baixo valor da THD e um PF praticamente unitário, capaz de atender aos padrões das normas IEC 61000-3-2 / 61000-3-4, sendo utilizados em muitos dispositivos eletrónicos onde é exigido o cumprimento dos padrões das normas referentes à qualidade da energia elétrica.

2.3 Classificação dos RTH

A classificação dos RTH depende do tipo de conversor aplicado no retificador 2. Portanto, é possível obter um RTH utilizando no retificador 2 um conversor Boost, SEPIC, Vienna, Delta-switch, Start-switch e o PWM Boost.

A Tabela 2.1 [18], apresenta as designações que foram atribuídas aos RTH encontrados na literatura disponível. Observa-se que em muitos artigos científicos praticamente não atribuem uma designação específica ao RTH estudado, já em outras publicações atribuem uma designação específica. Por outra, as designações são atribuídas de forma individual (por artigos científicos) e por isso quando comparadas observa-se que não seguem um padrão, o que torna os estudos dos RTH menos organizados. Com objetivo de melhorar a organização dos RTH é proposta na Tabela 2.1 as designações adequadas [18]. As designações propostas são atribuídas seguindo a forma da constituição do retificador.

Tabela 2.1 — Classificação dos retificadores trifásicos híbridos

Designação do RTH	Referencia	Proposta da designação do RTH	Sigla
PFC Based Hybrid Multipulse Power Rectier (PFC-HMPR).	[8,9,34]	Retificador trifásico híbrido unidirecional com retificador 1 em paralelo com conversor Boost no retificador 2 e transformador	RTHU-R1//BR2
	[28,29]	Retificador trifásico híbrido unidirecional com conversores Boost no retificador 1 em paralelo com conversor SEPIC no retificador 2	RTHU-BR1//SR2
Power factor correction non-isolated multipulse hybrid power rectifier (PFC-HPR)	[6,22,23]	Retificador trifásico híbrido unidirecional com retificador 1 em paralelo com conversor SEPIC no retificador 2	RTHU-R1//SR2
Unidirectional hybrid three-phase voltage source rectifier (UHTPVSR)	[31,39,46]	Retificador trifásico híbrido unidirecional com conversores Boost no retificador 1 em paralelo com conversor Vienna no retificador 2	RTHU-BR1//VR2
Hybrid three-phase rectifiers with single-switch three phase Boost rectifier and the DELTA-switch rectifier.	[41–43]	Retificador trifásico híbrido unidirecional com conversores Boost no retificador 1 em paralelo com conversor Delta-switch no retificador 2	RTHU-BR1//DR2
	[41,44,45]	Retificador trifásico híbrido unidirecional com conversor Boost no retificador 1 em paralelo com conversor Star-switch no retificador 2	RTHU-BR1//StR2
Unidirectional hybrid three phase voltage source rectifier (UHTPVSR)	[32,33]	Retificador trifásico híbrido bidirecional com conversor Boost no retificador 1 em paralelo com conversor Boost PWM no retificador 2	RTHB-BR1//BR2
	[32,38]	Retificador trifásico híbrido bidirecional com retificador 1 em paralelo com conversor PWM Boost no retificador 2 e transformador	RTHB-R1//BR2

2.3.1 RTHU com Conversor Boost

O RTHU-R1//BR2 é apresentado na Figura 2.4, tendo sido proposto pela primeira vez em 2005. É constituído pelo retificador 1 associado em paralelo com o retificador 2.

O retificador 1 é um retificador em ponte Graetz com filtro indutivo e capacitivo no barramento DC. A tensão de saída não é controlada e não é possível impor a forma da onda de corrente. Neste caso o valor da tensão de saída depende do valor da tensão de entrada e da carga requerida, as formas da onda de corrente dependem do valor aplicado ao filtro indutivo, no caso de aplicar um valor consideravelmente alto à corrente de entrada de cada fase pode assumir uma forma retangular (Figura 2.6 (a)) também devido a condução dos díodos, que conduzem a corrente elétrica em um intervalo de 30° e 150° (considerando apenas um semiciclo) [8,9,34,38]. O retificador 2 é constituído por três módulos monofásicos, sendo que cada módulo é constituído por um transformador de isolamento, seguido de um retificador monofásico ligado em série com um conversor Boost com PFC. O transformador de isolamento na entrada de cada módulo (fase) destina-se a mitigar as interações de corrente entre as fases [7–9,34,47].

O controlo do retificador 2 com PFC é dado por duas malhas, a malha de tensão e a malha de corrente (três malhas de corrente, uma para cada fase), o mesmo é detalhada na Subsecção 2.3.5 (sistema de controlo aplicado), com base ao controlo aplicado a forma da onda de corrente imposta é representada na Figura 2.6 (b).

O RTHU-R1//BR2 pode impor correntes de entrada sinusoidais [9] conforme representado na Figura 2.6 (c), bem como impor correntes de entrada de seis níveis [8,34] conforme representado na Figura 2.7 (c). A estratégia do controlo aplicada está representada na Figura 2.24 e na Figura 2.25. Outra alternativa ao RTH com conversor Boost, é substituir os três transformadores monofásicos por um transformador trifásico, conforme apresentado na Figura 2.5. A topologia foi proposta em [8,34]. O transformador trifásico é de baixa frequência com enrolamentos primários conectados em delta. Os autores [8,34] também relatam a possibilidade de redução da THD, pois com os enrolamentos primários ligados em delta, é possível confinar a corrente da terceira harmónica. O estudo seria interessante, mas os autores não é um estudo detalhado com um protótipo, apenas apresentaram a estrutura do circuito proposto.

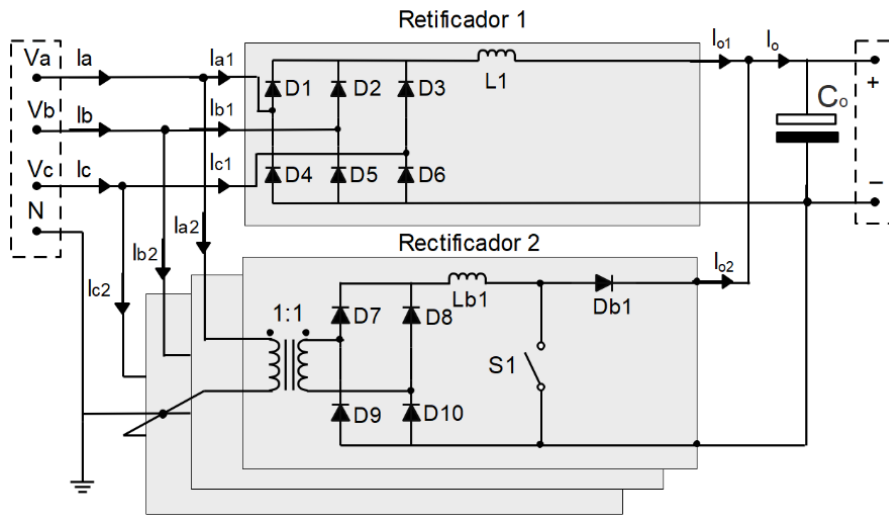


Figura 2.4 — Configuração do circuito elétrico do RTHU-R1//BR2.

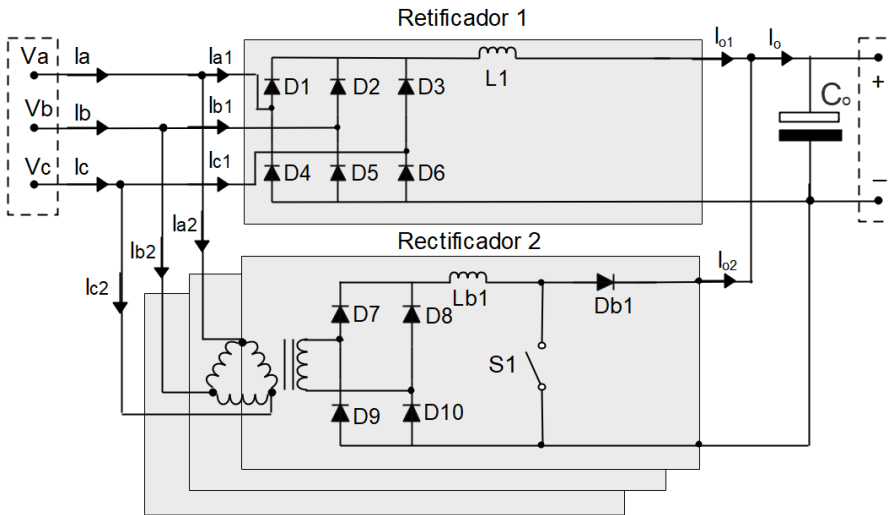


Figura 2.5 — Retificador híbrido com conversor Boost e transformador trifásico.

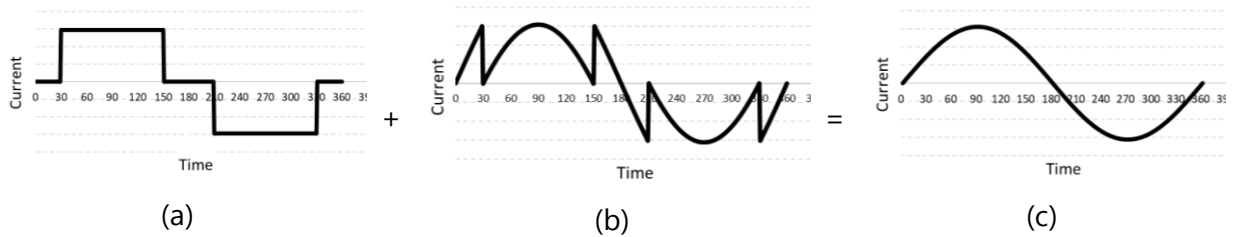


Figura 2.6 — Formas da onda de corrente na fase a do RTH: a) Corrente de entrada no retificador 1; b) Corrente de entrada no retificador 2; c) Corrente de entrada (sinusoidal) no RTH.

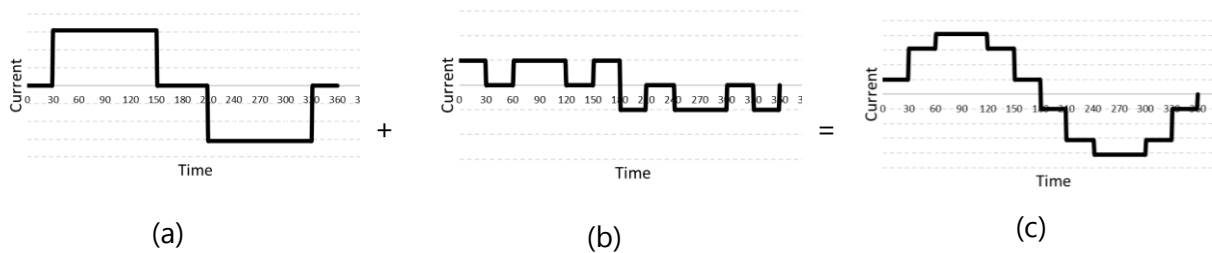


Figura 2.7 — Formas da onda de corrente na fase a do RTH: a) Corrente de entrada no retificador 1; b) Corrente de entrada no retificador 2; c) Corrente de entrada (12-multinível) no RTH.

2.3.2 RTHU com Conversor SEPIC

As estruturas do RTHU-BR1//SR2 e do RTHU-R1//SR2 foram propostas pela primeira vez em 2004 [6]. É também uma estrutura constituída pelo retificador 1 e retificador 2 em paralelo.

O retificador 1 é uma ponte Graetz com apenas um filtro indutivo no barramento AC e um filtro capacitivo no barramento DC, o que não permite o controlo da tensão de saída, conforme apresenta a Figura 2.8. Também é possível controlar a tensão de saída, quando um conversor Boost está associado (com indutor no barramento AC), conforme apresentado na Figura 2.9.

No caso do retificador 2, trata-se de uma estrutura modular constituída por três módulos monofásicos (como no caso do RTHU com conversor Boost), sendo cada módulo constituído por um retificador monofásico e um conversor SEPIC com PFC. A estrutura é interessante porque permite que a ligação de três módulos funcione como trifásico sem nenhuma interação de corrente entre as fases, graças ao condensador em série que garante, em quaisquer condições de operação a redução da corrente que passa pelo indutor de entrada (assim, a imposição da corrente de entrada não depende fortemente do nível da tensão de saída) [6,28,47,48]. Existem duas formas de constituição deste retificador e são baseadas na exposição do indutor do SEPIC. A primeira forma é baseada no conversor SEPIC convencional, mas com uma pequena modificação de dividir o indutor e o condensador do SEPIC por dois (um no polo positivo e outro no negativo), [6,47] conforme a Figura 2.9. A segunda forma é implementar o indutor do conversor SEPIC na entrada de cada fase do retificador [28–30,37,48], conforme apresentado na Figura 2.8.

O RTHU-BR1//SR2 é apresentado na Figura 2.9, sendo constituído pelo retificador 1 (retificador de ponte Graetz com conversor Boost e filtro indutivo no barramento AC), associado em paralelo ao retificador 2 (retificador trifásico modular com conversor SEPIC). O retificador pode impor correntes de entrada sinusoidal conforme apresentado na Figura 2.6

[28,29], além de permitir o controlo da tensão de saída devido ao conversor Boost adicionado no retificador 1.

O RTHU-R1//SR2 é apresentado na Figura 2.8, é constituído pelo retificador 1 (retificador em ponte Graetz com filtro indutivo), associado em paralelo ao retificador 2 (retificador trifásico modular com conversor SEPIC). Dependendo do valor do indutor, o retificador pode impor correntes de entrada sinusoidais conforme apresentado na Figura 2.6 [35,36] e Figura 2.10 [30,37,48], como também pode impor correntes de entrada de 12 níveis [6,7,47], conforme apresentado na Figura 2.7. Por outro lado, não permite o controlo da tensão de saída, apenas a imposição de corrente.

A estratégia do controlo é semelhante à estratégia aplicada ao conversor Boost, que é constituído por duas malhas, a malha de tensão e a malha de corrente, para maiores detalhes na Subsecção 2.3.5.

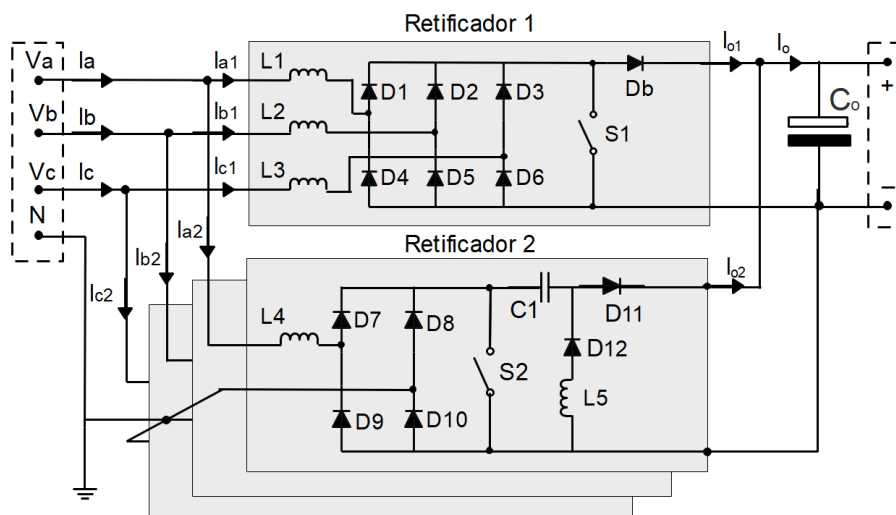


Figura 2.8 — Configuração do circuito elétrico do RTHU-BR1//SR2.

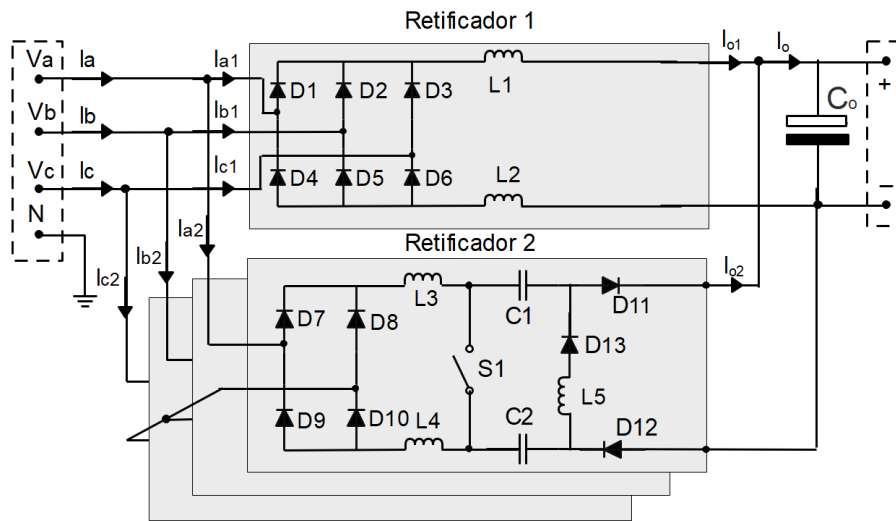


Figura 2.9 — Configuração do circuito elétrico do RTHU-R1//SR2.

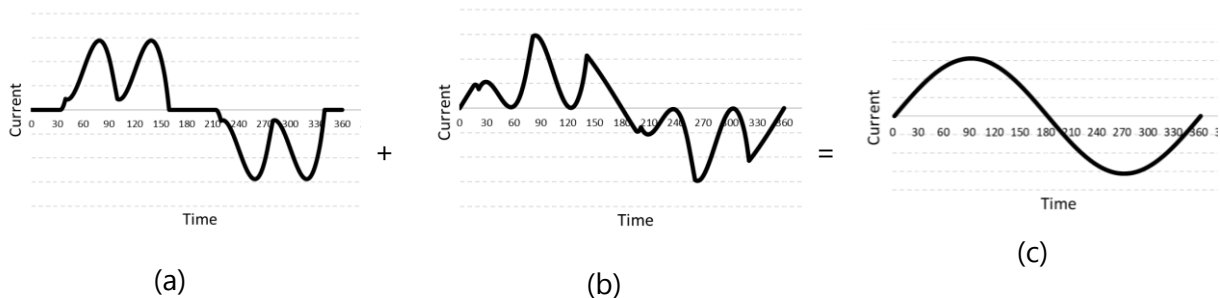


Figura 2.10 — Formas da onda de corrente na fase a do RTH: a) Corrente de entrada no retificador 1; b) Corrente de entrada no retificador 2; c) Corrente de entrada (sinusoidal) no RTH.

2.3.3 RTHU com Retificador Vienna

O RTHU-BR1//VR2 foi proposto em [31,39] e desenvolvido em [19,40]. O retificador também é constituído por dois retificadores, sendo o retificador 1 (retificador de ponte Graetz associado a um conversor Boost, para controlar a tensão de saída) em paralelo com o retificador 2 Vienna.

No caso do retificador 2, é utilizado um retificador Vienna de dois níveis, conforme apresentado na Figura 2.11, Figura 2.12 e Figura 2.13. A estrutura funciona com as três fases sem a necessidade do neutro, o indutor é implementado na entrada de cada fase do retificador, sendo cada fase controlado por um interruptor de comutação. O controlo também é dado por duas malhas, a malha de tensão e a malha de corrente (uma malha de corrente para cada fase). A estratégia do controlo é semelhante a estratégia do controlo aplicado ao conversor Boost, porém cada compensador de corrente com o modulador PWM, gera um

sinal PWM adequado para o interruptor de comutação do respetivo retificador. É importante mencionar que ao aplicar o controlo clássico a topologia, há a necessidade de sincronizar as portadoras (ondas “dente-de-serra”) do modulador PWM em cada fase. Desta forma, o controlo faz com que a razão cíclica para a fase de maior corrente (e maior referência de corrente) apresente a maior razão cíclica, respeitando a condição para controlabilidade das correntes [19,31,40].

O RTHU-BR1//VR2 tem a capacidade de controlar a tensão de saída de forma a manter constante e também de impor correntes de entrada sinusoidais, combinando as diferentes formas de corrente impostas no retificador 1 e no retificador 2, conforme apresentado na Figura 2.6. A estratégia do controlo encontrada na literatura, está baseada na configuração Figura 2.24 e descrita na Subsecção 2.3.5.

Existem outras variedades de RTH de Vienna, mas a estrutura do retificador Vienna de dois nível é a mais utilizada para compor um RTH, representado na Figura 2.11. Entretanto, os retificadores Vienna são encontradas na literatura, sendo utilizados como retificador 2 do RTH. Essas estruturas são conhecidas como retificador trifásico Delta-switch e o retificador trifásico Star-switch.

O retificador Delta-switch está constituído por seis interruptores de comutação ligados na configuração delta, juntamente com um retificador trifásico de seis díodos. O retificador Delta-switch foi conectado em paralelo com um retificador em ponte Graetz com conversor Boost, proposto em [41–43] e designado na Tabela 2.1 como RTHU-BR1//DR2, apresentado na Figura 2.12. O retificador Start-switch é constituído por uma ponte trifásica com seis díodos e três interruptores de comutação conectando as fases de entrada ao ponto neutro do barramento DC. O retificador Start-switch também foi conectado em paralelo com um retificador em ponte Graetz com conversor Boost, proposto em [41,44,45] designado na Tabela 2.1 como de RTHU-BR1//StR2, representado na Figura 2.13.

Tanto o RTHU-BR1//DR2 quanto o RTHU-BR1//StR2, têm a capacidade de controlar a tensão de saída e impor correntes de entrada sinusoidais, sendo sinusoidal a combinação das formas da onda de corrente de entrada do retificador 1 e do retificador 2, conforme apresentado na Figura 2.6.

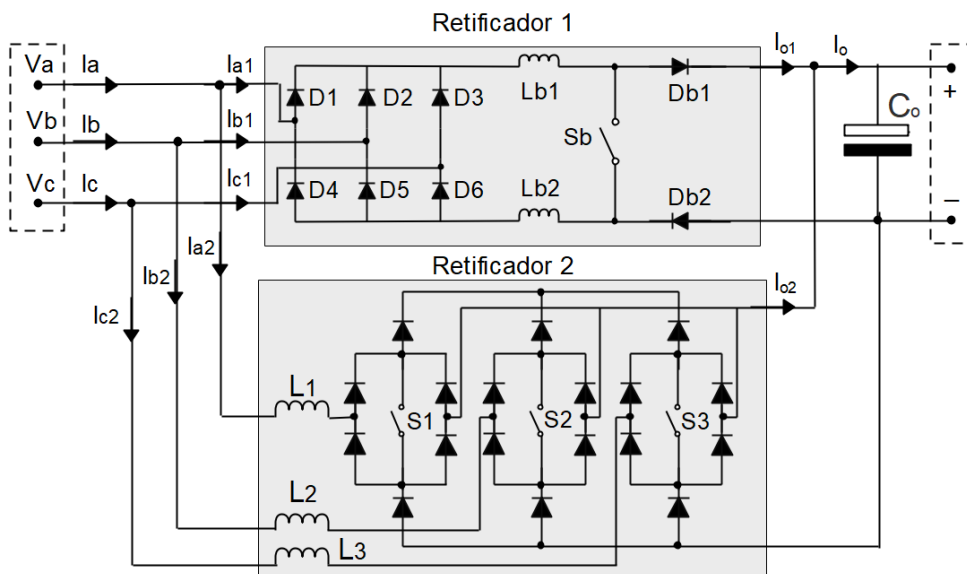


Figura 2.11 — Configuração do circuito elétrico do RTHU-BR1//VR2.

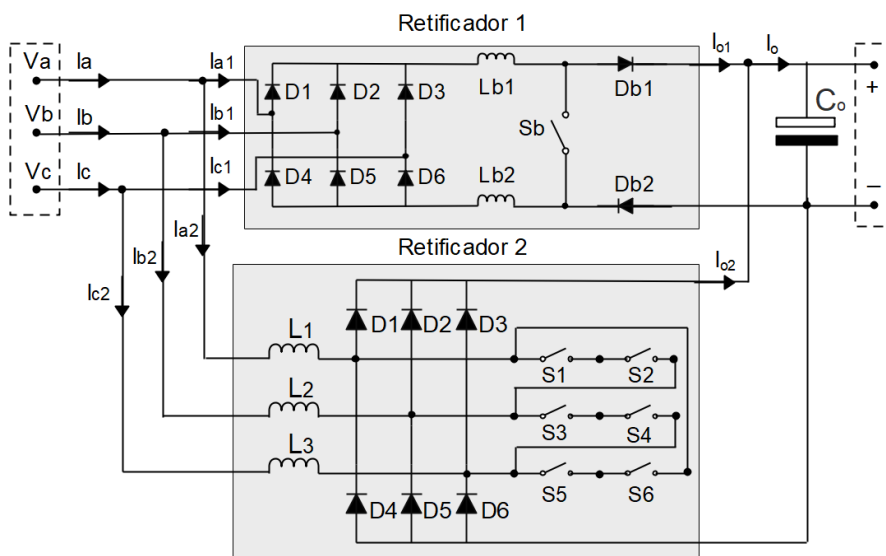


Figura 2.12 — Configuração do circuito elétrico do RTHU-BR1//DR2.

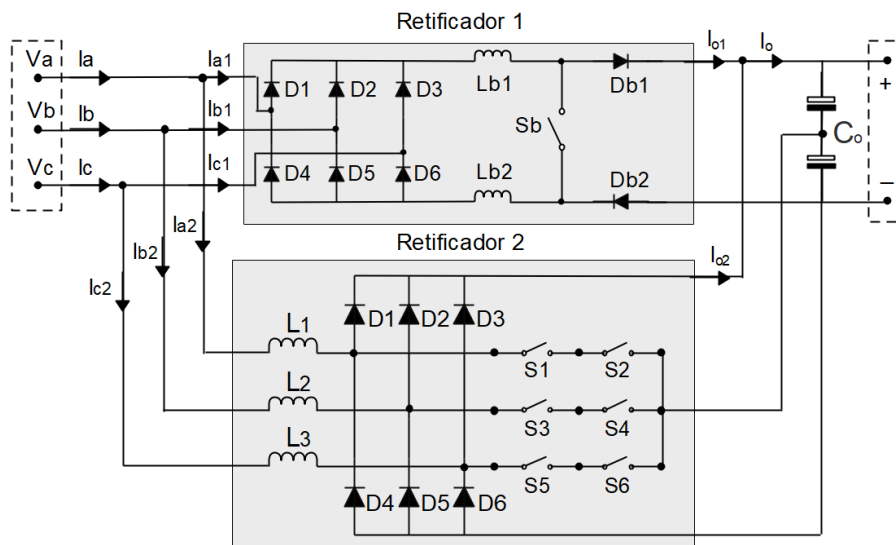


Figura 2.13 — Configuração do circuito elétrico do RTHU-BR1//StR2.

2.3.4 RTHB com Conversor PWM do Tipo Boost

No caso do RTHB-BR1//BR2, foi proposto pela primeira vez em 2006 [32]. Constituído por dois retificadores, apresentado na Figura 2.14. O retificador 1 (retificador trifásico em ponte Graetz associado a um conversor Boost de interruptor único) em paralelo com o retificador PWM do tipo Boost constituído por seis interruptores de comutação. O retificador mantém a tensão de saída de forma controlada e tem a capacidade de impor correntes de entrada sinusoidais. A corrente sinusoidal imposta resulta da combinação das diferentes formas de corrente impostas no retificador 1 e no retificador 2, conforme apresentado na Figura 2.6 e na Figura 2.16. Para o retificador, a estratégia do controlo mais comum encontrada na literatura, é apresentada na Figura 2.24.

Outra estrutura apresentada na Tabela 2.1 como RTHB-R1//BR2 e representada na Figura 2.15, que vem do RTHB-BR1//BR2, foi proposto em [32], tendo sido posteriormente desenvolvida em [33,38]. O RTHB-R1//BR2 difere do RTHB-BR1//BR2, pois não possui a capacidade de controlar a tensão de saída, sendo o nível de tensão de saída condicionado à tensão de entrada e à carga submetida. Neste caso, o retificador 1 é constituído apenas por uma ponte de Graetz e um filtro indutivo, enquanto o retificador 2 é implementado com um auto-transformador trifásico abaixador para equilibrar as tensões e permitir a ligação paralela entre os retificadores 1 e 2, respetivamente.

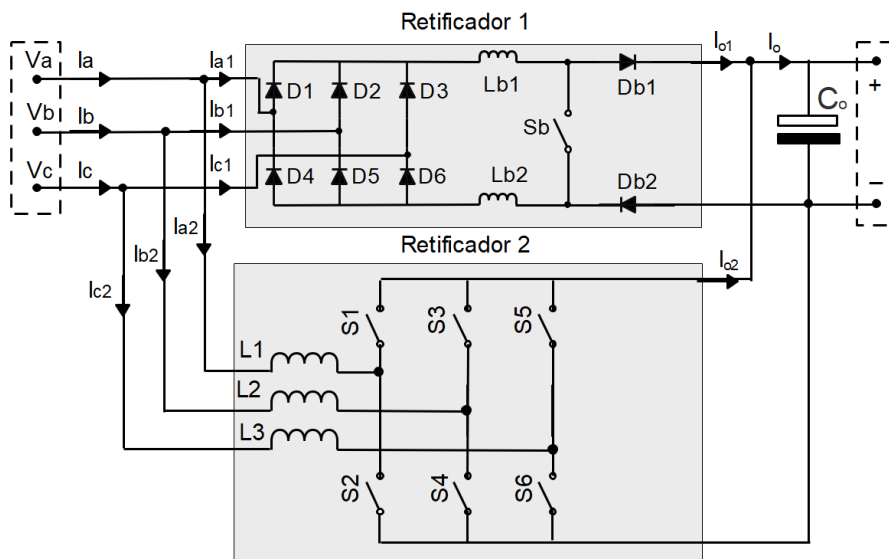


Figura 2.14 — Configuração do circuito elétrico do RTHB-BR1//BR2.

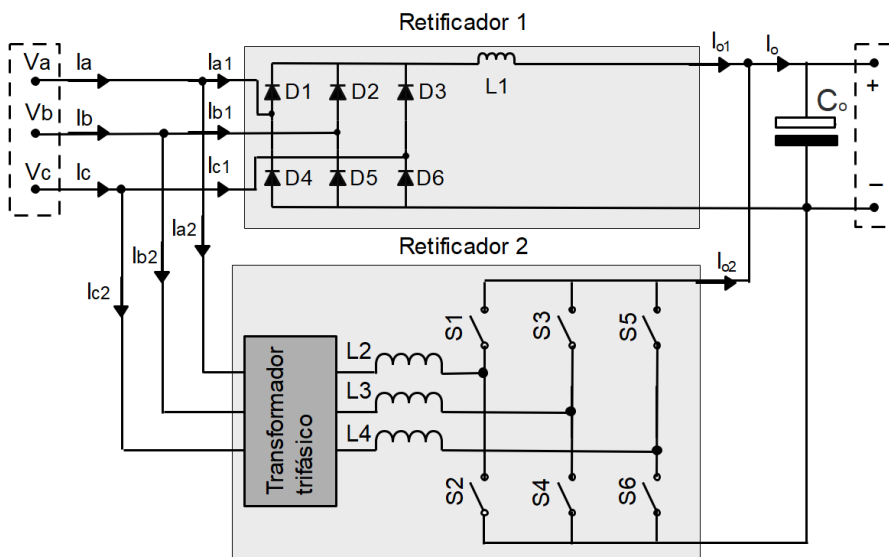


Figura 2.15 — Configuração do circuito elétrico do RTHB-R1//BR2.

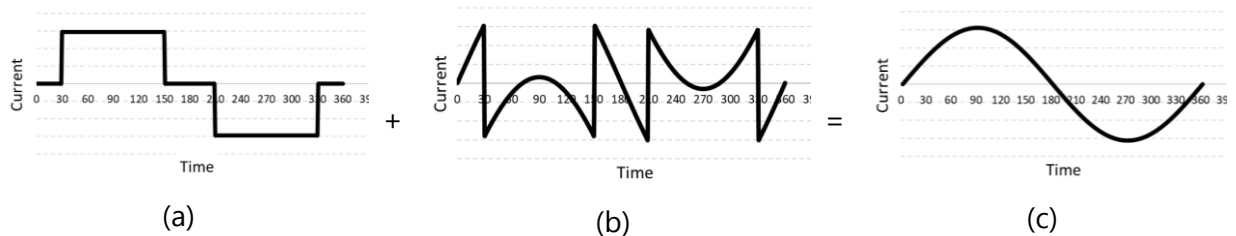


Figura 2.16 — Formas da onda de corrente na fase a do RTHB: a) Corrente de entrada no retificador 1; b) Corrente de entrada no retificador 2; c) Corrente de entrada (sinusoidal) no RTHB.

2.3.5 Controlo do Retificador

O controlo estudado neste trabalho refere-se ao controlo aplicado no retificador com conversor Boost. O retificador com conversor Boost e PFC pode operar em três modos de condução: modo de condução contínua (MCC), modo de condução crítica (MCCr) e modo de condução descontínua (MCD). A Figura 2.17 apresenta as formas da onda de corrente modeladas para os três modos de operação (MCC, MCCr e MCD), assumindo as mesmas condições de tensão e potência [49,50].

O MCC, é onde o conversor não apresenta valores instantâneos de corrente de entrada iguais a zero durante os ciclos de operação do interruptor de comutação S. O MCC é que apresenta mais vantagens e é o mais usual [49].

O MCD, é onde o conversor Boost apresenta valores instantâneos de corrente de entrada igual a zero durante os ciclos de operação do interruptor de comutação S [49].

O MCCr pode ser considerado um caso especial do MCC, onde a operação é controlada para permanecer na fronteira entre MCC e MCD. O MCCr funciona mediante a detenção do cruzamento de zero da corrente do indutor para acionar o início do próximo ciclo de comutação [50].

O MCD é mais simples que o MCCr, pois pode operar em operação em frequência constante, porém o MCD tem a desvantagem de ter a maior corrente de pico quando comparado ao MCCr e ao MCC, sem nenhuma vantagem de desempenho quando comparado ao MCCr [50].

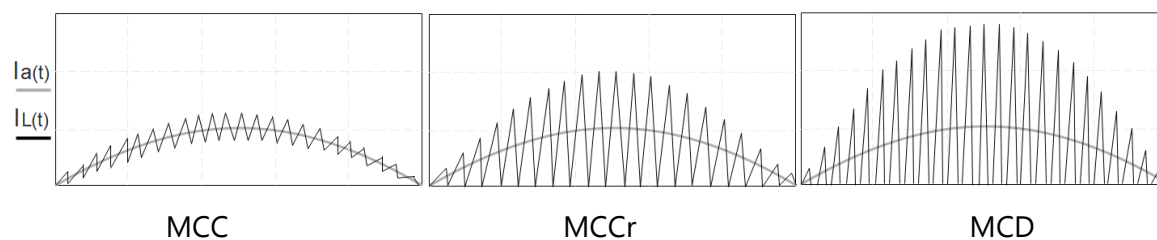


Figura 2.17 — Formas da onda de corrente no MCC, MCCr e MCD.

De acordo com a literatura, existem três técnicas clássicas do controlo aplicadas ao PFC em um retificador monofásico ou trifásico modular com conversor Boost, operando no MCC. As três técnicas são denominadas por: controlo por corrente média; controlo por corrente de pico; e o controlo por histerese variável. Embora as técnicas do controlo sejam utilizadas em retificadores com conversor Boost, também são utilizadas em outras topologias de conversores [51].

2.3.5.1 Controle por Corrente Média

O controle por corrente média, é dividido em duas malhas, uma malha de corrente e uma malha de tensão, de forma a gerar o sinal PWM para o interruptor de comutação (S), conforme apresentado na Figura 2.18. A malha de corrente precisa de dois sinais de entrada, sendo o sinal da corrente do indutor o sinal de tensão AC de entrada retificado. A malha de tensão precisa do sinal de tensão DC da saída e uma tensão de referência para produzir o sinal de erro de tensão (e_v) necessária para a malha de corrente.

No controle por corrente média, a corrente do indutor é monitorada e filtrada pelo compensador de corrente (regulador de corrente), que é comparado com o sinal de corrente de referência. Posteriormente, a saída do regulador de corrente é comparada com o sinal dente de serra no modulador PWM, gerando assim os sinais PWM para porta do interruptor de comutação. Desta forma, a malha de corrente tende a minimizar o erro entre o valor médio da corrente de entrada e sua corrente de referência. Observe que a corrente de referência é obtida multiplicando-se o sinal de tensão AC de entrada retificado pelo erro de tensão (e_v) (obtida da malha de tensão). Desta forma, obtém-se um sinal de referência que definirá a sincronização com a rede elétrica, a forma da onda e sua amplitude, de forma a obter um alto PF, baixa THD e um controle de tensão de saída [51–55].

Observa-se que o controle é executado no MCC, apresentado na Figura 2.19. Algumas vantagens e desvantagens desta técnica são mencionadas a seguir [51].

Vantagens:

- Frequência de comutação constante;
- Não necessita de rampa de compensação;
- O controle é menos suscetível aos ruídos de comutação, devido à filtragem da corrente de entrada;
- A forma da onda de corrente de entrada possui uma melhor qualidade do que a verificada para o controle por corrente de pico, tendo em vista que perto do cruzamento por zero da tensão de entrada, a razão cíclica se aproxima do valor unitário minimizando o tempo morto da corrente de entrada.

Desvantagens:

- A necessidade de um compensador de corrente.

Para a implementação prática do controle por corrente média pode ser utilizado circuitos integrados (CI) comerciais, disponíveis de diferentes fabricantes:

- UC1854/A/B (Unitrode) [52,55];
- UC1855 (Unitrode) [56];

- TK3854A (Toko) [51];
- ML4821 (Micro Linear) [57];
- TDA4815, TDA4819 (Siemens) [58];
- TA8310 (Toshiba) [51];
- L4981A/B (SGS-Thomson) [59];
- LT1248 [60], LT1249 [61].

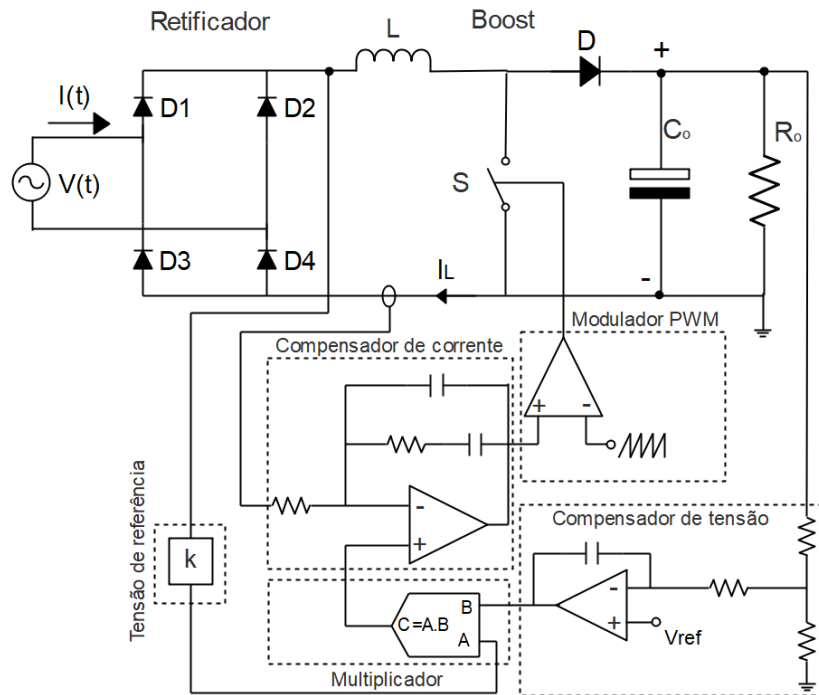


Figura 2.18 — Controlo por corrente média.

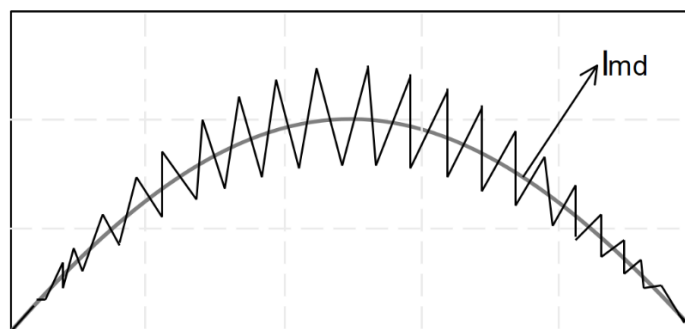


Figura 2.19 — Forma da onda de corrente do controlo por corrente média no MCC.

2.3.5.2 Controle por Corrente de Pico

A Figura 2.20 apresenta o esquema elétrico do controle por corrente de pico. O controle por corrente de pico é dividido em duas malhas, uma malha de corrente e uma malha de tensão, para gerar o sinal PWM para o interruptor de comutação (S). A malha de corrente precisa de três sinais de entrada, sendo o sinal de "clock", o sinal de rampa externo, o sinal de corrente do interruptor de comutação, o sinal de tensão AC de entrada retificado. A malha de tensão precisa do sinal de tensão DC de saída e uma tensão de referência para produzir o sinal de erro de tensão (e_V) necessário para a malha de corrente.

O interruptor de comutação passa à condução por uma frequência constante do sinal de "clock", e entra em corte quando um sinal "reset" (resultado da soma do sinal da rampa externa com o sinal da corrente do interruptor de comutação), atingir o sinal de corrente de referência. O sinal de corrente de referência é obtido pela multiplicação de dois sinais, sendo o sinal de tensão AC de entrada retificado pelo erro de tensão (e_V) (obtido da malha de tensão). Assim, obtém-se um sinal de referência que definirá a sincronização com a rede elétrica, o formato da onda e sua amplitude, a fim de obter um alto PF baixa THD e um controle da tensão de saída [51,62–66].

O controle implementado no MCC, apresentado na Figura 2.21, o que significa uma redução da corrente nos componentes e que, sendo uma corrente contínua os díodos da ponte retificadora podem ser lentos, operando assim na frequência da rede elétrica [51]. Algumas vantagens e desvantagens da técnica são destacadas a seguir [51].

Vantagens:

- Frequência de comutação constante;
- Não necessita de compensador de corrente;
- Constitui um verdadeiro limitador de corrente para o interruptor.

Desvantagens:

- Presença de oscilações sub-harmônicas na corrente monitoradas para razão cíclica maior do que 50%, sendo necessária uma rampa de compensação;
- Aumento da distorção harmônica na corrente de entrada para uma tensão de entrada maior e/ou carga reduzida, sendo o problema agravado na presença da rampa de compensação [63,65];
- Não permite o controle da ondulação da corrente monitorada em regime transitório, para operação em modo de condução contínua (MCC);
- O controle é mais suscetível ao ruído de comutação. A frequência de resposta do controle é alta.

Para a implementação prática da técnica do controlo, pode ser aplicado os CI comerciais designados como:

- ML4812 (Micro Linear) [63];
- TK84812 (Toko) [51].

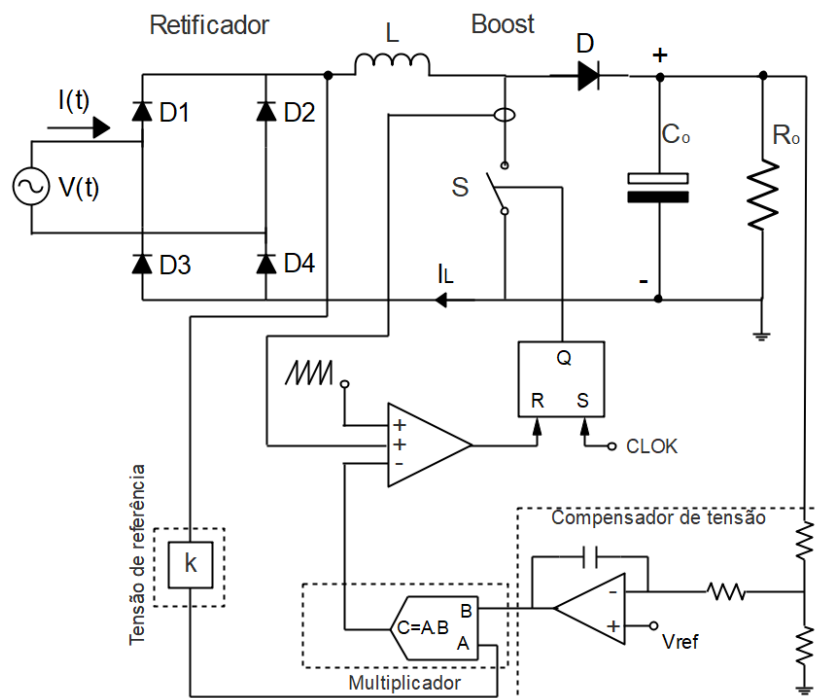


Figura 2.20 — Controlo por corrente de pico.

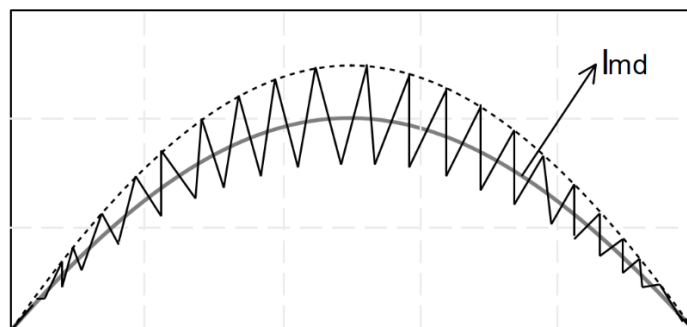


Figura 2.21 — Forma da onda de corrente do controlo por corrente de pico no MCC.

2.3.5.3 Controle por Histerese Variável

O controle por histerese variável também é implementado usando duas malhas, uma malha de corrente e uma malha de tensão, para gerar o sinal PWM para o interruptor de comutação (S). A malha de corrente precisa de dois sinais de entrada, sendo o sinal da corrente do indutor, o sinal de tensão AC de entrada retificada. A malha de tensão precisa do sinal de tensão DC de saída e de uma tensão de referência para produzir o sinal de erro de tensão (e_V) necessária para a malha de corrente, apresentado na Figura 2.22.

O controle pode ser analisado pelo sinal de corrente de referência que é gerado pela multiplicação do sinal de tensão AC de entrada retificada pelo erro de tensão (e_V) (obtido da malha de tensão). Em seguida, o sinal da corrente é dividido por dois caminhos juntamente com o sinal de corrente do indutor para obter dois limites de referência, sendo o limite máximo e o limite mínimo dados como referências de corrente sinusoidal $I_{p.ref}$ e $I_{v.ref}$, da corrente do indutor. Neste caso, o interruptor de comutação entra em condução quando a corrente do indutor cai abaixo da referência inferior $I_{v.ref}$, e o interruptor entra em corte quando a corrente do indutor excede a referência superior $I_{p.ref}$, dando assim a origem de um controle de frequência variável. Desta forma, o valor instantâneo da corrente, em regime, é mantido dentro dos limites estabelecidos, apresentados na Figura 2.23, [51,67–69]. Algumas vantagens e desvantagens desta técnica são descritas a seguir [51].

Vantagens:

- Não necessita de compensador de corrente;
- Não necessita de rampa de compensação;
- A forma da onda de corrente de entrada tem distorção reduzida em relação ao sinal de referência;
- Proporciona uma resposta dinâmica melhor do que as técnicas "Controle por Corrente de Pico" e "Controle por Corrente Média", devido aos atrasos intrínsecos da modulação PWM e tempo de resposta do compensador de corrente;
- Permite controlar a ondulação da corrente monitorada mesmo em condições transitórias, pois a largura de banda da histerese é independente das magnitudes do circuito.

Desvantagens:

- Frequência de comutação variável;
- O controle utiliza informações instantâneas da corrente monitorada, portanto, é mais suscetível aos ruídos de comutação.

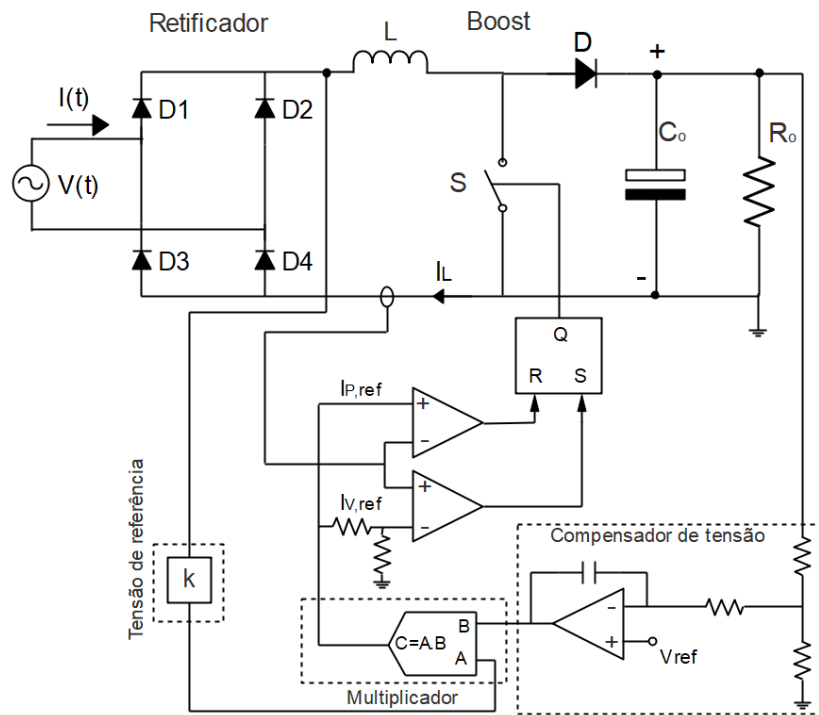


Figura 2.22 — Controlo por histerese variável.

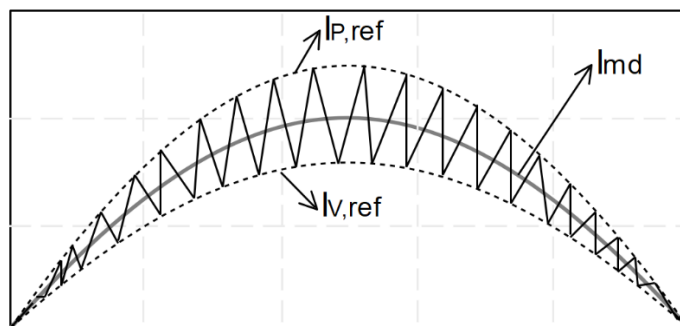


Figura 2.23 — Forma da onda de corrente do controlo por histerese variável no MCC.

2.3.5.4 Estratégia do Controlo Aplicado ao RTH

A estratégia do controlo aplicada ao RTH pode produzir correntes de entrada sinusoidais ou multinível [3,8,39]. Para a forma da onda sinusoidal, é necessário que cada retificador do RTH imponha uma forma da onda diferente, de modo que ao somar as duas formas da onda, obtenha-se uma forma de corrente sinusoidal, Figura 2.6. Para que essas formas de correntes sejam impostas, é necessária uma estratégia do controlo adequada. De acordo com a investigação na literatura, a estratégia do controlo dos RTH mais comum para a produção de correntes sinusoidais é apresentada na Figura 2.24. Os sistemas do controlo requerem sinais de entrada de corrente e tensão tanto para o retificador 1 quanto para o retificador 2. As distribuições dos sinais são feitas na malha de corrente e na malha de tensão, do retificador 1 e do retificador 2 [3,31,32,39]. Distribuído da seguinte forma:

- Para a malha de corrente do retificador 1, é aplicado o sinal de corrente do indutor do Boost 1 (I_{Lb});
- Para a malha de corrente do retificador 2, são aplicados os sinais de corrente de entrada, I_a, I_b, I_c e os sinais de tensão de referência, V_a, V_b, V_c ;
- Por outro lado, a malha de tensão é aplicada o sinal da V_o para obter o e_v e isso serve para a malha de corrente dos dois retificadores.

O importante na estratégia do controlo é fazer com que o controlo da corrente do retificador 2 siga a mesma forma da onda da tensão de entrada sinusoidal, através dos sinais I_a, I_b, I_c e dos sinais de tensão de referência, V_a, V_b, V_c . Portanto, a corrente do retificador 2 é uma forma da onda sinusoidal menos a forma da onda do retificador 1. Essa subtração acontece porque o sensor do sinal de corrente do retificador 2 é colocado na entrada do RTH. Assim, para o retificador 2, está a seguir o sinal da corrente sinusoidal, mas a amplitude da corrente baixa nos períodos em que o retificador 1 está a conduzir corrente [3,31,32,39].

Esta estratégia do controlo é mais utilizada no controlo analógico [3,19,32,39], mas também pode ser utilizada no controlo digital, basta converter os sinais analógico em sinais digitais (aplicando um conversor analógico/digital) e aplicar a um processador de sinal digital (DSP) com uma linguagem adequada, conforme [41,42] e também é usado em algumas variedades (com pequenas alterações na estratégia do controlo, mas o princípio é o mesmo) em [28–30,37,48].

Para a forma da onda multinível, é necessário que cada retificador do RTH imponha diferente forma da onda de corrente, que, quando somada, a forma de corrente multinível é obtida, apresentada na Figura 2.7 [18]. De acordo com a investigação na literatura, a estratégia do controlo mais comum, para a produção de correntes multinível é apresentada na Figu-

ra 2.25 [18]. O sistema do controlo é realizado apenas no retificador 2, e para isso, são necessários apenas os sinais de tensão de referência (V_a, V_b, V_c), o sinal de corrente de entrada do conversor (I_{conv}), e o sinal de corrente de saída do retificador 1 (I_{o1}). Primeiramente, os sinais de tensão de referência sinusoidais (V_a, V_b, V_c) são retificados e convertidos em um sinal multinível pelo gerador de sinal de referência, apresentado na Figura 2.25. Em seguida, o sinal multinível (sincronizado com a rede elétrica) é aplicado ao controlo do retificador 2, de modo que a corrente de entrada siga a mesma forma, e para isso também utiliza o sinal de corrente de entrada do conversor (I_{conv}). O sinal de corrente de saída do retificador 1 (I_{o1}) é usado para multiplicar com o sinal de tensão de referência, a fim de limitar a corrente do retificador 2, e assim respeitar o limite de distribuição de corrente entre o retificador 1 e o retificador 2 [6–8,34,47]. Esta estratégia do controlo é usada principalmente em controlo analógico (aplicando um conversor analógico/digital e um processador de sinal digital, DSP) em [6,7,34,47], mas também pode ser usada em controlo digital como em [8]. É importante notar que a estratégia do controlo também pode ser utilizada para produzir uma corrente sinusoidal na entrada do HTR, como foi feito por um controlo digital em [9]. Basta fazer com que o gerador de sinal de tensão de referência produza um sinal adequado, apresentado na Figura 2.26 [18].

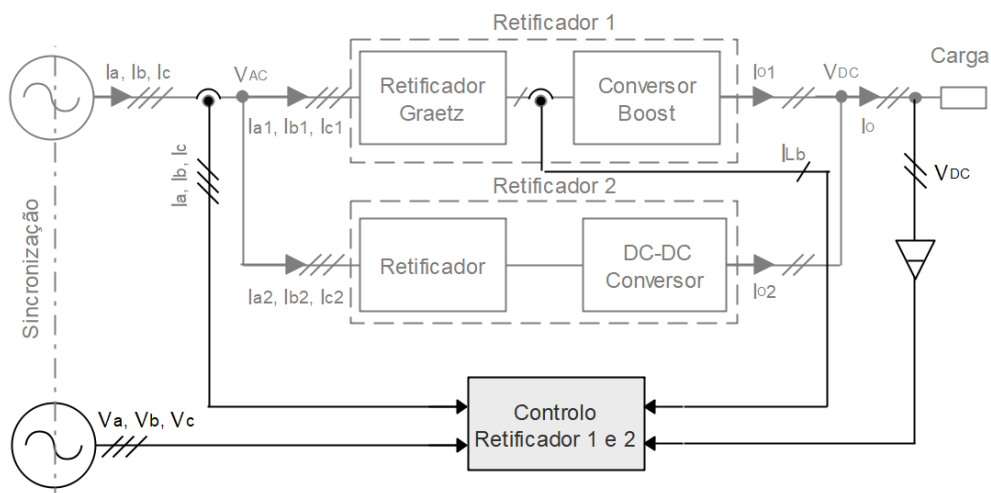


Figura 2.24 — Estratégia do controlo aplicado em RTH com corrente sinusoidal.

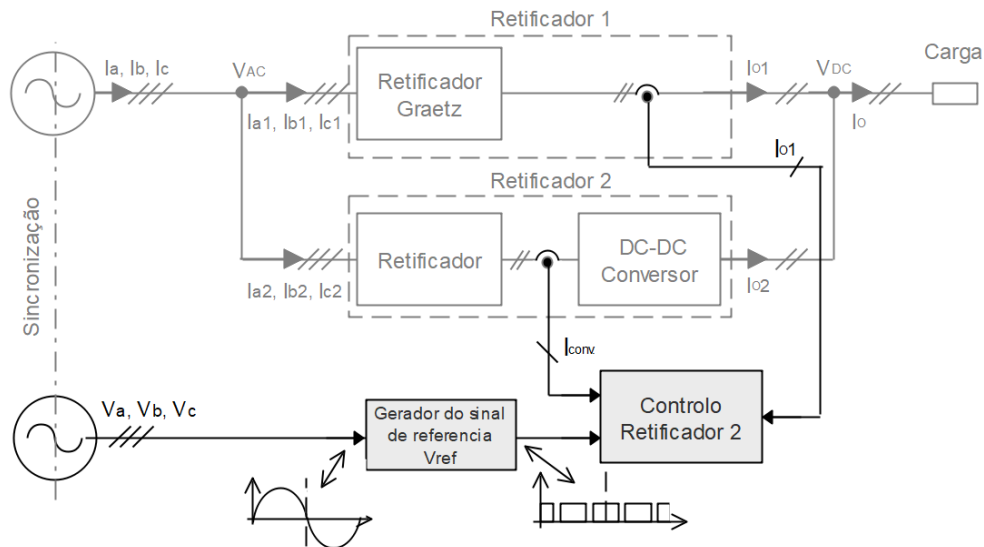


Figura 2.25 — Estratégia do controlo aplicado em RTH com corrente multinível.

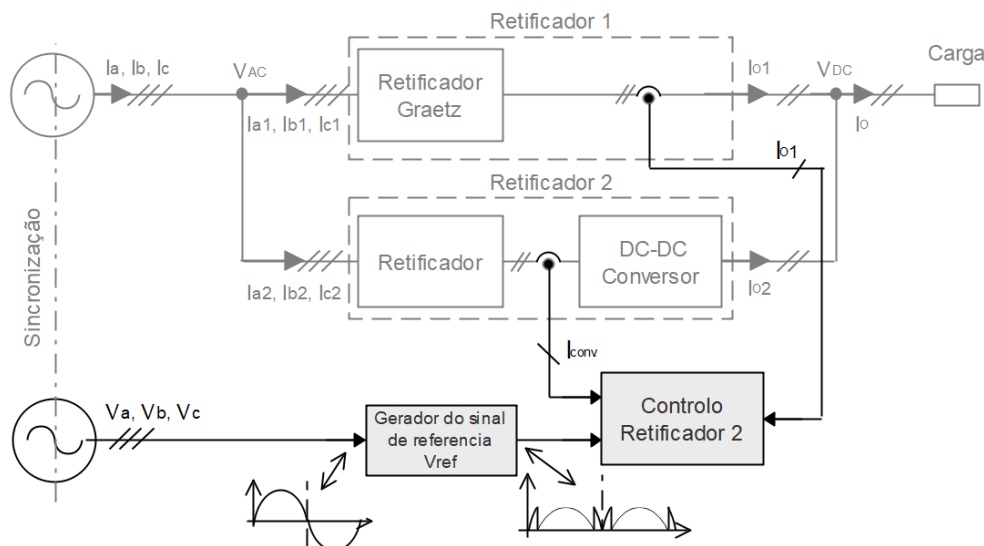


Figura 2.26 — Estratégia do controlo aplicado em RTH com gerador do sinal de referência.

2.3.5.5 Distribuição de Energia

A distribuição de energia entre os retificadores é um fator importante, pois determina o funcionamento do RTH e também determina a qualidade da onda de corrente de entrada. Como o valor da tensão de saída é o mesmo para os retificadores, a distribuição de corrente determinará a distribuição de potência. A princípio, a corrente de entrada é dividida em dois caminhos, portanto, basta determinar a quantidade certa de corrente para cada retificador, determinando assim a correta distribuição de potência entre os retificadores [3,18]. A distribuição de corrente é possível de dois modos, dependendo da estrutura do RTH. No primeiro modo, a estrutura do RTH é apresentada na Figura 2.27 e o segundo modo é usado na configuração apresentada na Figura 2.28 [3,9,19,31,40].

No primeiro modo, não há controlo de corrente no retificador 1, mas se tiver o controlo de corrente no retificador 2, logo será dominante, i.e., é através do controlo do retificador 2 que se determina a distribuição de corrente. Assim, é possível, por exemplo, alterar o ganho do compensador de tensão G_{CV} que por sua vez está ligado à malha de corrente do controlo do respetivo retificador, apresentada na Figura 2.27.

No segundo modo, é possível controlar a corrente nos dois retificadores. Assim, a distribuição de energia é realizada controlando as correntes dos dois retificadores. O controlo da corrente, é possível alterando os ganhos G_{CV1} e ganho G_{CV2} , do compensador de tensão que por sua vez é ligado às malhas do controlo de corrente do retificador 1 e do retificador 2 respetivamente, apresentado na Figura 2.28 [9,19,31,39,40]. Considerando que o objetivo do RTH é impor uma corrente sinusoidal, é possível encontrar uma relação de ganho entre G_{CV1} e G_{CV2} . Neste caso, o valor da razão determinará a distribuição de potência [18,39]. A razão é dada por:

$$0 \leq \frac{G_{CV2}}{G_{CV1}} \leq 0,5 \quad (2.13)$$

Para um correto funcionamento do RTHU, é importante que o rácio seja ajustado para um valor próximo de 0,5 e não deve ser superior [39], de forma a obter uma distribuição equilibrada, conforme apresentada na Figura 2.6. Se o valor da relação for maior que 0,5, as correntes de entrada no RTHU serão distorcidas, conforme apresentada na Figura 2.29. A situação deve ser evitada, pois o objetivo é que o RTHU tenha um baixo valor de THDi [39]. Se o valor da relação estiver na faixa de 0 a 0,5 (exemplo, 0,2), então o retificador 2 processará a maior parte da potência nominal, apresentada na Figura 2.30. Deve ser evitado, pois o objetivo é que o retificador 1 processe o máximo de energia possível [31,39].

Se o valor da razão estiver próximo de 0, o retificador 2 processará toda a potência nominal e, portanto, o retificador 1 estará fora de serviço [9,39]. A análise de distribuição de corrente é usada em RTHU, mas também é válida até certo ponto para o RTHB. A diferença está nos limites estabelecidos do valor da relação. No RTHB, teoricamente, qualquer combinação de potência pode ser realizada por cada retificador e, em todos os casos, as correntes de entrada são sinusoidais. Também deve ser considerado que o propósito do RTH é que o retificador 1 processe a maior parte da potência. Assim, o RTHB pode funcionar com razão maior ou igual a 0,5 [18,39], dado por:

$$0,5 \leq \frac{G_{CV2}}{G_{CV1}} \leq 1 \quad (2.14)$$

Se o RTHB funcionar com uma relação acima de 0,5 e próxima de 1, então o retificador 1 fornecerá a potência de saída nominal e o retificador 2 apenas a energia necessária para atingir uma corrente sinusoidal com alto PF e baixo THD, apresentada na Figura 2.16 [18,32]. É também um modo de operação interessante para o correto funcionamento do RTHB.

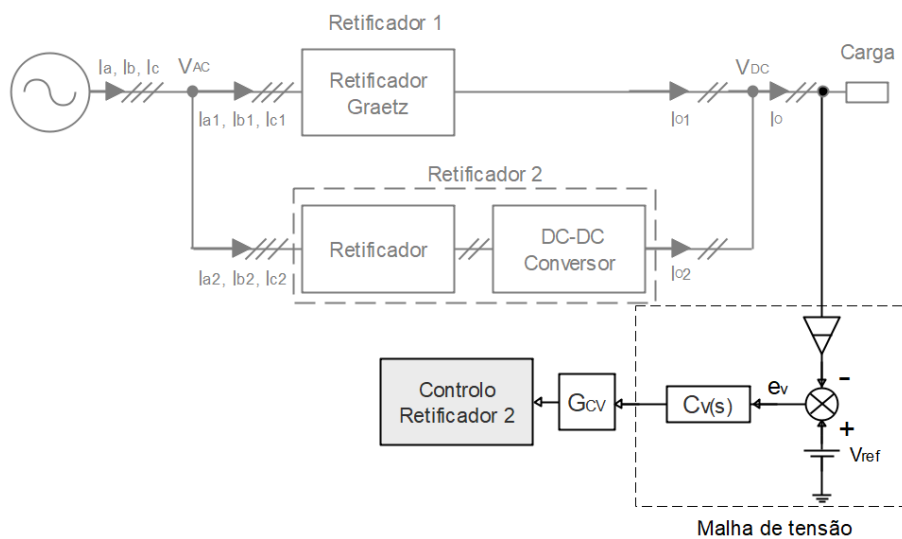


Figura 2.27 — Primeiro modo de distribuição de potência no RTH utilizando o ganho G_{CV} .

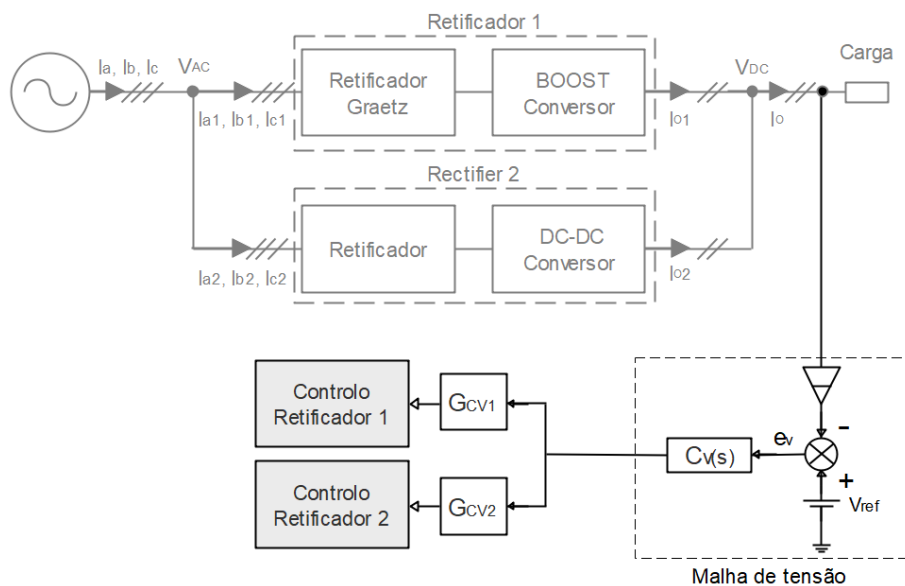


Figura 2.28 — Segundo modo de distribuição de potência no RTH aplicando os ganhos G_{CV1} e G_{CV2} .

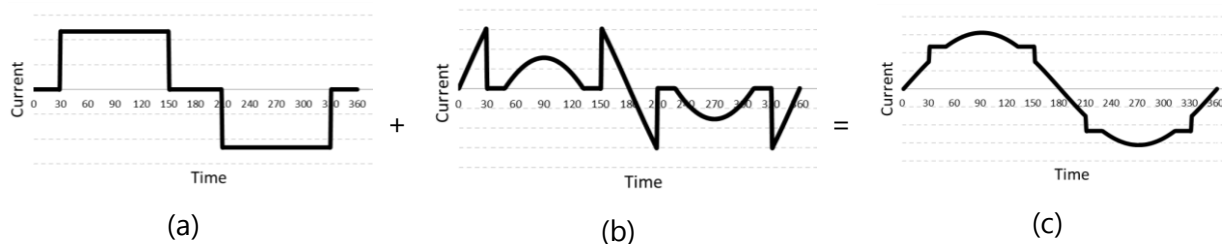


Figura 2.29 — Formas da onda de corrente na fase a do RTH: a) Corrente de entrada no retificador 1; b) Corrente de entrada no retificador 2; c) Corrente de entrada (sinusoidal distorcida) no RTH.

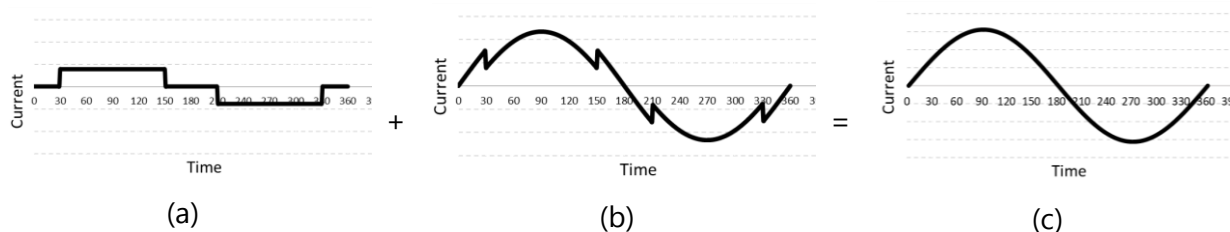


Figura 2.30 — Formas da onda de corrente na fase a do RTH: a) Corrente de entrada no retificador 1; b) Corrente de entrada no retificador 2; c) Corrente de entrada (sinusoidal) no RTH.

2.4 Conclusão

O capítulo descreve os RTH existente na literatura. Os RTH são retificadores em paralelo formados por dois ou mais retificadores, que funcionam de forma distinta (diferentes formas da onda de corrente) mas com a finalidade de unir os benefícios de cada retificador e assim obter a retificação desejada. Os RTH constituídos por dois retificadores (retificador 1 e retificador 2), são classificados de acordo com o tipo de conversor implementado no retificador 2. Desta forma, são apresentados e estudados os RTH com conversor Boost, os RTH de Vienna, e os RTH com conversor SEPIC.

Observou-se que os RTH mostram uma solução viável para algumas aplicações onde é necessária alta potência. Para que se tornem amplamente utilizados, essa tecnologia precisa ser desenvolvida. A revisão bibliográfica indica que existem algumas melhorias já implementadas e outras que precisam ser implementadas e que os estudos ainda não são suficientes, o que pode ser devido ao pequeno número de autores que retratam esses retificadores. Os RTH também são vistos como tendo uma boa aplicabilidade, mas a literatura apresenta um número muito pequeno de aplicações.

Observou-se que os RTHU com conversor Boost no retificador 2 só é possível com adição de um transformador de isolamento em cada fase do retificador 2 para mitigar as interações de corrente entre os módulos do retificador 2. Assim, fica interessante o desenvolvimento de

uma nova estrutura de RTHU com conversor Boost sem adição de transformador (RTHU-BR1//BR2).

Em geral, o RTH é interessante porque permite combinar as vantagens de um retificador em ponte GRAETZ com as vantagens de um retificador com correção do fator de potência.

MODELAÇÃO E DESENHO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO HÍBRIDO PROPOSTO

Neste capítulo, são apresentados os aspetos fundamentais associados à modelação e desenho do retificador trifásico híbrido com conversor Boost proposto. Assim, é apresentada a modelação dos dois retificadores que compõem o retificador trifásico híbrido, sendo o retificador trifásico Graetz (retificador 1), e o retificador trifásico modular com conversor Boost (retificador 2).

3.1 Introdução ao RTHU Proposto

O RTHU com conversor Boost proposto neste trabalho é apresentado na Figura 3.1. O retificador trifásico híbrido é constituído por dois retificadores associados em paralelo, o retificador 1 e o retificador 2. Neste caso, o retificador é designado de RTHU-BR1//BR2 (Retificador trifásico híbrido unidirecional com conversores Boost no retificador 1 em paralelo com conversor Boost no retificador 2).

O retificador 1 consiste em uma ponte de Graetz com seis díodos associado a um conversor Boost, que permite controlar a tensão de saída (impondo um valor estável) e altera a forma da onda de corrente na entrada para retangular, apresentado na Figura 3.2. O retificador 2 é constituído por três retificadores monofásicos, cada um associado a um conversor Boost com PFC, com controlo da tensão de saída, impondo uma forma da onda de corrente na entrada, apresentada na Figura 3.3, quando adicionada à forma da onda retangular do retificador 1 (já que estão em paralelo), dá origem a uma forma da onda de corrente sinusoidal, apresentada na Figura 3.4. O circuito do controlo, controla o retificador 1 e o retificador 2 ao mesmo tempo por meios dos interruptores de comutação contidas nos conversores

Boost e os sinais de entrada de tensão, sinais de entrada de corrente, bem como o sinal de tensão de saída do retificador.

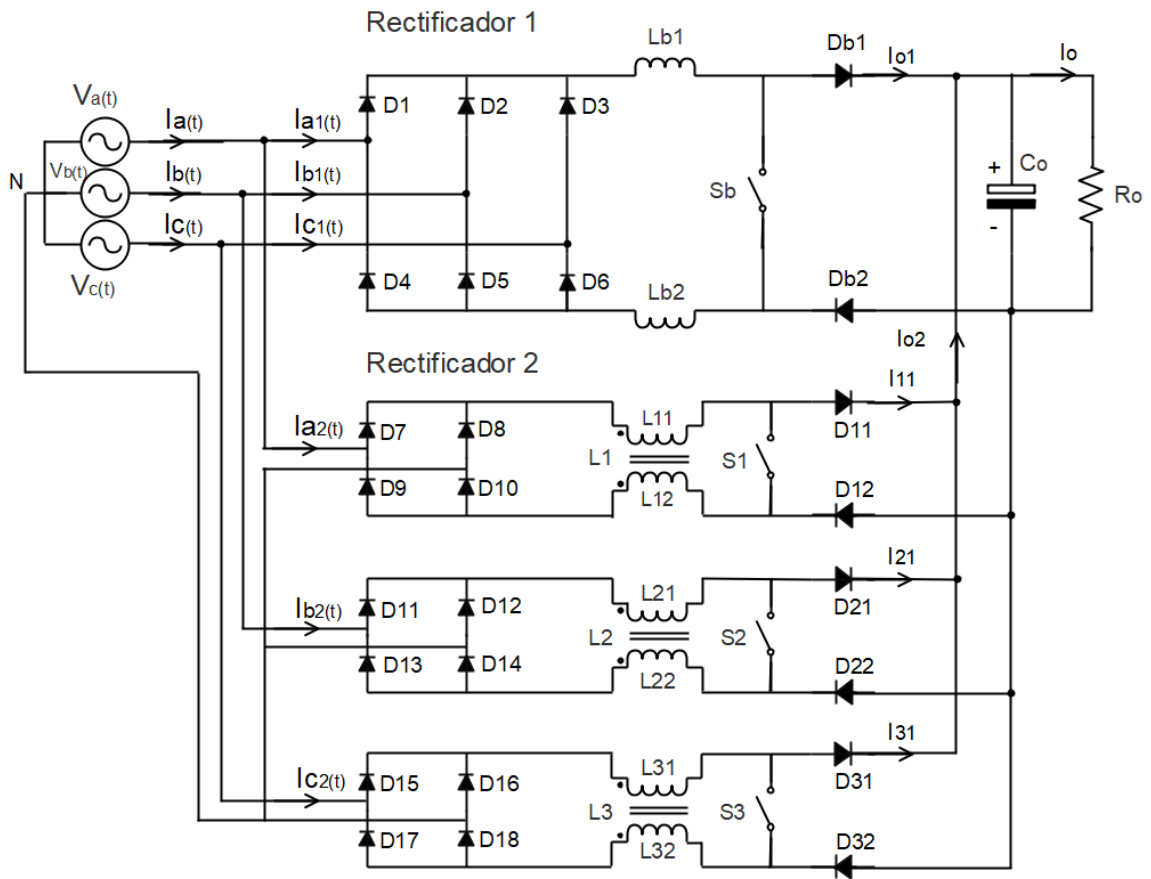


Figura 3.1 — Retificador trifásico híbrido proposto.

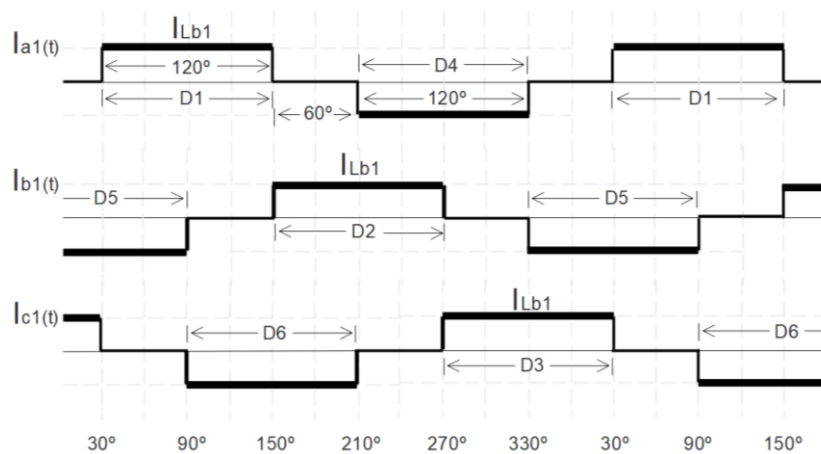


Figura 3.2 — Forma da onda de corrente na entrada do retificador 1.

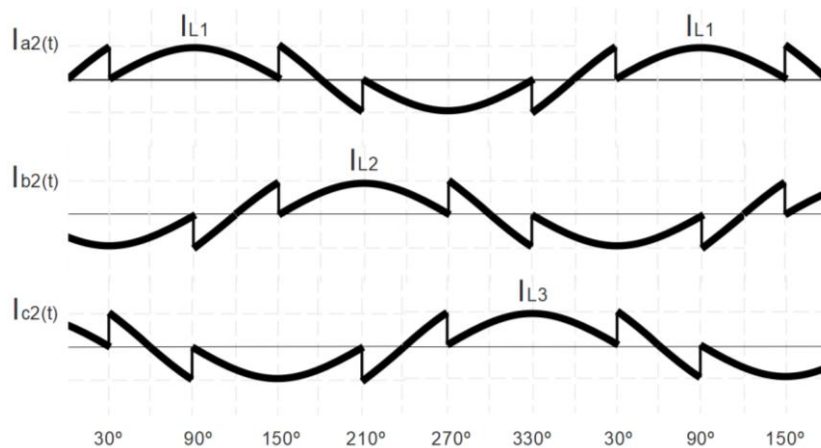


Figura 3.3 — Forma da onda de corrente na entrada do retificador 2.

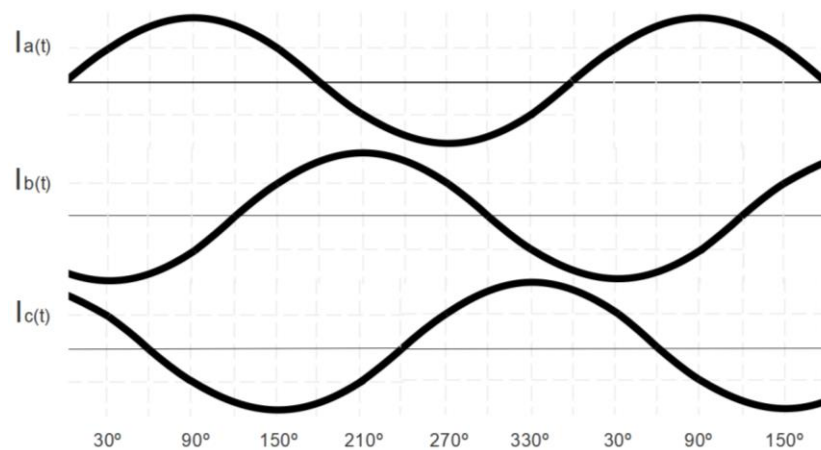


Figura 3.4 — Forma da onda de corrente na entrada do retificador trifásico híbrido.

3.2 Modelação do Circuito de Potência

O principal objetivo do circuito de potência é transferir energia elétrica da fonte para a carga de forma retificada (AC-DC). Por se tratar de um retificador híbrido, é constituído por dois circuitos de potência (retificador 1 e o retificador 2), desta forma primeiro é feito a modelação do retificador 1 e de seguida do retificador 2.

3.2.1 Modelação do Circuito de Potência do Retificador 1

O circuito de potência do retificador 1 é constituído pela ponte Graetz (de seis díodos), associada a um conversor Boost e o condensador de saída, apresentado na Figura 3.5. O objetivo de implementar o conversor Boost no retificador é permitir o controlo da tensão de saída e impor em sua entrada, uma forma da onda de corrente o mais retangular possível, de acordo com o controlo aplicado [18].

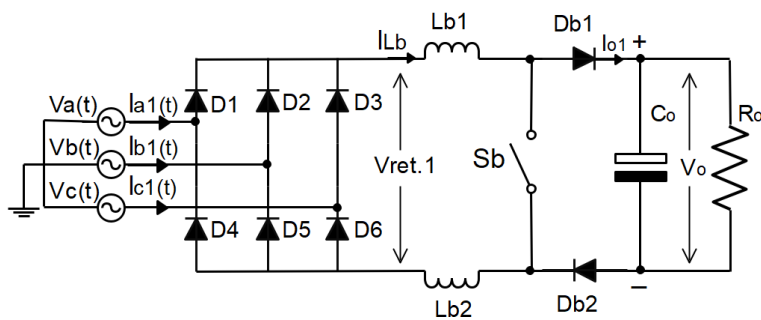


Figura 3.5 — Circuito de potência do retificador 1.

O funcionamento do circuito de potência é estudado através do percurso da corrente elétrica e da tensão aplicada. Considerando que as tensões de entrada estão perfeitamente balanceadas, dadas por:

$$\begin{cases} V_a(t) = V_p \sin(\omega t) \\ V_b(t) = V_p \sin(\omega t - 120^\circ) \\ V_c(t) = V_p \sin(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (3.1)$$

Onde V_a, V_b e V_c são as tensões sinusoidais nas fases a, b e c; V_p é o valor de pico da tensão.

Uma vez que as tensões são retificadas, é possível determinar o valor médio da tensão retificada ($\bar{V}_{ret.1}$) [16,70], dada por:

$$\bar{V}_{ret.1} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_p \quad (3.2)$$

As tensões de linha e a tensão retificada são apresentadas na Figura 3.6.

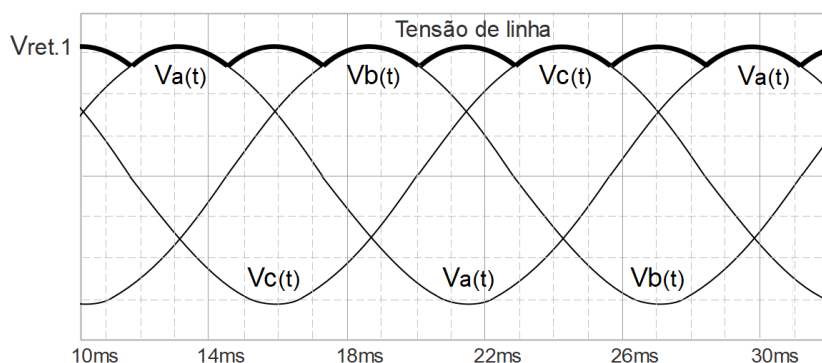


Figura 3.6 — Tensões de entrada e saída da ponte retificador 1.

Para o estudo, é analisado o intervalo de condução de cada um dos díodos da ponte retificadora, apresentado na Figura 3.7. Desta forma, são identificados 6 setores, cada um

com duração de 60° ($30^\circ + 30^\circ$) elétricos onde apenas dois díodos conduzem simultaneamente. No setor nº 1 onde apenas os díodos D1 e D5 [16] estão em condução.

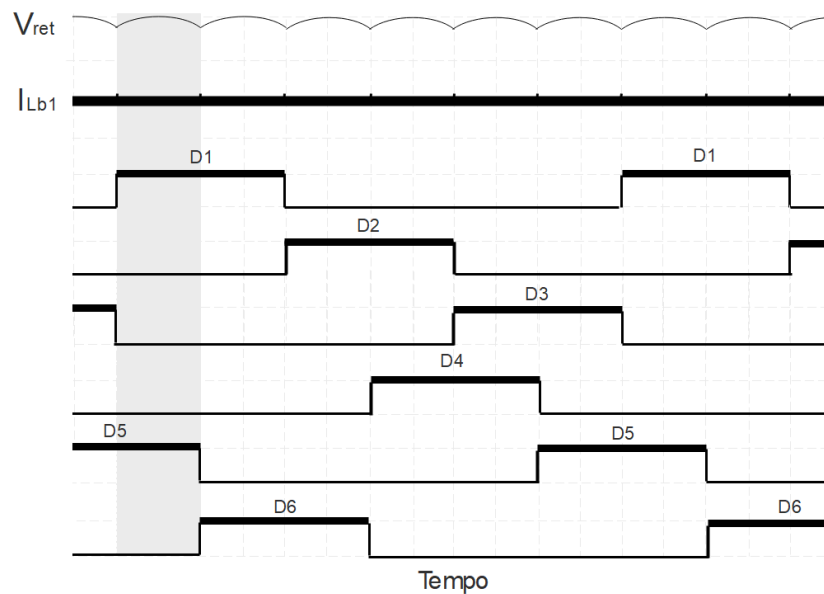


Figura 3.7 — Intervalo de condução dos díodos da ponte retificadora.

Assim, no setor analisado, existem apenas duas etapas de operação do conversor Boost, a etapa de magnetização e a etapa de desmagnetização. A Figura 3.8 e Figura 3.9 apresentam o circuito elétrico das duas etapas de operação, correspondendo a um período da frequência de comutação. As designações das etapas de magnetização e desmagnetização referem-se à magnetização e desmagnetização do indutor de acordo com o acionamento do interruptor de comutação do conversor Boost.

Considerando que cada retificador transfere uma determinada parcela de potência, visto que se trata de um RTH é importante determinar a distribuição de potência entre ambos os retificadores, e então determinar os componentes do mesmo.

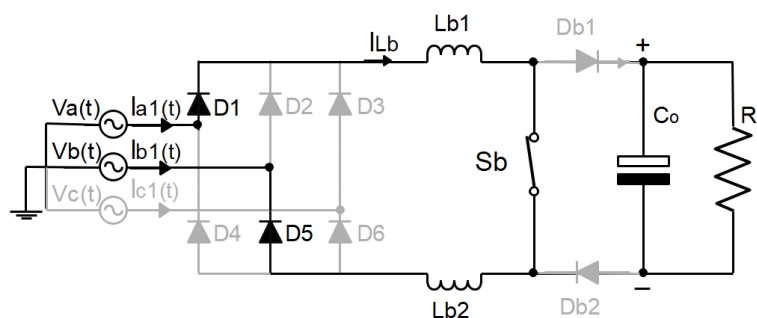


Figura 3.8 — Etapa de magnetização.

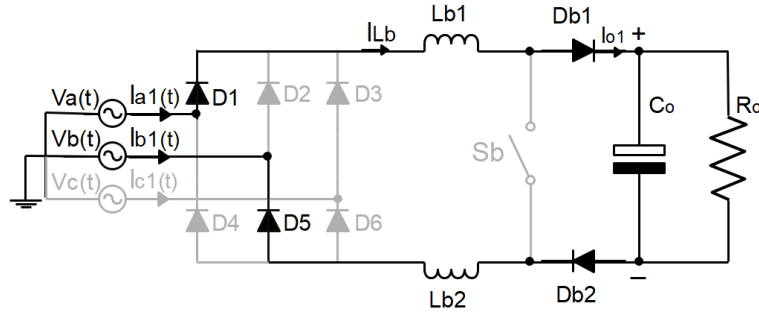


Figura 3.9 — Etapa de desmagnetização.

3.2.1.1 Distribuição de Potência

Considerando a Figura 3.1, nota-se que a distribuição de potência é dada, através da distribuição da corrente de entrada para retificador 1 e retificador 2. A corrente de entrada (I_a, I_b e I_c) é a soma da corrente de entrada do retificador 1 (I_{a1}, I_{b1} e I_{c1}) e as correntes de entrada do retificador 2 (I_{a2}, I_{b2} e I_{c2}), dadas por:

$$\begin{cases} I_a(t) = I_{a1}(t) + I_{a2}(t) \\ I_b(t) = I_{a1}(t) + I_{a2}(t) \\ I_c(t) = I_{a1}(t) + I_{a2}(t) \end{cases} \quad (3.3)$$

Como o objetivo do RTH é impor correntes sinusoidais em fase com suas respectivas tensões na entrada, assume-se então que estejam perfeitamente equilibradas e balanceadas, apresentadas as tensões em (3.1), dadas por:

$$\begin{cases} I_a(t) = I_p \sin(\omega t) \\ I_b(t) = I_p \sin(\omega t - 120^\circ) \\ I_c(t) = I_p \sin(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (3.4)$$

Onde I_p é o valor de pico da corrente de entrada.

Considerando que o sistema opera sem perdas e com fator de potência unitário, a potência de entrada tem o mesmo valor da potência de saída. Considerando também o setor analisado ($30^\circ + 30^\circ$) apresentado na Figura 3.7, a potência de entrada [3] é dada por:

$$P_{in} = P_o = \sqrt{3} \sqrt{2} V_f \sin(30^\circ + 30^\circ) I_p = 3 \frac{V_p I_p}{2} \quad (3.5)$$

Onde V_f é a tensão de fase.

Assim, o valor de pico da corrente de entrada (I_p) é dada por:

$$I_p = \frac{2 V_o I_o}{3 V_p} = \frac{2 P_o}{3 V_p} \quad (3.6)$$

Onde I_o é o valor médio da corrente de saída do retificador híbrido; V_o é o valor médio da tensão de saída do retificador híbrido; P_o é a potência de saída do retificador híbrido.

As correntes de entrada do RTH substituindo (3.6) em (3.4) são dadas por:

$$\begin{cases} I_a(t) = \frac{2 P_o}{3 V_p} \sin(\omega t) \\ I_b(t) = \frac{2 P_o}{3 V_p} \sin(\omega t - 120^\circ) \\ I_c(t) = \frac{2 P_o}{3 V_p} \sin(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (3.7)$$

Para determinar as correntes de entrada do retificado 2, basta substituir (3.7) em (3.3) e representar em função das correntes do retificador 2, dadas por:

$$\begin{cases} I_{a2}(t) = \frac{2 P_o}{3 V_p} \sin(\omega t) - I_{a1}(\omega t) \\ I_{b2}(t) = \frac{2 P_o}{3 V_p} \sin(\omega t - 120^\circ) - I_{b1}(\omega t) \\ I_{c2}(t) = \frac{2 P_o}{3 V_p} \sin(\omega t + 120^\circ) - I_{c1}(\omega t) \end{cases} \quad (3.8)$$

Considerando a Figura 3.2 nota-se que a amplitude das correntes de entrada do retificador 1 é igual ao valor médio da corrente sobre o indutor [39], sendo dada por:

$$I_{Lb} = I_{o1} \frac{1}{(1-D)} = I_{o1} \frac{V_o}{V_{ret.1}} \quad (3.9)$$

Onde I_{Lb} é a corrente no indutor Boost do retificador 1; I_{o1} é o valor médio da corrente de saída do retificador 1; D é a razão cíclica do conversor Boost; $V_{ret.1}$ é a tensão retificada da ponte do retificador 1.

Substituindo a tensão retificada (3.2) em (3.9), a corrente no indutor Boost do retificador 1 é dada por:

$$I_{Lb} = \frac{P_{o1}}{V_p} \frac{\pi}{3\sqrt{3}} \quad (3.10)$$

A forma da onda de corrente I_{a1} do retificador 1 apresentada na Figura 3.2, só é operada nos intervalos de 30° a 150° do semiciclo, substituindo (3.10) em (3.8) obtém-se a condição [39] dada por:

$$\begin{cases} \frac{2}{3} \frac{P_o}{V_p} \sin(\omega t) - \frac{P_{o1}}{V_p} \frac{\pi}{3\sqrt{3}} & \text{se } 30^\circ \leq \omega t \leq 150^\circ \\ \frac{2}{3} \frac{P_o}{V_p} \sin(\omega t) & \text{se } \begin{cases} 0^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ \\ 150^\circ \leq \omega t \leq 180^\circ \end{cases} \end{cases} \quad (3.11)$$

Por se tratar de um retificador unidirecional, (3.11) deve ser analisada de forma que o retificador 1 apenas processe os valores de corrente no semiciclo positivo [3,16] sendo dada por:

$$\frac{2}{3} \frac{P_o}{V_p} \sin(\omega t) \geq \frac{P_{o1}}{V_p} \frac{\pi}{3\sqrt{3}} \quad (3.12)$$

Onde P_{o1} é a potência de saída do retificador 1.

Em que:

$$P_{o1} \leq \frac{2\sqrt{3}}{\pi} P_o \sin(\omega t) \quad (3.13)$$

O valor da potência máxima processada pelo retificador 1 (P_{o1}), considerando a operação em 30° e 150° [3,16,39] é dada por:

$$\begin{aligned} P_{o1} &\leq \frac{\sqrt{3}}{\pi} P_o \\ P_{o1} &\approx 0,551 P_o \end{aligned} \quad (3.14)$$

A potência processada pelo retificador 2 (P_{o2}) é a potência restante [3], dada por:

$$\begin{aligned} P_{o2} &\leq (1 - 0,551) P_o \\ P_{o2} &\approx 0,449 P_o \end{aligned} \quad (3.15)$$

Assim já é possível fazer o estudo das componentes do circuito de potência do retificador 1, descritas a seguir.

3.2.1.2 Estudo do Indutor Boost

Devido ao princípio de funcionamento do conversor Boost (magnetização e desmagnetização), o indutor está sujeito a uma ondulação de corrente. Neste caso a corrente de ondulação no indutor é variável, pois durante o intervalo de tempo em que o interruptor S está em condução, a tensão aplicada no indutor é o valor instantâneo da tensão de saída da ponte retificadora ($V_{ret}(t)$). Assumindo que a tensão $V_{ret}(t)$ permanece constante durante um período de comutação [16], dada por:

$$V_{ret.1}(t) = L_b \frac{\Delta I_{Lb}(t)}{D(t) T_s} \quad (3.16)$$

Onde T_s é o período de comutação; L_b é o indutor Boost do retificador 1; $\Delta I_{Lb}(t)$ é a ondulação de corrente do indutor Boost do retificador 1; D é a razão cíclica do conversor Boost do retificador 1.

Sendo assim, pode-se representar a ondulação de corrente no indutor Boost, dada por:

$$\Delta I_{Lb}(t) = \frac{V_{ret.1}(t)}{L_b} D(t) T_s \quad (3.17)$$

Considerando o intervalo analisado, a tensão retificada é dada pela diferença entre $V_a(t)$ e $V_b(t)$, i.e., é a própria tensão de linha. Considera-se que a tensão retificada $V_{ret.1}(t)$ [16] é dada por:

$$V_{ret.1}(t) = V_a(t) - V_b(t) = \sqrt{3} V_p \sin(\omega t + 30^\circ) \quad (3.18)$$

Substituindo (3.18) em (3.17), obtém-se a ondulação da corrente no indutor, dado por:

$$\Delta I_{Lb}(t) = \frac{\sqrt{3} V_p \sin(\omega t + 30^\circ)}{L_b} D(t) T_s \quad (3.19)$$

Assim, aplicando os valores limites da máxima ondulação de corrente $\Delta I_{Lb.max}$ que ocorre precisamente em 30° e 90° para um valor de razão cíclica $D(t)$ de 0,333, obtém-se a ondulação de corrente no indutor $\Delta I_{Lb}(t)$ [16], para o tipo da onda de corrente apresentado na Figura 3.2, dado por:

$$\Delta I_{Lb.max} = \frac{\sqrt{3} V_p \sin(30^\circ + 30^\circ)}{L_b} \frac{1}{3} T_s \quad (3.20)$$

Considerando que:

$$\Delta I_{Lb.max} = \Delta I_{Lb\%} I_{o1} \quad (3.21)$$

Nota-se que por meio da distribuição de potência, o valor médio da corrente de saída do retificador 1 (I_{o1}) é dado por:

$$I_{o1} = I_o 0,551 \quad (3.22)$$

Substituindo (3.21) em (3.20) o valor do indutor para o retificador 1, é dado por:

$$L_b = \frac{1,5 V_p}{f_s \Delta I_{Lb.max\%} I_{o1}} \frac{1}{3} = \frac{3 V_p}{2 f_s \Delta I_{Lb.max\%} I_{o1}} \frac{1}{3} \quad (3.23)$$

$$L_b = \frac{V_p}{2 f_s \Delta I_{Lb.max\%} I_{o1}} \quad (3.24)$$

Como o indutor do conversor Boost L_b é dividido por dois indutores, uma para cada polo, como apresenta a Figura 3.5, a indutância de cada indutor do conversor Boost, é dada por:

$$L_{b1} = L_{b2} = \frac{V_p}{4 f_s \Delta I_{Lb.max\%} I_{o1}} \quad (3.25)$$

3.2.1.3 Estudo do Interruptor Boost

O interruptor Boost S_b é um elemento importante, pois permite o estado de magnetização e desmagnetização do indutor de acordo com o controlo aplicado. Desta forma, é importante o correto dimensionamento do interruptor Boost S_b . No momento de magnetização o interruptor Boost é submetido a uma corrente, igual a corrente do indutor Boost, já no momento

de desmagnetização o interruptor fica submetido a uma tensão igual a tensão de saída. Desta forma, a tensão máxima submetida ao interruptor Boost $V_{Sb.max}$, é dado por:

$$V_{Sb.max} = V_o \quad (3.26)$$

No caso das correntes (quando o interruptor está em condução) os valores médios e eficaz são importantes. O valor médio da corrente no interruptor Boost $I_{Sb.md}$ é dada por:

$$I_{Sb.md} = I_{Lb1} D \quad (3.27)$$

A razão cíclica é dada por:

$$D = \frac{V_o - \left(V_p \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \right)}{V_o} \quad (3.28)$$

Substituindo (3.10) em (3.27), o valor médio da corrente de comutação no interruptor Boost $I_{Sb.md}$, é dada por:

$$I_{Sb.md} = I_{o1} \frac{V_o}{V_p} \frac{\pi}{3\sqrt{3}} \frac{V_o - \left(V_p \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \right)}{V_o} \quad (3.29)$$

$$I_{Sb.md} = \frac{P_{o1}}{V_p} \left(\frac{\pi V_o - 3\sqrt{3} V_p}{3\sqrt{3} V_o} \right) \quad (3.30)$$

O valor eficaz da corrente no interruptor Boost $I_{Sb.ef}$ é dado por:

$$I_{Sb.ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{D \cdot T_s} (I_{Lb1})^2 d\omega t} \quad (3.31)$$

$$I_{Sb.ef} = I_{Lb1} \sqrt{D} \quad (3.32)$$

Substituindo (3.10) e (3.28), em (3.32), o valor eficaz da corrente do interruptor Boost, é dado por:

$$I_{Sb.ef} = \frac{P_{o1}}{V_p} \frac{\pi}{3\sqrt{3}} \sqrt{\frac{V_o - V_p}{V_o}} \quad (3.33)$$

3.2.1.4 Estudo do Díodo Boost

O díodo Boost tem a finalidade de permitir a condução da corrente elétrica da fonte para a carga, quando o interruptor do Boost está ao corte (etapa de desmagnetização) e também permite o corte da corrente elétrica da fonte para a carga quando o interruptor Boost está em condução (etapa de magnetização). É importante o valor da tensão submetida, o valor médio da corrente e o valor eficaz da corrente. Portanto, a tensão máxima no díodo Boost ($V_{Db.max}$) é dado por:

$$V_{Db.max} = \frac{V_o}{2} \quad (3.34)$$

No caso do valor médio da corrente, assume-se que em regime permanente o valor da corrente através do condensador é nulo e, portanto, o valor médio da corrente através do díodo $I_{Db.md}$ é a corrente de carga, dado por:

$$I_{Db.md} = I_o \cdot 0,551 = I_{o1} \quad (3.35)$$

Já o valor eficaz da corrente do díodo Boost $I_{Db.ef}$ é dada por:

$$I_{Db.ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{DT}^T (I_{Lb1})^2 d\omega t} \quad (3.36)$$

$$I_{Db.ef} = I_{Lb1} \sqrt{(1-D)} \quad (3.37)$$

Substituindo (3.10) em (3.37), o valor eficaz da corrente do díodo Boost ($I_{Db.ef}$), é dado por:

$$I_{Db.ef} = \frac{P_{o1}}{V_p} \frac{\pi}{3\sqrt{3}} \sqrt{(1-D)} \quad (3.38)$$

3.2.1.5 Estudo da Ponte Retificadora

A ponte retificadora consiste em seis díodos, também conhecidos como ponte de Graetz. Como os seis díodos são considerados iguais apresentando as mesmas características, basta analisar apenas um díodo. O díodo é calculado considerando os valores médios e eficaz de corrente e a máxima tensão reversa que o díodo deve suportar. De acordo com a forma da

onda de corrente apresentada na Figura 3.2, o valor médio da corrente que flui pelos díodos ($I_{D1.md}$), é dado por:

$$I_{D1.md} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\pi} I_{Lb1} d\omega t \quad (3.39)$$

Resolvendo (3.39), o valor médio da corrente no díodo, é dado por:

$$I_{D1.md} = \frac{I_{Lb1}}{3} \quad (3.40)$$

Substituindo (3.10) em (3.40), o valor médio da corrente no díodo é dada por:

$$I_{D1.md} = \frac{1}{3} \left(I_{o1} \frac{V_o}{V_p} \frac{\pi}{3\sqrt{3}} \right) \quad (3.41)$$

O valor médio da corrente no díodo Boost, dado por:

$$I_{D1.md} = \frac{P_{o1}}{V_p} \frac{\pi}{9\sqrt{3}} \quad (3.42)$$

O valor eficaz da corrente no díodo ($I_{D1.ef}$), é dada por:

$$I_{D1.ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\pi} (I_{Lb1})^2 d\omega t} \quad (3.43)$$

Simplificando (3.43) a corrente é dada por:

$$I_{D1.ef} = I_{Lb1} \frac{\sqrt{3}}{3} \quad (3.44)$$

Substituindo (3.10) em (3.44), o valor eficaz da corrente do díodo, dada por:

$$I_{D1.ef} = \frac{\pi}{9} \frac{P_{o1}}{V_p} \quad (3.45)$$

A tensão reversa máxima no díodo da ponte retificadora $V_{D1.max}$, corresponde ao valor de pico da tensão de linha, dado por:

$$V_{D1.max} = \sqrt{3} V_p \quad (3.46)$$

3.2.2 Modelação do Circuito de Potência do Retificador 2

O circuito de potência do retificador 2 é constituído por três módulos monofásicos e um único condensador de filtragem na saída, sendo cada módulo constituído por uma ponte retificadora de quatro díodos, seguida por um conversor Boost (modificado para mitigar as interações de corrente), apresentado na Figura 3.10 [3,4]. A finalidade de implementar o conversor Boost no retificador é permitir o controlo da tensão de saída e impor uma forma da onda de corrente em sua entrada (Figura 3.3) que, quando somada à forma da onda de corrente do retificador 1, forma uma sinusoidal e também de realizar a PFC, bem como garantir um baixo THD.

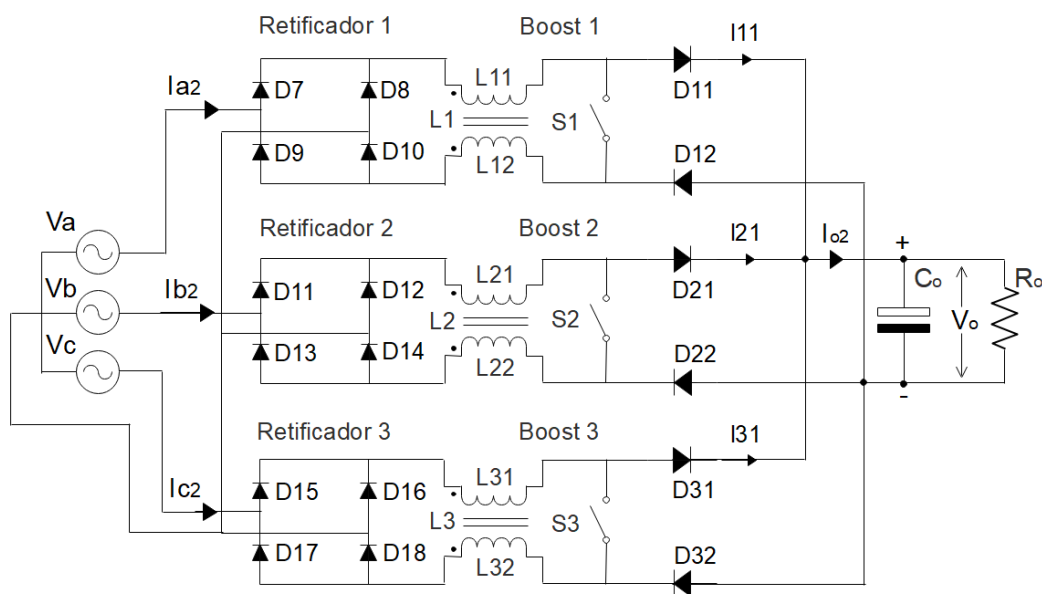


Figura 3.10 — Circuito de potência do retificador 2.

O retificador é desenvolvido exclusivamente para trabalhar com tensão trifásica de sinal sinusoidal. Para uma análise do funcionamento admitiu-se que as tensões de entrada são perfeitamente equilibradas e balanceadas (3.1).

A forma da onda de corrente de entrada é apresentada na Figura 3.3. Considerando que a forma da onda é sinusoidal, pois tem o formato de uma sinusoidal, mas diminui o nível de corrente no período de 30° à 150° em cada semiciclo (sendo o período em que o retificador 1 está a conduzir) conforme apresentada na Figura 3.3.

O princípio de funcionamento é baseado na Figura 3.10. Na Figura 3.10 a potência de entrada é distribuída em três caminhos, pois o retificador trifásico modular é constituído por três módulos. A análise também pode ser feita através das correntes de entrada, I_{a2} , I_{b2} e I_{c2} , que são distribuídas aos três módulos, respetivamente.

Cada corrente de entrada é retificada pelo seu respectivo módulo retificador, e cada módulo (conversor Boost) com indutor acoplado visa mitigar as interações de corrente. Devido ao controlo com PFC, a corrente é produzida em fase com a tensão, garantindo um alto PF. Então cada retificador conectado ao seu conversor Boost produz uma corrente de saída I_{11}, I_{21} e I_{31} respetivamente, obtendo o valor médio da corrente de saída I_{o2} que, por sua vez, somada com a I_{o1} (retificador 1) obtém-se a I_o (retificador híbrido).

Analisando o funcionamento do interruptor de comutação dos três módulos, estes apresentam oito estados de combinação (EC) dos interruptores de comutação conforme apresentado na Tabela 3.1, onde o número 1 indica um interruptor em condução e 0 indica o interruptor em corte.

Admitindo que os conversores Boost são projetados com indutores convencionais, apresentará interação de corrente entre os módulos monofásico do retificador. Na Tabela 3.1, são identificados os setores que apresentam as primeiras (destacadas em cores) e a segunda interação de corrente:

- A primeira interação acontece nos estados de combinação: EC1, EC2, EC3, EC5;
- A segunda interação acontece nos estados de combinação: EC4, EC6, EC7, EC8,

Assim, é importante analisar o comportamento das interações de corrente e como serão mitigadas pela ação do indutor acoplado, conforme descrito na subsecção 3.2.2.1.

Tabela 3.1 — Estados de combinação dos interruptores de comutação

S	EC1	EC2	EC3	EC4	EC5	EC6	EC7	EC8
S_1	1	1	1	1	0	0	0	0
S_2	1	1	0	0	1	1	0	0
S_3	1	0	1	0	1	0	1	0

3.2.2.1 Mitigação da Interação de Corrente

Considerando que os conversores Boost são projetados com indutores convencionais (metodologia amplamente aplicada nos conversores monofásicos com conversor Boost e PFC), apresentado na Figura 3.12 e na Figura 3.13, surgem interações de corrente, resultando em perda total do controlo, que por sua vez pode levar à destruição dos interruptores de comutação (curto-circuito) bem como dos demais componentes do retificador.

Considerando a análise no período de 30° a 90° . Apenas as duas fases com maior polaridade, apresentada na Figura 3.11. A análise é realizada para os dois estados de comutação, a magnetização e desmagnetização.

No estado de magnetização, ocorre a primeira interação de corrente. Neste caso, a corrente de interação percorre pelo diodo D7 do primeiro retificador e retorna pelo diodo D13 do segundo retificador, pois esses diodos são polarizados diretamente e também apresentam maior diferença de potencial, isto é, $V_a > 0$ e $V_b < 0$ apresentada na Figura 3.12 [4,71–73]. Para mitigar a interação de corrente, é feita uma alteração no conversor Boost, colocando mais um diodo na saída do terminal negativo de cada conversor Boost, polarizado inversamente ao sentido da corrente de interação. Com esta alteração, a primeira interação de corrente é mitigada [4,71–73].

Quando o interruptor de comutação está em corte (estado de desmagnetização), a segunda interação de corrente aparece. Nesta segunda interação, a corrente que sai do diodo D7 percorre o condensador de saída (como o condensador tem baixa impedância, permite a passagem de uma grande corrente), e se liga ao diodo D13 do segundo retificador, pois $V_a > 0$ e $V_b < 0$, apresentada na Figura 3.13 [4,71–73].

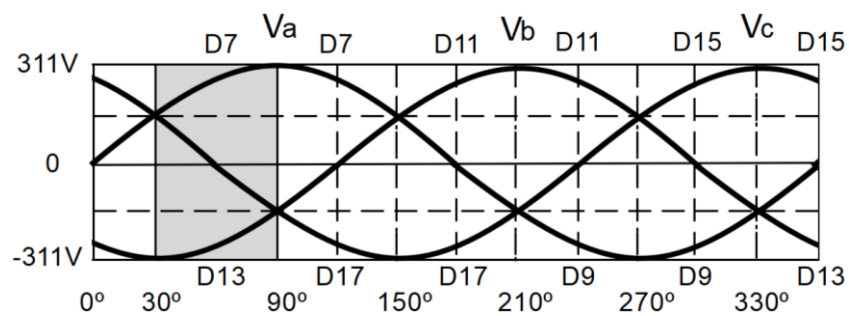


Figura 3.11 — Horizonte de estudo da interação de corrente.

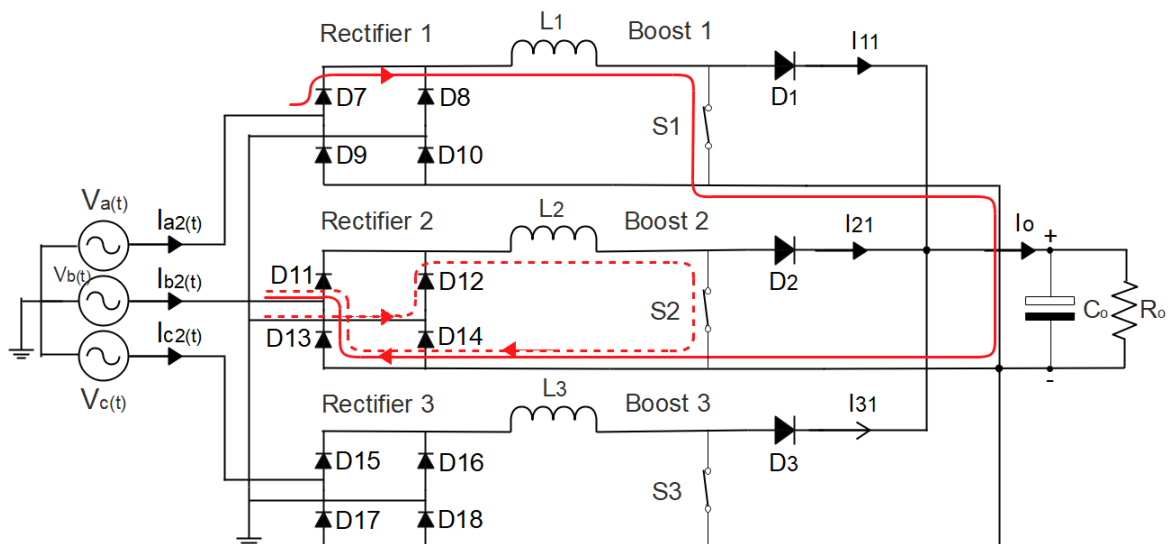


Figura 3.12 — Representação da primeira interação de corrente.

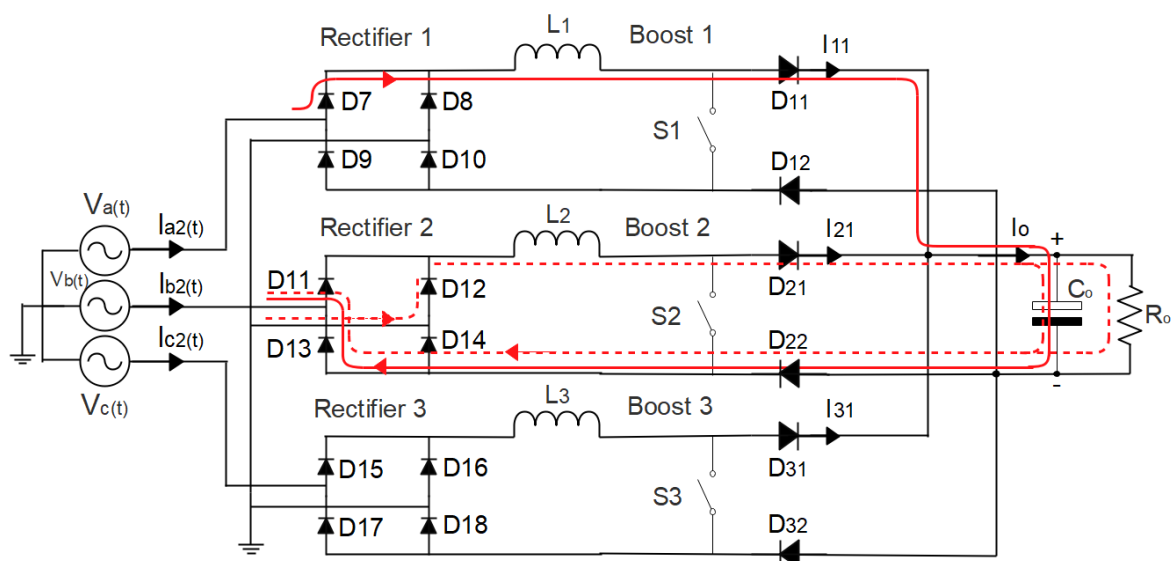


Figura 3.13 — Representação da segunda interação de corrente.

Para a mitigação na segunda interação, alguns autores propõem a implementação de um segundo indutor no polo negativo do conversor Boost entre o interruptor de comutação e o terminal de saída negativo da ponte retificadora, causando assim uma impedância indutiva que pode rejeitar a passagem da segunda interação de corrente. Se a correção for aplicada a todos os módulos conversores, fará com que a corrente de entrada de cada fase retorne através de seu próprio módulo, equilibrando teoricamente o sistema [10,71,74,75]. Observe que esse método apresenta algumas falhas, pois carece de estudos mais detalhados. Em [10] é mencionado que o método só funciona corretamente se o valor médio da tensão de saída do conversor for aproximadamente duas vezes ao valor de pico da tensão de entrada.

Outro autor propõe uma solução para a segunda interação [72,73] que representa uma melhoria em relação à solução proposta anteriormente. Ao propor a substituição do indutor do conversor Boost por um indutor acoplado de sentido concordantes, é como se o indutor do polo positivo tivesse sido acoplado ao indutor do polo negativo. Com o indutor acoplado de sentido concordante aumenta-se o valor da indutância entre os indutores e, por tanto, a impedância indutiva no polo negativo é aumentada, melhorando assim a mitigação da segunda interação de corrente. Os autores também relatam que se o acoplamento for perfeito e os indutores forem iguais, a indutância aumenta por um fator de 4, e também nestas condições os indutores acoplados se comportam como um transformador com relação de espiras de 1:1, forçando com isso as correntes (polo positivo e negativo) do indutor acoplado possuírem os mesmos valores, e assim o efeito de equilíbrio aumenta [72,73]. Ressalta-se que a solução não parece viável em aplicações de média e alta potência, pois o aumento da indu-

tância é dado pelo efeito de acoplamento e, assim, pode facilmente atingir a saturação do indutor.

3.2.2.2 Proposta para Mitigação da Segunda Interação de Corrente

A fim de mitigar a segunda interação, é proposto a substituição do indutor do conversor Boost por um indutor acoplado de sentido discordante, conforme o retificador proposto apresentado na Figura 3.10. O indutor acoplado de sentido discordante fará com que a mesma corrente viajando na direção positiva (no indutor primário) retorne na direção negativa (no indutor secundário) do mesmo módulo retificador. Isso é possível porque a implementação do indutor acoplado proporciona dois tipos de efeitos de equilíbrio, com o objetivo de mitigar a interação de corrente. Neste caso, o efeito de equilíbrio na diferença de potencial e o efeito de equilíbrio na diferença de impedância, que são descritos abaixo:

- Efeito de equilíbrio na diferença de potencial.

Devido à aplicação do indutor acoplado de sentido discordante, tanto o polo positivo quanto o polo negativo da saída de cada módulo do conversor Boost apresentam uma indutância. No caso da indutância no polo negativo, isso fará com que o polo se torne mais negativo. De acordo com o princípio de funcionamento do conversor Boost, a energia armazenada no indutor acoplado causará valores semelhantes e equilibrados da diferença de potencial para os dois polos (positivo e negativo), pois os valores das indutâncias são os mesmos. Desta forma, o efeito de equilíbrio por diferença de potencial é alcançado.

- Efeito de equilíbrio na diferença da impedância.

Na Figura 3.13, a segunda interação ocorre porque o valor da impedância por onde passa a corrente de interação (D7 a D13) é praticamente o mesmo que a impedância para o caminho normal da corrente (D7 a D13). Para atingir esta situação, o valor da impedância do caminho da corrente normal (D7 a D13) deve ser o mais baixo possível, em relação ao valor da impedância do caminho da corrente de interação (D7 a D13). Isso pode ser alcançado implementando um indutor acoplado de sentido discordante a cada módulo do conversor Boost. Desta forma, a corrente de cada módulo conversor Boost trafega livremente ao longo de seu próprio caminho desejado e o caminho para a corrente de interação é dificultado, devido à alta impedância indutiva [3,4].

Para melhor análise da mitigação da interação de corrente é considerado a Figura 3.11 e a Figura 3.14, onde os dois retificadores com seus respectivos conversores Boost e indutor acoplado, e o percurso de corrente normal I_{11} e I_{21} (linha verde), bem como o percurso de interação de corrente I_t (linha vermelha), podem ser observados.

Análise da mitigação da interação de corrente

Considerando a Figura 3.14, para alcançar a mitigação da interação de corrente, o valor da impedância Z_{FaN} onde percorre o fluxo de corrente normal I_{11} deve ser tão baixo possível e o valor da impedância Z_{Fab} onde percorre a corrente de interação I_t deve ser o mais alto possível. Para esta análise, as impedâncias dos díodos, do condensador C_o de saída e da carga podem ser desprezadas, pois essas impedâncias são as mesmas para os dois caminhos analisados. Para tanto, primeiramente é realizada a análise da impedância Z_{FaN} . No primeiro módulo, as correntes I_{11} e I_{12} são as correntes que passam por cada bobina do indutor acoplado, R_{11} e R_{12} são as resistências do indutor acoplado. Portanto, as impedâncias do indutor acoplado (Z_1, Z_2) [3,76] são dadas por:

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_{11} + j\omega L_{11} + j\omega M \frac{I_{12}}{I_{11}} \\ Z_2 &= R_{12} + j\omega L_{12} + j\omega M \frac{I_{11}}{I_{12}} \end{aligned} \quad (3.47)$$

Como o objetivo é fazer com que os dois indutores que constituem o indutor acoplado apresentem a mesma indutância, então pode-se assumir que $L_{11} = L_{12} = L$, desta forma a indutância mútua M [3,76] é dada por:

$$\begin{aligned} M &= K \sqrt{L_{11} L_{12}} \\ M &= K \sqrt{L^2} \\ M &= K L \end{aligned} \quad (3.48)$$

Onde K é o coeficiente de acoplamento magnético.

Num indutor acoplado de sentido discordante, as correntes percorrem em direções opostas onde $I_{11} = -I_{12}$ [3,76]. As impedâncias são dadas por:

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_{11} + j\omega (L_{11} - M) \\ Z_2 &= R_{12} + j\omega (L_{12} - M) \end{aligned} \quad (3.49)$$

A impedância Z_{FaN} , é dada por:

$$Z_{FaN} = Z_1 + Z_2 \quad (3.50)$$

Para determinar o valor da impedância Z_{Fab} , primeiramente é analisado o percurso da corrente I_t . A corrente percorre os dois indutores conectados em série (L_{11} e L_{22}), onde L_{11} é

do primeiro conversor Boost (indutor acoplado) e L_{22} é do segundo conversor Boost (indutor acoplado). Assim, o valor da impedância Z_{Fab} , é dado por:

$$Z_{Fab} = R_{11} + j\omega L_{11} + (R_{22} + j\omega L_{22}) \quad (3.51)$$

A mitigação da interação de corrente ocorre quando o valor da impedância Z_{FaN} for menor que Z_{Fab} dada por:

$$Z_{FaN} < Z_{Fab} \quad (3.52)$$

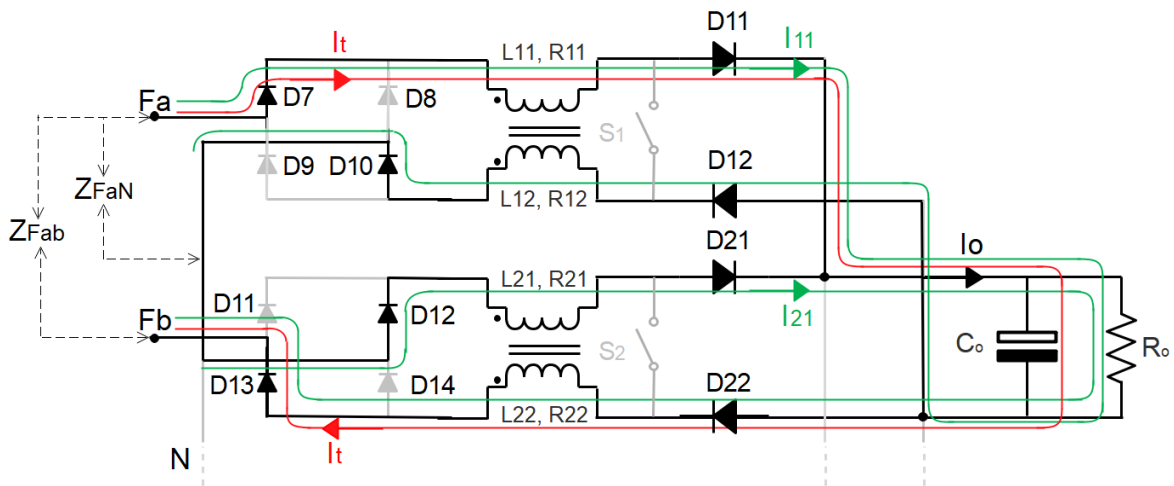


Figura 3.14 — Análise da mitigação da interação de corrente.

Onde F_a e F_b representam a fase a e fase b; Z_{FaN} é a impedância da fase a com neutro; Z_{Fab} é a impedância na combinação da fase a com a fase b.

3.2.2.3 Estudo Teórico dos Componentes

Para fins de síntese, estuda-se apenas um módulo do retificador 2, i.e., módulo conectado à fase a, pois o funcionamento de cada módulo é semelhante aos demais módulos. A Figura 3.15 apresenta o circuito elétrico do módulo em estudo. Os principais componentes, nomeadamente: a ponte retificadora, o indutor acoplado, interruptor Boost e o diodo Boost. Ressalta-se que o retificador, utilizando o conversor Boost, teve o seu circuito levemente alterado, em relação aos retificadores Boost convencional.

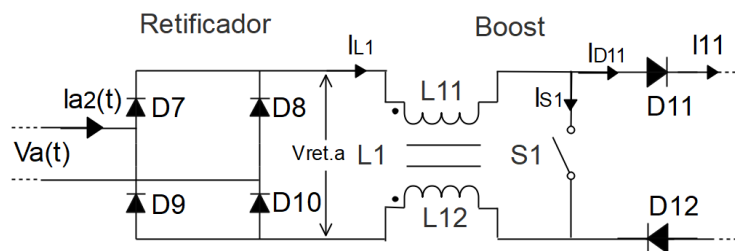


Figura 3.15 — Retificador Boost de um dos módulos do retificador 2.

O princípio de funcionamento do conversor Boost em cada módulo é dado por duas etapas de operação, magnetização e desmagnetização. A etapa de magnetização é apresentada na Figura 3.16 e a etapa de desmagnetização é apresentada na Figura 3.17 e na Figura 3.18 é apresentada as formas da onda em apenas um período da frequência de comutação (T_s). Para descrever as etapas de operação, considera-se apenas a meia onda positiva, pois o conversor Boost recebe apenas a tensão retificada da ponte retificadora apresentado na Figura 3.19. Então as etapas de operação são [49]:

- Etapa de Magnetização:
 - A etapa começa quando o interruptor S encontra-se em condução, conectando diretamente o indutor com a saída do retificador;
 - A corrente que passa pelo interruptor S_1 é igual à corrente no indutor L_1 ;
 - A tensão no interruptor S_1 é igual a zero;
 - O indutor L_1 encontra-se polarizado em paralelo com a saída do retificador e, portanto, começa a armazenar energia proveniente da tensão $V_{ret.a}(t)$;
 - A tensão no indutor é igual à tensão na saída do retificador;
 - A corrente no indutor cresce com uma taxa de variação $\frac{V_{ret.a}(t)}{L_1}$;
 - O diodo D_{11} encontra-se fora de serviço com a fonte e está polarizado inversamente com o condensador de armazenamento e, portanto, a corrente que flui do diodo é zero;

- A tensão inversa no diodo D_{11} é igual à tensão do condensador de armazenamento;
- O condensador de armazenamento C_o fornece energia (descarregando) para a carga R_o ;
- A etapa termina quando o interruptor S_1 entra em corte.
- Etapa de Desmagnetização:
 - A etapa começa quando o interruptor S_1 entra em corte, permitindo o fluxo de energia até à carga;
 - A corrente que passa pelo interruptor S_1 é igual a zero;
 - A tensão no interruptor S_1 é igual V_o
 - O indutor L_1 encontra-se polarizado em série com o resto do circuito;
 - A corrente no indutor L_1 decresce com uma taxa de variação igual a $\frac{V_o - V_{ret.a}(t)}{L_1}$;
 - O diodo D_{11} encontra-se em condução e, portanto, a corrente que flui é igual à corrente no L_1 ;
 - A tensão no diodo D_{11} é igual a zero;
 - O condensador C_o (em armazenamento) e a carga R_o recebem a energia do indutor e do retificador;
 - A etapa termina quando o interruptor S_1 retoma o estado de condução.

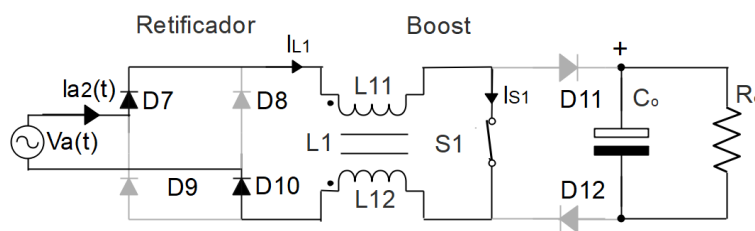


Figura 3.16 — Etapa de magnetização.

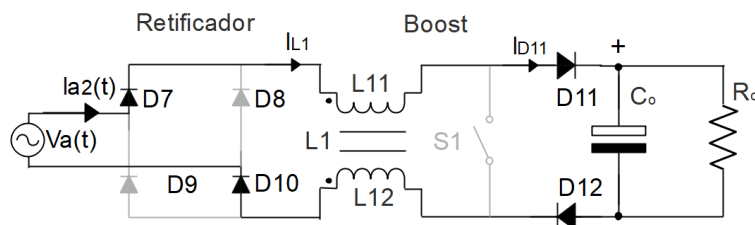


Figura 3.17 — Etapa de desmagnetização.

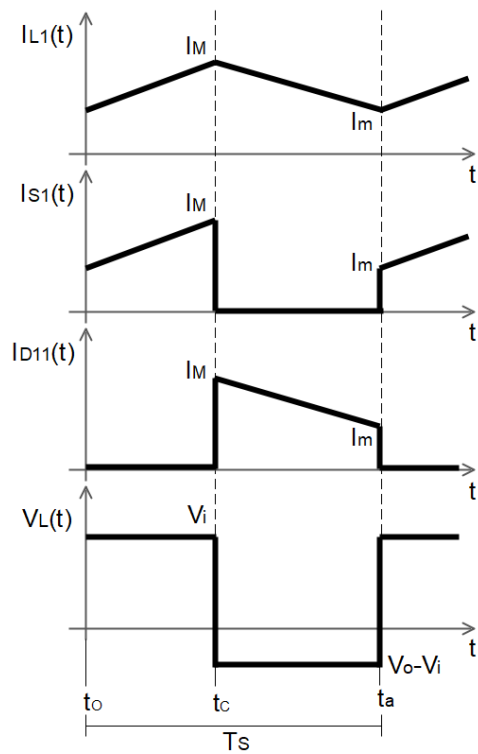


Figura 3.18 — Formas da onda do conversor Boost em um período de comutação.

Onde I_M é a corrente máxima; I_m é a corrente mínima; $V_{ret.a}$ é a tensão de entrada no conversor Boost.

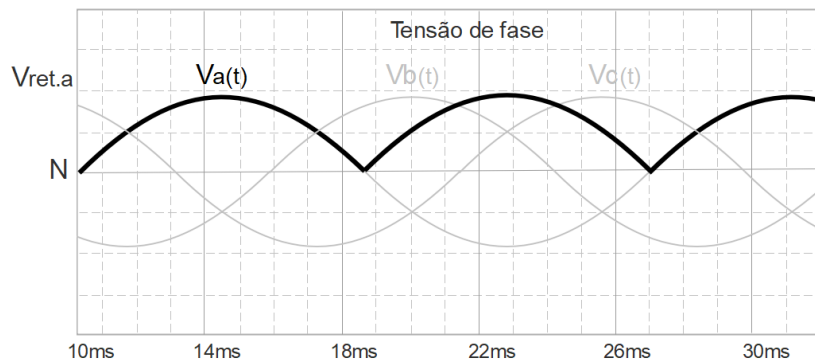


Figura 3.19 — Tensão de entrada e saída da ponte do retificador 2.

O retificador Boost a ser desenvolvido funciona em modo de condução contínua (MCC), portanto o ganho estático [49,77] é dado por:

$$\frac{V_o}{V_{ret.a}} = \frac{1}{1 - D} \quad (3.53)$$

Onde D é a razão cíclica; $V_{ret.a}$ é a tensão retificada ou tensão de entrada do conversor Boost.

A tensão de entrada do conversor Boost $V_{ret.a}$ varia de zero à tensão máxima, de acordo com a tensão sinusoidal retificada (frequência $2 f_r$). Considerando (3.53) o ganho estático é dado por:

$$\frac{V_o}{V_p \sin(\omega t)} = \frac{1}{1 - D(\omega t)} \quad (3.54)$$

Considerando (3.54) e que a tensão V_o é constante diante das variações da tensão de entrada, é necessário um valor de D diferente a cada instante, dado por:

$$D(\omega t) = 1 - \frac{V_p}{V_o} \sin(\omega t) \quad \text{para} \quad 0 < \omega t < \pi \quad (3.55)$$

3.2.2.4 Estudo do Indutor Acoplado

Devido à técnica do controlo utilizada, a PFC impõe imediatamente que a corrente que passa pelo indutor siga a tensão retificada, assim, será constituído por uma componente de baixa frequência ($2 f_r$) sobreposta por uma pequena componente de alta frequência (f_s). Neste caso, a onda de corrente sobre o indutor é variável, portanto, o valor do indutor deve ser determinado considerando a máxima ondulação permitida para a componente de alta frequência da corrente.

Considerando que a tensão de entrada do retificador Boost evolui de forma sinusoidal e considerando o funcionamento do conversor Boost, o indutor Boost [49,77] é dado por:

$$V_{p.min}(t) = L_1 \frac{dI_{L1}(t)}{dt} = L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t} \quad (3.56)$$

Onde $V_{p.min}$ é a tensão de pico mínima; dI_{L1} derivada da corrente do indutor; ΔI_{L1} é a ondulação da corrente do indutor, Δt é a variação do tempo de condução do interruptor de comutação.

No mesmo período de magnetização, o tempo de condução do interruptor de comutação, é dado por:

$$\Delta t = D(\omega t) T_S \quad (3.57)$$

Substituindo (3.1) e (3.57) em (3.56), é dado por:

$$\frac{L_1 \Delta I_{L1}}{V_{p.min} T_S} = \sin(\omega t) D(\omega t) \quad (3.58)$$

A onda da corrente do indutor é considerada como sendo 10% da corrente do indutor de pico máxima [49], dado por:

$$\Delta I_{L1} = 0,1 I_{L1.p.max} \quad (3.59)$$

O valor da corrente do indutor I_{L1} é igual ao valor da corrente de entrada do conversor Boost, portanto a corrente máxima do indutor é dada por:

$$I_{L1.p.max} = \sqrt{2} I_{L1.ef.max} \quad (3.60)$$

$$I_{L1.ef.max} = \frac{P_{11}}{\eta V_{f.min}} \quad (3.61)$$

Onde, $I_{L1.p.max}$ é a corrente máxima de pico do induto; η é o rendimento do conversor Boost; P_{11} representa a potência fornecida pelo módulo estudado.

Sendo o retificador Boost constituído por três módulos, então a P_{11} é dada por:

$$P_{11} = \frac{P_{o2}}{3} = \frac{P_o 0,449}{3} \quad (3.62)$$

Substituindo a razão cíclica (3.55) em (3.58), dada por:

$$\frac{L_1 \Delta I_{L1}}{V_{p.min} T_S} = \sin(\omega t) - \frac{V_{p.min}}{V_o} \sin^2(\omega t) \quad (3.63)$$

O termo a esquerda de (3.63) pode ser definido como uma ondulação de corrente normalizada $\overline{\Delta I_{L1}}$, [49,77], dada por:

$$\overline{\Delta I_{L1}} = \frac{L_1 \Delta I_{L1}}{V_{p.min} T_S} \quad (3.64)$$

Sendo assim o termo a direita em (3.63) é dado por:

$$\overline{\Delta I_{L1}} = \sin(\omega t) - \frac{V_{p.min}}{V_o} \sin^2(\omega t) \quad (3.65)$$

Considerando a Figura 3.3 a corrente máxima é dada em 30°, 90° e 150° dentro do semiciclo positivo. Neste caso, assumindo apenas o angulo de 90°, que corresponde a ωt de $\frac{\pi}{2}$. Assim, considerando (3.65) é dado por:

$$\overline{\Delta I_{L1}} = \sin \frac{\pi}{2} - \frac{V_{p.min}}{V_o} \sin^2 \frac{\pi}{2} \quad (3.66)$$

O valor da indutância do conversor Boost, é determinado considerando (3.64) [49,77], dado por:

$$L_1 = \frac{\overline{\Delta I_{L1}} V_{p.min}}{\Delta I_{L1} f_S} \quad (3.67)$$

Considerando (3.67), o valor da indutância do conversor Boost convencional, ou no caso específico, a indutância equivalente do indutor acoplado para o conversor Boost. Como o conversor Boost proposto é constituído pelo indutor acoplado de sentido discordante, pelo que é importante realizar o estudo do indutor acoplado para determinar a sua indutância considerando (3.67).

Na Figura 3.20 apresenta-se um esquema equivalente do indutor acoplado de sentido discordante, constituído por dois indutores (L_{11} e L_{12}) acoplados por um núcleo toroidal. A corrente que percorre através do indutor primário L_{11} é a mesma corrente que percorre o indutor secundário L_{12} . Também são apresentados os fluxos gerados pelos indutores e consecutivamente os fluxos mútuos. Os enrolamentos dos fios dos indutores são no sentido discordantes e, portanto, boa parte do fluxo mútuo se anula porque percorrem em sentidos opostos. Os sentidos dos fluxos magnéticos foram determinados considerando a regra da mão direita. A metodologia aplicada para estudar os indutores acoplados (L_{11} e L_{12}) é baseada em [78–81].

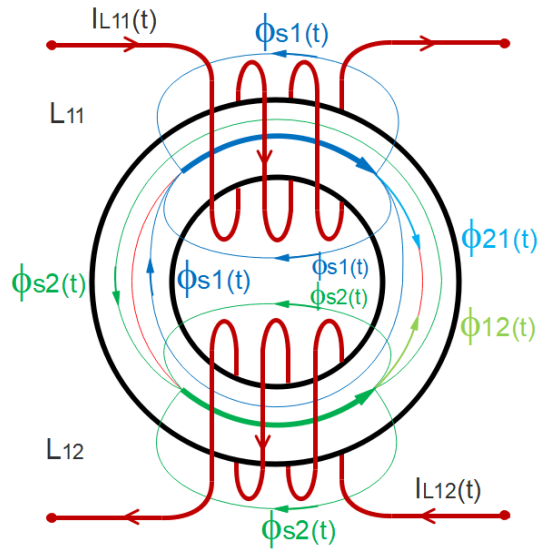


Figura 3.20 — Esquema do indutor acoplado de sentido discordante.

Onde $\phi_{s1}(t)$ é o fluxo de dispersão devido a corrente I_{L11} ; $\phi_{21}(t)$ é o fluxo que abrange o indutor L_{12} devido a corrente I_{L11} ; $\phi_{s2}(t)$ é o fluxo de dispersão devido a corrente I_{L12} ; $\phi_{12}(t)$ é o fluxo que abrange o indutor L_{11} devido a corrente I_{L12} .

Primeiramente, os fluxos são analisados separadamente, no indutor primário e depois no indutor secundário. Assim, analisando a Figura 3.20, considerando que apenas a corrente passa pelo indutor primário, o fluxo total ($\phi_{11}(t)$) é dado por:

$$\phi_{11}(t) = \phi_{s1}(t) + \phi_{21}(t) \tag{3.68}$$

Também quando percorre apenas corrente no indutor secundário o fluxo total ($\phi_{22}(t)$) é dado por:

$$\phi_{22}(t) = \phi_{s2}(t) + \phi_{12}(t) \tag{3.69}$$

Os fluxos são realizados considerando o acoplamento magnético dos indutores. O fluxo total no indutor primário $\phi_1(t)$ é dado por:

$$\phi_1(t) = \phi_{11}(t) - \phi_{12}(t) \tag{3.70}$$

O fluxo total no indutor secundário $\phi_2(t)$ é dado por:

$$\phi_2(t) = \phi_{22}(t) - \phi_{21}(t) \quad (3.71)$$

O fluxo mútuo entre os dois indutores, devido à ação de corrente I_{L11} e corrente I_{L12} no acoplamento magnético. Como o sentido do fluxo $\phi_{21}(t)$ é oposto ao sentido do fluxo $\phi_{12}(t)$, então anulam-se, desta forma o fluxo mútuo $\phi_m(t)$ é dado por:

$$\phi_m(t) = \phi_{21}(t) - \phi_{12}(t) \quad (3.72)$$

Substituindo (3.72) em (3.70) e (3.71), o valor do fluxo total $\phi_1(t)$ e $\phi_2(t)$, quando se faz o emprego do fluxo mútuo $\phi_m(t)$, dados por:

$$\phi_1(t) = \phi_{s1}(t) + \phi_m(t) \quad (3.73)$$

$$\phi_2(t) = \phi_{s2}(t) + \phi_m(t) \quad (3.74)$$

A relação entre os fluxos por todas as espiras do indutor e a corrente que percorre pelos indutores, é estudada considerando a corrente I_{L11} aplicada no indutor primário e depois a corrente I_{L12} aplicada no indutor secundário. No caso de aplicar apenas a corrente I_{L11} , onde a quantidade de fluxo total nas espiras do indutor primário $N_{\text{esp.L11}}$ é proporcional à corrente que percorre no indutor primário, a relação é dada por:

$$N_{\text{esp.L11}} \phi_{11}(t) = \pm L_{11} I_{L11}(t) \quad (3.75)$$

Considerando que o fluxo ϕ_{21} também atravessa o indutor secundário, então a quantidade de fluxo ϕ_{21} nas espiras do indutor secundário $N_{\text{esp.L12}}$ é diretamente proporcional à corrente que percorre através do indutor primário e ao coeficiente de indução mútua no indutor secundário M_{21} devido à corrente I_{L11} , dado por:

$$N_{\text{esp.L12}} \phi_{21}(t) = \pm M_{21} I_{L11}(t) \quad (3.76)$$

Considerando o caso específico do fluxo apenas percorrer a corrente I_{L12} no indutor secundário, é dado por:

$$N_{\text{esp.L12}} \phi_{22}(t) = \pm L_{12} I_{L12}(t) \quad (3.77)$$

$$N_{\text{esp.L11}} \phi_{12}(t) = \pm M_{12} I_{L12}(t) \quad (3.78)$$

Multiplicando (3.70) e (3.71) o fluxo total do indutor pelo número de espiras correspondente a cada indutor e derivando em função do tempo, dado por:

$$N_{\text{esp.L11}} \frac{d\phi_1(t)}{dt} = N_{\text{esp.L11}} \frac{d\phi_{11}(t)}{dt} - N_{\text{esp.L11}} \frac{d\phi_{12}(t)}{dt} \quad (3.79)$$

$$N_{\text{esp.L12}} \frac{d\phi_2(t)}{dt} = N_{\text{esp.L12}} \frac{d\phi_{22}(t)}{dt} - N_{\text{esp.L12}} \frac{d\phi_{21}(t)}{dt} \quad (3.80)$$

Aplicando a lei de Faraday, a relação entre fluxos e intensidade, dado por:

$$\begin{cases} u_1(t) = N_{\text{esp.L11}} \frac{d\phi_{11}(t)}{dt} - N_{\text{esp.L11}} \frac{d\phi_{12}(t)}{dt} = L_{11} \frac{dI_{L11}(t)}{dt} - M_{12} \frac{dI_{L12}(t)}{dt} \\ u_2(t) = N_{\text{esp.L12}} \frac{d\phi_{22}(t)}{dt} - N_{\text{esp.L12}} \frac{d\phi_{21}(t)}{dt} = L_{12} \frac{dI_{L12}(t)}{dt} - M_{21} \frac{dI_{L11}(t)}{dt} \end{cases} \quad (3.81)$$

Onde u_1 e u_2 representam as tensões no indutor primário e secundário consecutivamente; M_{12} e M_{21} são as indutâncias mútuas.

Considerando que a indutância mútua que passa pelo indutor primário e pelo indutor secundário é a mesma, então é representada por $M = M_{12} = M_{21}$. Desta forma (3.81) é dado por:

$$\begin{cases} u_1(t) = L_{11} \frac{dI_{L11}(t)}{dt} - M \frac{dI_{L12}(t)}{dt} = (L_{11} - M) \frac{dI_{L11}(t)}{dt} \\ u_2(t) = L_{12} \frac{dI_{L12}(t)}{dt} - M \frac{dI_{L11}(t)}{dt} = (L_{12} - M) \frac{dI_{L12}(t)}{dt} \end{cases} \quad (3.82)$$

Resolvendo (3.82), é dado por:

$$u_T(t) = u_1(t) + u_2(t) = (L_{11} + L_{12} - 2M) \frac{dI_{L1}(t)}{dt} \quad (3.83)$$

O valor da indutância equivalente do indutor acoplado com sentido discordante, dado por:

$$L_1 = L_{11} + L_{12} - 2 M \quad (3.84)$$

A indutância mútua é dada por:

$$M = K \sqrt{L_{11} L_{12}} \quad (3.85)$$

O esquema equivalente do indutor acoplado com sentido discordante é apresentado na Figura 3.21.

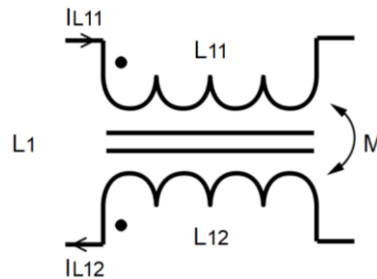


Figura 3.21 — Esquema equivalente do indutor acoplado com sentido discordante

O valor das indutâncias L_{11} e L_{12} do indutor acoplado e a indutância mútua são determinados substituindo (3.85) em (3.84), dado por.

$$L_1 = L_{11} + L_{12} - 2 K \sqrt{L_{11} L_{12}} \quad (3.86)$$

Considerando que L_{11} e L_{12} apresentam o mesmo valor modular ($L_{11} = L_{12}$), então é representado por L_{11} . Assim, resolvendo (3.86) a indutância é dada por:

$$L_1 = 2 L_{11} - 2 K L_{11} \quad (3.87)$$

Fatorizando (3.87) a indutância equivalente é dada por:

$$L_1 = L_{11} (2 - 2 K) \quad (3.88)$$

As indutâncias primária e secundária são dadas por:

$$L_{11} = L_{12} = \frac{L_1}{(2 - 2K)} \quad (3.89)$$

Substituindo a indutância equivalente L_1 (3.67) em (3.89), as indutâncias primária e secundária ($L_{11} = L_{12}$), que o indutor acoplado necessita para o tipo de conversor Boost proposto, é dado por:

$$L_{11} = L_{12} = \frac{V_{p.min} \overline{\Delta I_{L1}}}{f_s \Delta I_{L1} (2 - 2K)} \quad (3.90)$$

3.2.2.5 Interruptor Boost

O interruptor Boost é um componente importante para o funcionamento do retificador Boost com PFC, permitindo a magnetização e desmagnetização do indutor. Portanto, é importante que o componente suporte os esforços a que está submetido. As grandezas para determinar o interruptor de comutação são a tensão máxima quando está em estado de corte, o valor de pico máximo da corrente que deve suportar quando o interruptor está em condução e o valor eficaz máximo da corrente.

A tensão máxima sobre o interruptor Boost $V_{S1.max}$ é dado por:

$$V_{S1.max} = V_o + \frac{\Delta V_o}{2} \quad (3.91)$$

O valor de pico máximo da corrente no interruptor Boost $I_{S1.p.max}$ é igual ao valor de pico máximo da corrente no indutor Boost, pois no estado de magnetização estão ligados em série, dado por:

$$I_{S1.p.max} = I_{L1.p.max} \quad (3.92)$$

Já o valor eficaz máximo da corrente sobre o interruptor Boost $I_{S1.ef.max}$ no mesmo estado de condução é dado por:

$$I_{S1.ef.max} = \sqrt{I_{L1.ef.max}^2 - \frac{3}{8} \left(\frac{\sqrt{2} V_{p.min} I_{L1.p.max}}{V_o} \right)^2} \quad (3.93)$$

3.2.2.6 Díodo Boost

O díodo Boost é um dispositivo que tem a função de um interruptor, operando de acordo a frequência de comutação. Portanto, o díodo deve interromper a passagem de corrente quando o indutor está no estado de magnetização e deve conduzir a corrente quando o indutor está em desmagnetização. Desta forma, também é importante definir as grandezas em que deve suportar. Essas grandezas são a tensão máxima, o valor médio da corrente e o valor eficaz máximo da corrente.

A tensão máxima sobre o díodo Boost $V_{D11.max}$ é dado por:

$$V_{D11.max} = \left(V_o + \frac{\Delta V_o}{2} \right) \frac{1}{2} \quad (3.94)$$

O valor médio da corrente que percorre o díodo Boost $I_{D11.md}$ é dado por:

$$I_{D11.md} = \frac{P_{11}}{V_o} \quad (3.95)$$

Já o valor eficaz máximo da corrente que o díodo Boost $I_{D11.ef.max}$ deve suportar é dado por:

$$I_{D11.ef.max} = \sqrt{\frac{3}{8}} \frac{\sqrt{2} V_{p.min} I_{L1.p.max}}{V_o} \quad (3.96)$$

3.2.2.7 Ponte Retificadora

A ponte retificadora é constituída por quatro díodos que normalmente são semelhantes. Portanto, os cálculos das grandezas são realizados em apenas um díodo da ponte retificadora, no caso específico o díodo $D7$. As grandezas para determinar o díodo são a tensão retificada máxima reversa através do díodo, o valor médio da corrente na entrada da ponte retificadora e o seu valor eficaz da corrente.

A tensão retificada máxima sobre o díodo $V_{D7.max}$ é dado por:

$$V_{D7.max} = \sqrt{2} V_{f.max} \quad (3.97)$$

O valor médio da corrente na entrada do retificador $I_{D7.med}$ é determinado considerando o valor de pico máximo da corrente e a ondulação de corrente do indutor, dado por:

$$I_{D7.med} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} (I_{L1.p.max} + \Delta I_{L1.max}) \quad (3.98)$$

O valor eficaz da corrente na ponte retificadora $I_{D7.ef.max}$, é dada por:

$$I_{D7.ef.max} = \frac{\sqrt{2}}{2} (I_{L1.p.max} + \Delta I_{L1.max}) \quad (3.99)$$

3.2.3 Condensador de Saída do RTH

O condensador de saída é um elemento importante para o retificador, sua função é filtrar as harmónicas da tensão de saída, para que a tensão de saída se torne o mais linear possível. Desta forma, o valor da capacidade do condensador de saída permite uma ondulação máxima da ondulação de tensão de saída (*ripple*). Assim, assume-se que a constante de tempo RC do circuito é suficientemente alta para que a carga e descarga do condensador (em um período de comutação) ocorra de forma linear. Observe que a máxima ondulação de tensão também ocorre ao mesmo tempo em que a máxima ondulação de corrente ocorre no indutor. Neste caso, para dimensionar o condensador de saída com máxima ondulação de tensão, considere a análise, no intervalo de condução do interruptor S, em que o condensador descarrega diretamente no resistor de carga [16]. Assim, neste intervalo, o condensador do filtro é dado por:

$$\Delta Q_{co} = C_o \Delta V_o = C_o \Delta V_o \% V_o \quad (3.100)$$

Onde ΔQ_{co} é a variação da carga eléctrica no condensador.

Sabendo que:

$$\Delta Q_{co} = \int_0^{\Delta t} \frac{P_o}{V_o} dt = \frac{P_o}{V_o} \Delta t \quad (3.101)$$

Desta forma o condensador é dado por:

$$C_o \Delta V_o \% V_o = \frac{P_o}{V_o} \Delta t \quad (3.102)$$

$$C_o = \frac{P_o}{V_o^2 \Delta V_o \%} \Delta t \quad (3.103)$$

Levando em consideração a operação com carga nominal, o intervalo que o interruptor de comutação está em condução é maior. Portanto, o intervalo Δt_{max} é dado por:

$$\Delta t_{max} = D_{nom} T_s = \frac{V_o - \overline{V_p}}{V_o} T_s \quad (3.104)$$

O valor da capacidade do condensador de filtro levando em consideração a operação com carga nominal, substituindo (3.2) e (3.104) em (3.103), é dada por:

$$C_o = P_o \frac{\left(V_o - \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_p \right)}{V_o^3 \Delta V_o \% f_s} \quad (3.105)$$

Em (3.105) é determinado o valor mínimo do condensador para o funcionamento do retificador, mas por questão de viabilidade, o condensador será determinado pelo critério de *hold-up time*. Neste critério especifica-se que 30 ms (aproximadamente meio período da rede) o valor médio da tensão de saída pode variar em torno de 10%. Assim, o valor mínimo da capacidade do condensador é definido além do tempo mínimo de espera (t_{ht}) bem como a tensão mínima de saída permitida ou a tensão máxima de corrente de ondulação de CA da frequência de linha permitida [4,16]. Desta forma, o valor da capacidade do condensador C_o é dado por:

$$C_o = \frac{2 P_o t_{ht}}{V_o^2 - (0,9 V_o)^2} \quad (3.106)$$

Em muitos casos (de acordo com a potência do retificador trifásico) é necessário dimensionar um banco de condensador, conforme apresentado na Figura 3.22. Como se trata de condensadores em série, é necessário implementar a resistência de equalização (R_{eq}) para manter a divisão de tensão equilibrada entre os condensadores [16]. A potência de cada resistência de equalização (R_{eq}), é dada por:

$$P_{Req} = \left(\frac{V_o}{2}\right)^2 \frac{1}{R_{eq}} \quad (3.107)$$

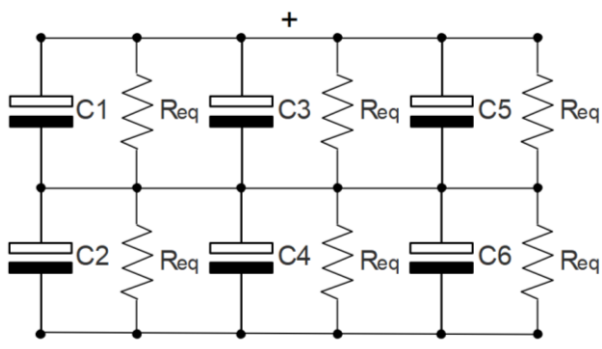


Figura 3.22 — Esquema elétrico do banco de condensadores.

3.3 Modelação do Circuito do Controlo

A técnica do controlo adotada para controlar o retificador trifásico híbrido proposto, é conhecida como controlo de corrente média no modo de operação de condução contínua e é baseada em [4,49,77]. Para seu correto funcionamento, são aplicadas a malha de corrente e a malha de tensão, tanto no retificador 1 quanto no retificador 2, apresentados na Figura 3.23. Observe que cada retificador possui uma malha de corrente e há apenas uma malha de tensão para ambos os retificadores.

3.3.1 Estratégia do Controlo

Para alcançar o controlo do retificador proposto, adota-se a estratégia proposta em [3,19,32,39], apresentada no diagrama de blocos na Figura 3.23.

Um aspeto importante para alcançar o controlo neste tipo de RTH é fazer com que o controlo do retificador 2 imponha uma forma da onda conforme apresentado na Figura 3.3. Para isso, o sinal de corrente do indutor é obtido por meio de um sensor na entrada de cada fase do RTH, e isso pode ser visto como uma estratégia do controlo para se alcançar a forma da onda de corrente desejada. Essa estratégia do controlo é interessante, pois permite obter amostras das correntes de entrada do retificador híbrido e não das correntes nos indutores do retificador 2 (o que acontece em alguns tipos do controlo). Isso tem a vantagem de simplificar bastante a implementação prática do retificador híbrido. Em outras estratégias do controlo, a amostragem das correntes nos indutores é obtida no retificador 2 e isso torna necessário criar um circuito adicional capaz de gerar o sinal de referência desejado. Desta

forma (proposto), por ser de implementação prática mais simples, a estratégia do controlo adotada monitora as correntes em cada uma das fases na entrada do retificador híbrido e as compara com suas respectivas referências sinusoidais, gerando assim o sinal de erro. Com isto, o retificador 2 é obrigado a impor as formas da onda de corrente necessárias (Figura 3.3), de tal forma que, ao somar as correntes de entrada do retificador 1, são obtidas correntes sinusoidais no retificador trifásico híbrido.

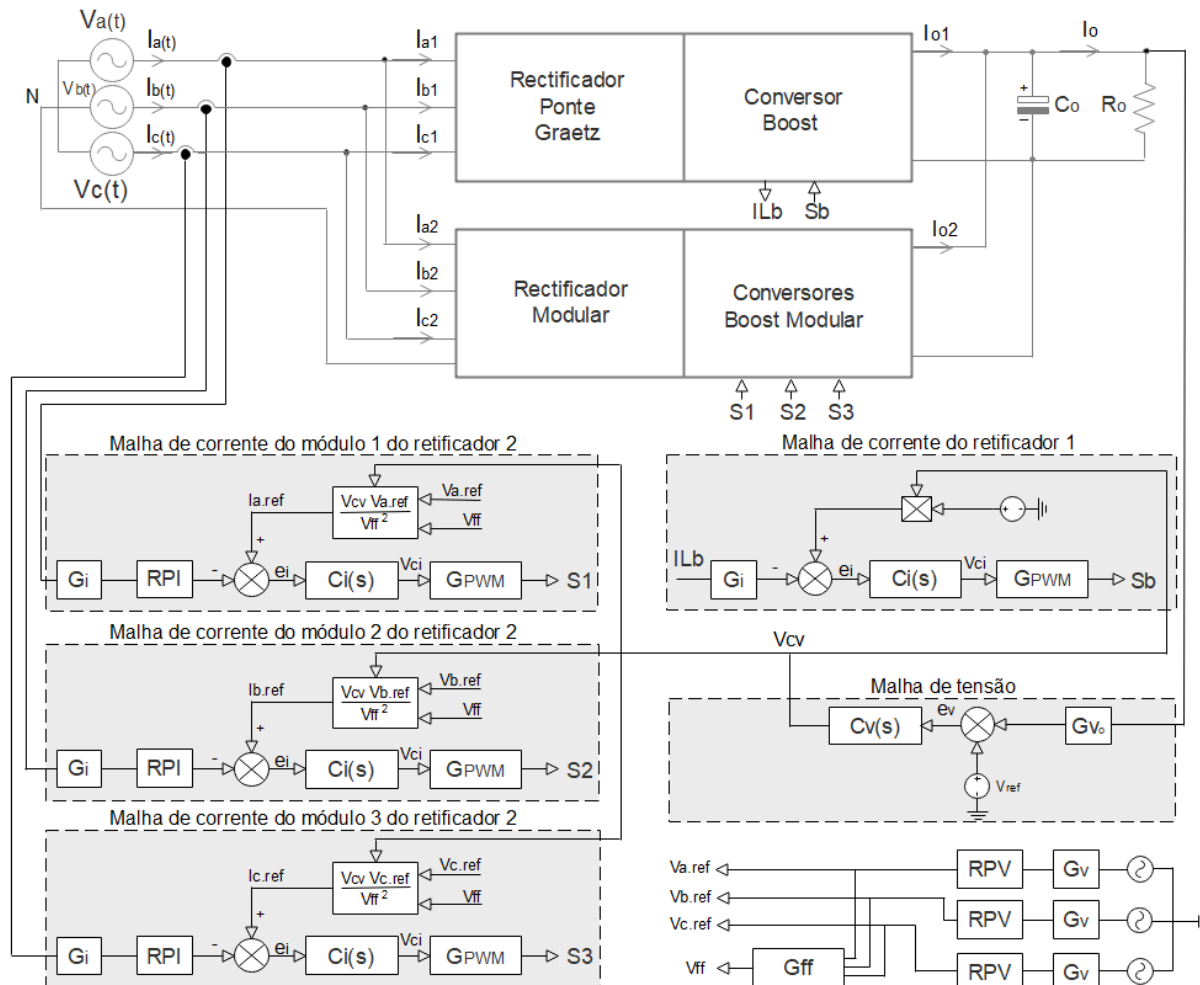


Figura 3.23 — Diagrama em blocos da estratégia do controlo.

Na Figura 3.23 os blocos da estrutura do controlo são definidos como:

- $C_i(s)$: Compensador de corrente;
- $C_v(s)$: Compensador de tensão;
- G_{PWM} : Ganho do modulador por largura de pulso;
- G_i : Ganho do sensor de corrente;
- G_v : Ganho do sensor de tensão de entrada;
- G_{v0} : Ganho do sensor de tensão de saída;

- G_{ff} : Ganho do *feed-forward*;
- RPI: Retificador de precisão de corrente;
- RPV: Retificador de precisão de tensão.

3.3.2 Malha de Corrente

A malha de corrente destina-se a garantir que a corrente que circula através do indutor siga uma determinada referência. Para isso, é necessário obter o sinal de corrente do indutor (através de um sensor de corrente) e, através de um comparador, subtraí-lo de uma corrente de referência programável (I_{ref}) com formato, frequência e amplitude desejados. A partir desta comparação é gerado um sinal de erro (e_i) que é aplicado ao compensador de corrente $C_i(s)$ produzindo assim o sinal V_{ci} , que por sua vez é aplicado ao bloco PWM, transformando o sinal em uma razão cíclica D para o acionamento do interruptor de comutação [51–55].

3.3.2.1 Compensador de Corrente

A malha de corrente deve ser compensada para uma operação estável do conversor e, portanto, um compensador de corrente $C_i(s)$ é aplicado. Portanto, o compensador tem a função de compensar o erro de corrente (sinal de corrente do indutor Boost menos o sinal de corrente de referência) e posteriormente ligar o sinal ao modulador PWM. O circuito clássico adotado para o compensador de corrente é apresentado na Figura 3.24, baseado em [49]. Consiste em um integrador com uma rede avanço / atraso de fase (um zero e dois polos), dando assim um grau maior de liberdade no ajuste da resposta do sistema, quando comparado ao controlador PI [49].

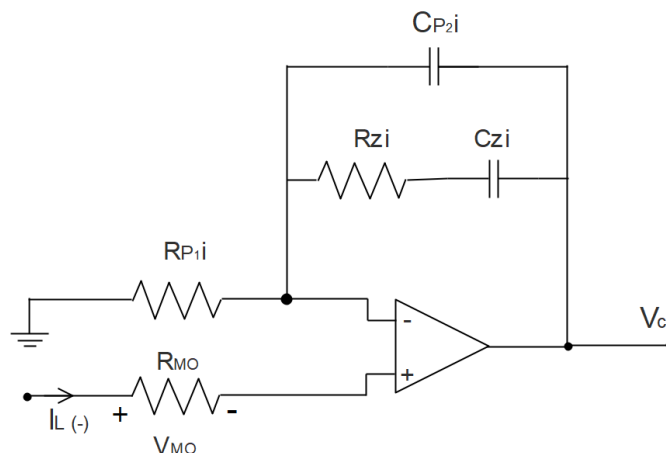


Figura 3.24 — Circuito do compensador de corrente.

Analisando a estrutura do compensador de corrente $C_1(S)$ proposto, observa-se que é também constituído por um amplificador na configuração somador não inversor. A função de transferência do compensador $C_i(s)$, é dada por:

$$\frac{V_o}{V_+} = \frac{Z_R}{Z_f} + 1 \quad (3.108)$$

Onde Z_R representa a impedâncias do ramo de alimentação e Z_f representa a impedância da entrada inversora.

Desta forma a impedância Z_R [49] é dada por:

$$Z_R = \frac{R_{Zi} C_{Zi} S + 1}{S (C_{Zi} + C_{P2i}) \left[\left(\frac{R_{Zi} C_{Zi} C_{P2i}}{C_{Zi} + C_{P2i}} \right) S + 1 \right]} \quad (3.109)$$

A impedância Z_f é dada por:

$$Z_f = R_{P1i} \quad (3.110)$$

Substituindo (3.109) e (3.110) em (3.108), a função de transferência do compensador de corrente é dada por:

$$C_I(S) = \frac{V_o}{V_+}(S) = \frac{R_{Zi} C_{Zi} S + 1}{S R_{P1i} (C_{Zi} + C_{P2i}) \left[\left(\frac{R_{Zi} C_{Zi} C_{P2i}}{C_{Zi} + C_{P2i}} \right) S + 1 \right]} + 1 \quad (3.111)$$

Garantindo que a parcela dependente da frequência seja maior qua a parcela unitária dentro da banda passante do sistema. Desta forma a função de transferência pode ser simplificada [49] dada por:

$$C_I(S) = \frac{R_{Zi} C_{Zi} S + 1}{S R_{P1i} (C_{Zi} + C_{P2i}) \left[\left(\frac{R_{Zi} C_{Zi} C_{P2i}}{C_{Zi} + C_{P2i}} \right) S + 1 \right]} \quad (3.112)$$

Desta forma, o compensador possui localização do zero situado na frequência do zero f_{zi} dado por:

$$f_{zi} = \frac{1}{2\pi C_{Zi} R_{Zi}} \quad (3.113)$$

Também desta forma são localizadas as frequências do polo 1 (f_{P1i}) e do polo 2 (f_{P2i}), dados por:

$$f_{P1i} = 0 \quad (3.114)$$

$$f_{P2i} = \frac{C_{Zi} + C_{P2i}}{2\pi R_{Zi} C_{Zi} C_{P2i}} \quad (3.115)$$

Ajuste dos parâmetros do compensador de corrente

É importante que a malha de corrente (a malha interna) seja rápida (dinâmica) para garantir que a corrente siga a referência desejada, e que a malha de tensão seja lenta o suficiente para não interferir na malha de corrente. O que, de certa forma, se pretende obter um desacoplamento dinâmico.

Assim, para garantir o desacoplamento dinâmico entre a malha do controle de corrente e a malha do controle de tensão, aplica-se uma banda passante suficientemente larga para a função de transferência da malha aberta do controle de corrente considerando a seguinte metodologia [49,70]:

- A frequência de cruzamento f_{Ci} , pode ser adotada como um quarto da frequência de comutação f_s [70]. Dessa forma, garante-se que a frequência de comutação não interfira no circuito do controle, dado por:

$$f_{Ci} = \frac{f_s}{4} \quad (3.116)$$

- O posicionamento do zero é determinado por uma frequência suficientemente menor à frequência de cruzamento f_{Ci} , normalmente uma década abaixo. Também é importante verificar se a mesma frequência do zero é maior que a frequência da rede (pelo menos dez vezes maior) [70]. Desta forma, é garantida uma boa reprodução da corrente sinusoidal. Portanto, a frequência é dada por:

$$f_{Zi} = \frac{f_{Ci}}{10} \quad (3.117)$$

- O polo 2 é alocado em uma frequência acima da frequência do polo 1 para eliminar a interferência de alta frequência. Deve-se ter em conta que o polo 2

não deve ser posicionado em uma frequência muito alta, pois é desejável que a frequência de cruzamento f_{Ci} seja muito baixa da frequência de comutação. Dessa forma, garante-se de que a frequência de cruzamento f_{Ci} esteja contida na faixa plana do $C_i(s)$, e o ganho da faixa plana G_{FP} [49,77] seja dado por:

$$G_{FP} = 20 \log \left(\frac{R_{Zi}}{R_{P1i}} \right) \quad (3.118)$$

Isolando R_{Zi} para sua determinação, a equação pode ser dada por:

$$R_{Zi} = R_{P1i} 10^{\frac{G_{FP}}{20}} \quad (3.119)$$

Uma maneira mais simples de determinar o ganho da faixa plana G_{FP} , quando o compensador está a operar na frequência de comutação, é calcular o rácio entre a $R_{f_{Zi}}$ pela R_{P1i} .

Assim, fica determinado todos os componentes da estrutura do controlo, e já é possível esboçar o diagrama de Bode assintótico do $C_i(s)$, conforme apresentado na Figura 3.25 [49].

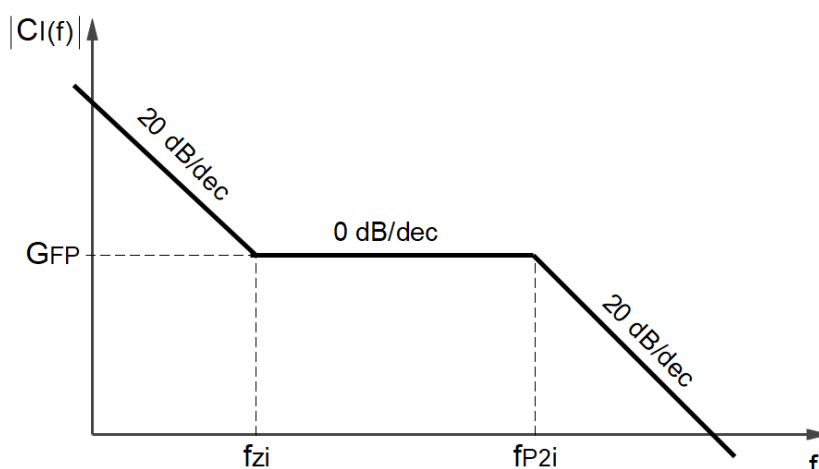


Figura 3.25 — Diagrama assintótico do $C_i(s)$.

3.3.2.2 Ganho do Modulador de Largura de Pulso

O bloco de modulação de largura de pulso PWM tem como objetivo transformar o sinal de tensão do controlo V_C (da saída do compensador de corrente) em sinais de pulso (PWM) adequados para o interruptor de comutação. Neste caso, o sistema PWM utiliza a variável da razão cíclica D conhecida do inglês como *Duty Cycle*, para acionar o interruptor de comutação e, assim, controlar o conversor Boost. A D produzido pelo PWM é gerado comparando a tensão do controlo V_C e o sinal de tensão dente de serra [49] é apresentado na Figura 3.26.

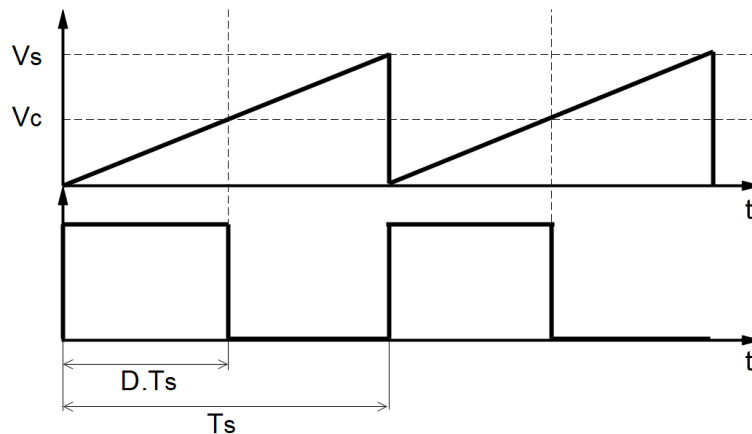


Figura 3.26 — Transformação da tensão V_C em PWM.

É importante que o uso desta técnica do controlo por PWM insira o ganho G_{PWM} na malha do controlo, que depende das características do sinal modulador. O ganho pode ser determinado analisando o sinal dente de serra $V_{Srr}(t)$, apresentado na Figura 3.26 durante o período de comutação [49], dado por:

$$V_{Srr}(t) = \frac{V_S}{T_S} t \quad (3.120)$$

A tensão $V_{Srr}(t) = V_C$, em $t = D T_S$ [49] é dada por:

$$V_{Srr}(t) = V_C = \frac{V_S}{T_S} D T_S \quad (3.121)$$

A razão cíclica D é dada por:

$$D = \frac{V_C}{V_S} \quad (3.122)$$

O ganho do PWM [49] é dado por:

$$G_{PWM} = \frac{1}{V_S} \quad (3.123)$$

3.3.3 Malha de Tensão

A malha do controle de tensão tem a função de manter constante a tensão de saída do conversor. Para isso, é necessário que faça um ajuste quando houver variações na carga. Isso é possível se a malha de tensão for lenta o suficiente para que haja um desacoplamento rápido e dinâmico da malha do controle de corrente. O controle de tensão é dado por um sinal de tensão média de saída do conversor (V_o), obtido por meio de um sensor de tensão. O sinal é então comparado com uma tensão de referência (V_{ref}) e o resultado desta comparação gera um erro (e_V) que é ligado ao compensador de tensão $C_V(s)$ que produz com o erro um sinal (V_{CV}). Por sua vez, a V_{CV} é multiplicado pelo sinal de tensão de referência programável, gerando assim a corrente de referência desejada (I_{ref}) que definirá a sincronização com a rede elétrica, a forma da onda e sua amplitude, a fim de obter um alto PF baixa THD e um controle de tensão de saída (alterando a amplitude da I_{ref}) [51–55].

3.3.3.1 Compensador de Tensão

O compensador de tensão C_V (Figura 3.27) visa compensar o erro da tensão de saída e_V de forma a garantir estabilidade na malha da tensão. Em termos da largura da banda da malha de tensão, é pequena em comparação com a frequência de comutação. O requisito de manter a largura de banda suficientemente baixa permite a atenuação da segunda harmônica da frequência da rede no condensador de saída para manter a modulação da corrente de entrada pequena. O compensador de tensão também deve ter deslocamento de fase suficiente para que a modulação restante esteja em fase com a linha de entrada [77].

O compensador de tensão é formado por um polo na resposta do amplificador para reduzir a amplitude da tensão de ondulação e deslocar a fase em 90 graus. Neste caso, o critério de distorção é utilizado para definir o ganho do amplificador de erro de tensão na segunda harmônica da frequência de linha. Em seguida, é determinada a frequência de cruzamento de ganho unitário, que é usada para determinar a localização do polo na resposta de frequência do amplificador de erro de tensão [77].

É implementado um compensador de dois polos e um zero, como foi implementado no compensador de corrente. O polo 1 é posicionado na origem, de forma a garantir o segmento de tensão de referência com erro em regime permanente reduzido, apresentado na Figura 3.27.

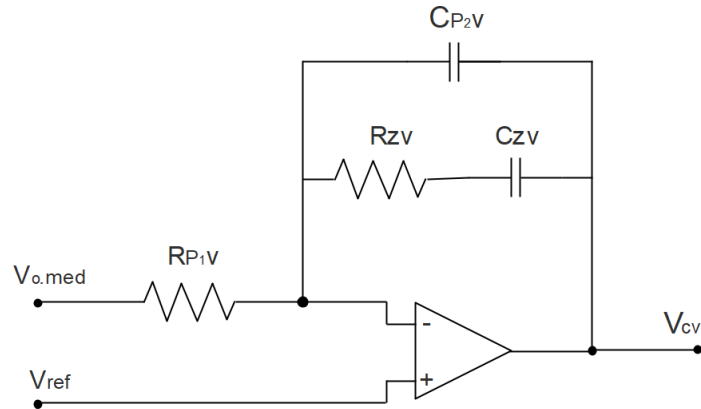


Figura 3.27 — Circuito do compensador de tensão.

A função de transferência do compensador de tensão C_V é dada por:

$$C_V(S) = \frac{R_{ZV} C_{ZV} S + 1}{S R_{P1V} (C_{ZV} + C_{P2V}) \left[\left(\frac{R_{ZV} C_{ZV} C_{P2V}}{C_{ZV} + C_{P2V}} \right) S + 1 \right]} \quad (3.124)$$

A localização do zero para a frequência do zero f_{ZV} é dado por:

$$f_{ZV} = \frac{1}{2\pi C_{ZV} R_{ZV}} \quad (3.125)$$

As frequências do polo 1 (f_{P1V}) e polo 2 (f_{P2V}), são dados por:

$$f_{P1V} = 0 \quad (3.126)$$

$$f_{P2V} = \frac{C_{ZV} + C_{P2V}}{2\pi R_{ZV} C_{ZV} C_{P2V}} \quad (3.127)$$

Ajuste dos parâmetros do compensador de tensão

Para o ajuste da malha de tensão, foram adotados os parâmetros contidos em [16,70], descritos abaixo:

- A frequência de cruzamento f_{CV} , pode ser adotada como cinco vezes menor que a frequência da rede f_r , dada por:

$$f_{CV} = \frac{f_r}{5} \quad (3.128)$$

- O posicionamento da frequência zero f_{zV} é determinado por uma frequência alocada para um vigésimo da frequência da rede f_r , dado por:

$$f_{zV} = \frac{f_r}{20} \quad (3.129)$$

- A frequência do polo 2 f_{p2V} , está posicionada exatamente na frequência da ondulação da tensão de saída. Desta forma, a largura de banda torna-se baixa (em relação ao compensador de corrente) e a segunda harmónica da frequência da rede contida no condensador de saída é atenuado, dado por:

$$f_{p2V} = f_r \cdot 6 \quad (3.130)$$

3.3.3.2 Ganho do *Feed-Forward*

A malha de tensão *feed-forward* (pré-compensação ou pré-alimentação) visa melhorar a dinâmica da reação do sistema em relação às variações de tensão na entrada do retificador [3,49,77]. Sem essa malha, a reação ocorreria após a verificação das variações ocorridas na saída do retificador, o que geraria lentidão e instabilidade.

A tensão *feed-forward* V_{ff} é proporcional à tensão eficaz de entrada, cuja principal função é realizar uma compensação rápida quando ocorre variações da tensão de entrada, para que o controlo possa manter a tensão de saída estável. Isso é possível graças à ação do bloco multiplicador/divisor analógico, cuja função é gerar o sinal de corrente de referência programável I_{ref} , levando em consideração a tensão V_{ff} , dado por:

$$I_{ref} = \frac{V_{CV} V_{ref}}{V_{ff}^2} \quad (3.131)$$

O circuito proposto para gerar o sinal necessário a partir das tensões retificadas é apresentado na Figura 3.28. O circuito é constituído basicamente por um somador de três resistências, um amplificador operacional (para gerar a tensão V_{ffc}) e um divisor de tensão (com um filtro) para gerar a partir da V_{ffc} a tensão V_{ff} [16,77].

Neste caso, a tensão mínima obtida da soma das três resistências ($V_{in.soma.nom}$), que é aplicada na entrada inversora do amplificador operacional [16] é dado por:

$$V_{in.soma.min}(\omega t) = \frac{V_{a.ret.min}(\omega t) + V_{b.ret.min}(\omega t) + V_{c.ret.min}(\omega t)}{3} \quad (3.132)$$

Onde $V_{a.ret.min}$, $V_{b.ret.min}$ e $V_{c.ret.min}$ são as tensões mínimas retificadas proporcionais a tensão de entrada do retificador na fase a, na fase b e na fase c, respetivamente.

Sendo que as tensões retificadas são dadas por:

$$\begin{cases} V_{a.ret.min}(\omega t) = G_V [V_{a.ef.min} \sin(\omega t)] \\ V_{b.ret.min}(\omega t) = G_V [V_{b.ef.min} \sin(\omega t - \frac{2}{3} \pi)] \\ V_{c.ret.min}(\omega t) = G_V [V_{c.ef.min} \sin(\omega t + \frac{2}{3} \pi)] \end{cases} \quad (3.133)$$

Assim, para determinar o valor de tensão obtido na saída inversora do amplificador operacional (V_{ffc}) que é proporcional ao valor eficaz médio das tensões de entrada, basta considerar o ganho do amplificador operacional. O ganho do amplificador operacional é determinado através da resistência R_{a1} e R_{a2} . Portanto, a tensão $V_{ffc.min}$ [16] é dado por:

$$V_{ffc.min}(\omega t) = \left(1 + \frac{R_{a2}}{R_{a1}}\right) V_{in.soma.min}(\omega t) \quad (3.134)$$

Finalmente, para obter a tensão V_{ff} a partir da tensão V_{ffc} , é aplicado um divisor de tensão, constituído pelas resistências R_{ff1} e R_{ff2} , conforme apresenta a Figura 3.28 [16,77]. Assim, a resistência R_{ff1} é aplicada a um valor pré-estabelecido, enquanto a resistência R_{ff2} é dado por:

$$R_{ff2} = R_{ff1} \frac{V_{ff}}{V_{in.soma.min} - V_{ff}} \quad (3.135)$$

O condensador C_{ff} de filtragem na malha de *feed-forward* é dimensionado para filtrar a percentagem máxima de 2º harmónica presente na entrada do circuito de *feed-forward*, pois representa a mesma proporção de 3º harmónica na corrente de entrada. Neste caso, para obter correntes de entrada com baixa distorção, é necessário definir a percentagem máxima de 3º harmónica permitido de forma que seja possível calcular o ganho necessário para o filtro de malha *feed-forward*. Portanto, o condensador C_{ff} de filtragem [16,77] é dado por:

$$C_{ff} = \frac{1}{2 \pi f_{corte} R_{ff2}} \quad (3.136)$$

Sendo a frequência de corte f_{corte} [16,77] dado por:

$$f_{corte} = G_{ff} f_{2harm} \quad (3.137)$$

Neste caso, para calcular o ganho G_{ff} necessário para o filtro da malha *feed-forward*, basta dividir o valor da 3ª harmônica de 1% pelo valor da 2ª harmônica que representa 66,2% do conteúdo harmônico total [16,77], dado por:

$$G_{ff} = \frac{\%_{03harm}}{\%_{02harm}} \quad (3.138)$$

$$f_{2harm} = f_r \cdot 2 \quad (3.139)$$

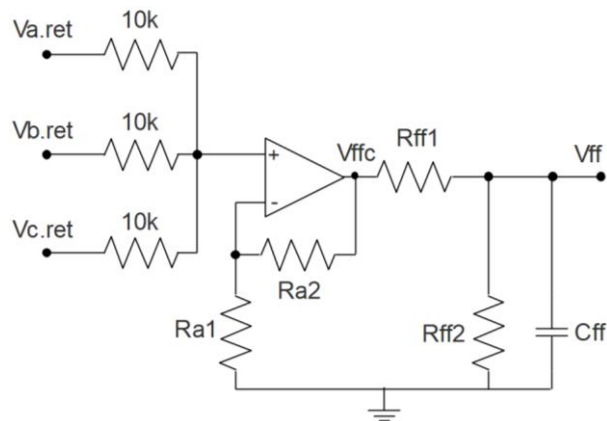


Figura 3.28 — Gerador do sinal *feed-forward*.

IMPLEMENTAÇÃO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO HÍBRIDO PROPOSTO

Neste capítulo, é apresentada a implementação do retificador trifásico híbrido (RTH) proposto em base à modelação, sendo descritos dois processos de implementação. A primeira implementação (software PSIM) refere-se ao RTH com controlo UC3854B, com o objetivo de validar o circuito de potência e a estratégia do controlo. A segunda implementação refere-se ao protótipo experimental do retificador trifásico modular, com objetivo de validar o circuito como um todo, principalmente a proposta de mitigar a interação de corrente.

4.1 Introdução

As duas formas de implementação do retificador proposto descritas, são constituídas por três circuitos: o circuito de potência, o circuito de interface e o circuito do controlo. O objetivo do circuito de potência é transferir energia elétrica da fonte para a carga. O circuito do controlo tem a função de controlar o circuito de potência por meio do conversor Boost. O circuito de interface permite a ligação entre o circuito de potência e o circuito do controlo, de forma isolada. A Figura 4.1 apresenta um esquema de blocos dos três circuitos, onde pode ser observado o fluxo de energia e a disposição dos blocos (circuitos).

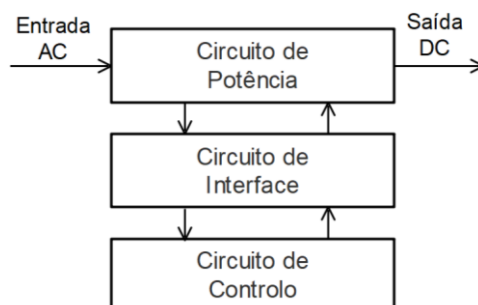


Figura 4.1 — Esquema em bloco do retificador proposto.

4.2 Simulação

A implementação do retificador proposto no PSIM baseou-se na utilização de componentes ideais, desprezando assim as perdas (térmicas e eletromagnéticas) que surgem no circuito de potência, no circuito de interface e no circuito do controlo. Alguns componentes (Ponte retificador, IGBT, Díodo Boost) não precisaram ser dimensionados, porém estão dimensionados no subcapítulo seguinte da implementação do protótipo.

Para simular o indutor acoplado contido no circuito de potência do retificador 2, foi utilizado o modelo do indutor acoplado ideal fornecido pelo programa PSIM. Neste modelo apenas permite a introdução dos valores do indutor primário (L_{11}), do indutor secundário (L_{12}) e da indutância mútua (M).

Para a implementação da técnica do controlo descrita no Capítulo 3.3 (modelação), é utilizado o circuito UC3854B fornecido como modelo pelo PSIM, pois incorpora internamente todos os circuitos necessários para implementar o controlo e foi concebido para retificadores monofásicos com PFC através de um conversor Boost. Um diagrama de blocos do circuito interno do UC3854B é apresentado na Figura 4.2, onde os componentes como multiplicador/divisor analógico, compensador de corrente C_i , modulador PWM, limitador de corrente e tensão, a referência de tensão interna (7,5 V) e o bloco do interruptor de comutação. Basicamente, o controlo inicia no multiplicador/divisor analógico, obtendo assim a corrente de referência I_{ref} como saída e os parâmetros A, B e C como entrada. Neste caso, o parâmetro A corresponde à tensão V_{CV} , o parâmetro B corresponde à tensão V_{ref} e o parâmetro C corresponde à tensão V_{ff} [4,77,82,83].

Para a implementação da estratégia do controlo conforme descrito no Capítulo 3.3 (modelação) e apresentado na Figura 3.23, são utilizados quatro circuito integrado (CI) UC3854B, sendo um CI é aplicado ao circuito do controlo do retificador 1 e três CI são aplicados ao circuito do controlo do retificador 2 (um para cada módulo).

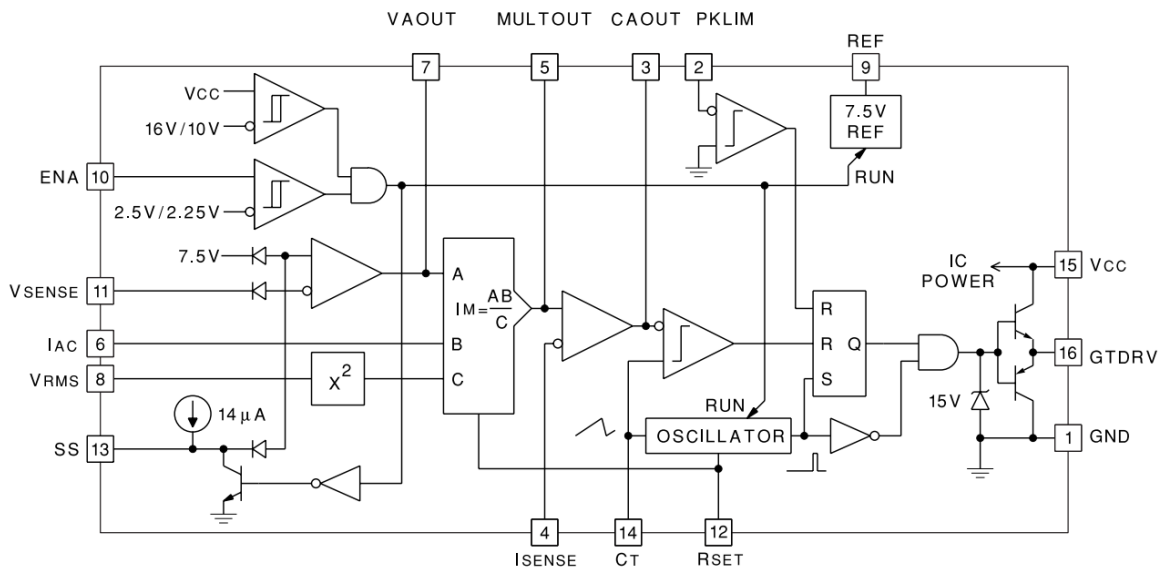


Figura 4.2 — Diagrama interno em bloco do UC3854B.

4.2.1 Especificações Iniciais

Para a implementação, a Tabela 4.1 descreve as especificações gerais utilizadas na simulação empregando o software PSIM. A seguir, são descritos os cálculos preliminares, que são utilizados na descrição dos principais componentes.

Tabela 4.1 — Especificações gerais

Parâmetro	Descrição	Valor
$V_{f.ef}$	Tensão de fase eficaz	220 V
$\Delta V_{f.max}$	Variação de tensão máxima admissível	+6 %
$\Delta V_{f.min}$	Variação de tensão mínima admissível	-10 %
f_r	Frequência da rede	50 Hz
V_o	Valor médio da tensão de saída	760 V
P_o	Potência de saída	20 kW
$\Delta I_{Lmax\%}$	Ondulação de corrente no indutor	10 %
f_s	Frequência de comutação	50 kHz

4.2.1.1 Cálculos Preliminares

Tensões de entrada:

Tensão máxima eficaz:

$$V_{f.max.ef} = V_{f.ef} (1 + \Delta V_{f.max}) \quad (4.1)$$

$$V_{f.max.ef} = 233,2 \text{ V}$$

Tensão mínima eficaz:

$$V_{f.min.ef} = V_{f.ef} (1 - \Delta V_{f.min}) \quad (4.2)$$

$$V_{f.min.ef} = 198 \text{ V}$$

Tensão de pico máxima:

$$V_{p.max} = \sqrt{2} V_{f.max.ef} \quad (4.3)$$

$$V_{p.max} = 329,8 \text{ V}$$

Tensão de pico mínima:

$$V_{p.min} = \sqrt{2} V_{f.min.ef} \quad (4.4)$$

$$V_{p.min} = 280 \text{ V}$$

Tensão de pico nominal:

$$V_{p.nom} = \sqrt{2} V_{f.ef} \quad (4.5)$$

$$V_{p.nom} = 311 \text{ V}$$

4.2.1.2 Corrente de Saída do Retificador:

Valor médio da corrente de saída do retificador trifásico:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (4.6)$$

$$I_o = 26,3 \text{ A}$$

4.2.2 Circuito de Potência

O circuito de potência implementado do retificador proposto é apresentado na Figura 4.3. Os principais componentes a serem dimensionados estão descritos a seguir.

4.2.2.1 Resistência de Carga

A resistência de carga considerando $V_o = 760$ V e $P_o = 20$ kW (Tabela 4.1) é dada por:

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (4.7)$$
$$R_o = 28,88 \Omega$$

4.2.2.2 Condensador de Saída

O condensador de saída C_o foi determinado aplicando o critério de *hold-up time* $t_{ht} = 30$ ms, assim considerando (3.106), $V_o = 760$ V e $P_o = 20$ kW (Tabela 4.1), o condensador de saída $C_o = 1100$ μ F.

4.2.2.3 Indutor do Retificador 1

Para determinar o indutor do retificador 1 é necessário primeiro determinar a corrente I_{o1} , dado por:

$$I_o = I_p = \frac{2}{3} \frac{P_o}{V_{p.min}} \quad (4.8)$$
$$I_o = 47,62 \text{ A}$$

Levando em consideração (3.14) a corrente $I_{o1} = 26,24$ A.

Assim considerando (3.25) e que a $f_s = 50$ kHz, $\Delta I_{L,max\%} = 10\%$ (Tabela 4.1), determinou-se o valor dos indutores $L_{b1} = L_{b2} = 0,6$ mH.

Na prática foi utilizado um $L_{b1} = L_{b2} = 0,8$ mH.

4.2.2.4 Indutor do Retificador 2

Para determinar o indutor acoplado é necessário determinar a ondulação média da corrente no indutor $\overline{\Delta I_{L1}}$, e a ondulação máxima da corrente ΔI_{max} . Para o coeficiente de acoplamento K , foi considerado um valor de 0,6, que é o mesmo valor obtido no indutor acoplado na construção do protótipo.

A ondulação média da corrente no indutor $\overline{\Delta I_{L1}}$ é determinada, considerando (3.66), assim a $\overline{\Delta I_{L1}} = 0,63$.

Considerando (3.61) e (3.62), o valor eficaz máximo da corrente no indutor $I_{L1.ef.max} = 15,12$ A.

Assim considerando (3.60) determinou-se o valor de pico máximo da corrente $I_{L1.p.max} = 21,38$ A.

Sabendo que a ondulação de corrente no indutor é considerada $\Delta I_L = 10\%$ (3.59), a ondulação da corrente do indutor é $\Delta I_{L1} = 2,14$ A.

Assim, sabendo que a tensão $V_{p.min} = 280$ V, a frequência de comutação $f_s = 50$ kHz, e considerando (3.90) foi determinado o valor do indutor $L_{11} = L_{12} = 2,1$ mH. Na prática, foi utilizado um indutor $L_{11} = L_{12} = 2,2$ mH.

Sendo um indutor acoplado, é necessário determinar a indutância mútua M . Assim, considerando (3.85) a indutância mútua $M = 1,32$ mH.

4.2.2.5 Ligação com o circuito de Interface

Os terminais de ligação do circuito de potência (ver Figura 4.3) com o circuito de interface são designados por:

- G_{ab} (Gate do IGBT para ligar no circuito do controlo do retificador 1);
- G_{a1}, G_{a2}, G_{a3} (Gate do IGBT para ligar nos respetivos módulos do circuito do controlo do retificador 2);
- I_{Lb} (Sinal do sensor de corrente no conversor Boost do retificador 1);
- I_a, I_b, I_c (Sinal dos sensores de corrente de entrada do retificador híbrido);
- V_a, V_b, V_c (Tensão de entrada do retificador híbrido).

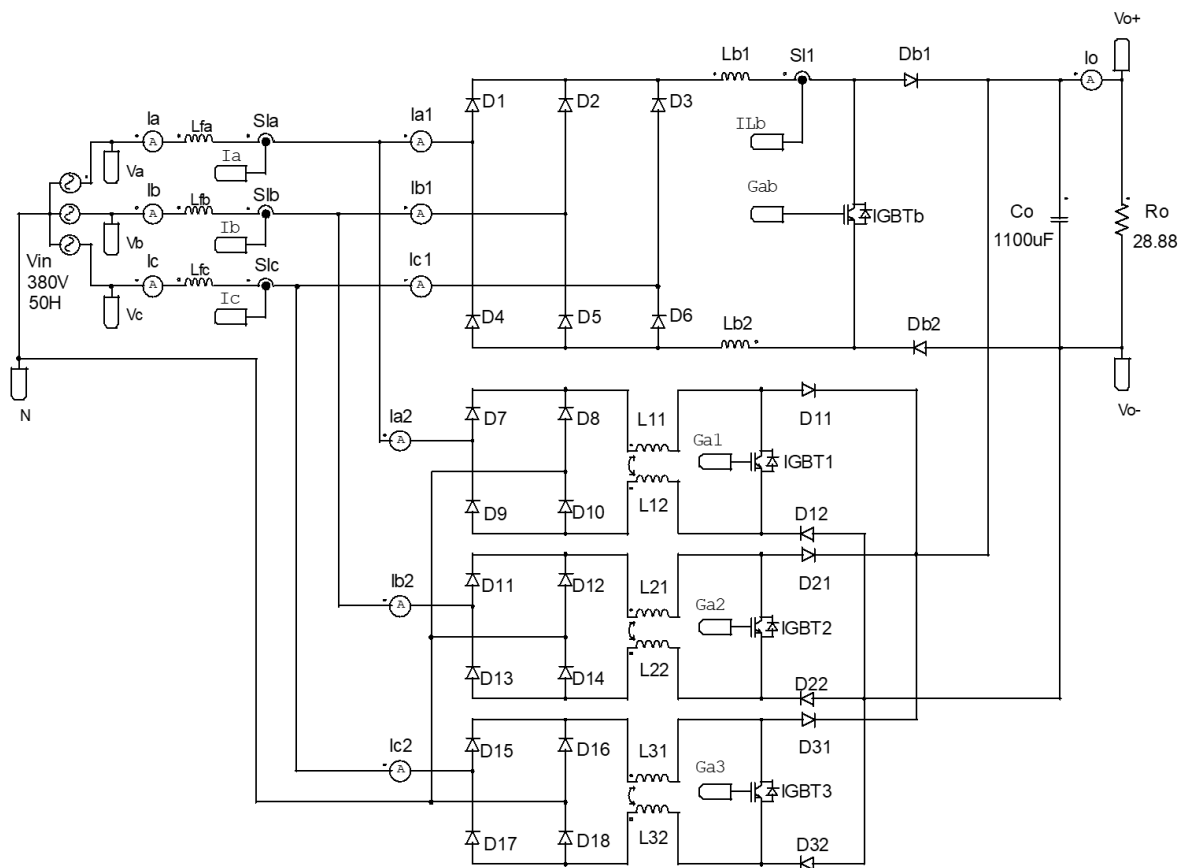


Figura 4.3 — Circuito de potência do RTHU.

4.2.3 Circuito de Interface

O circuito adicional que permite fazer a ligação de forma isolada entre o circuito de potência e o circuito do controlo, de forma que não haja interações entre ambas. Para isso, foi necessário implementar diversos circuitos elétricos e sensores. Portanto, o circuito de interface é constituído por:

- Sensor de corrente;
- Retificador de precisão de corrente;
- Sensor de tensão de entrada;
- Retificador de precisão de tensão;
- Circuito da malha de tensão de saída;
- Circuito do regulador de nível de corrente;
- Circuito de tensão *feed-forward*;
- Tensão de referência programável do retificador 1;
- Circuito do modo do controlo ligado/desligado;
- Fontes auxiliares.

4.2.3.1 Sensor de Corrente

O sinal da corrente do indutor é obtido por meio de sensores de corrente com isolamento galvânica. No retificador 1, o sensor de corrente é instalado na polaridade positiva do conversor Boost e, portanto, não necessita de retificador de precisão, apenas inversor de polaridade, conforme descrito no circuito do controle. Para o retificador 2, a corrente AC na entrada de cada fase do retificador híbrido é monitorada (conforme descrito na estratégia do controle, capítulo 3).

O ganho de corrente no sensor foi determinado pela corrente de entrada do retificador e pelo sinal de corrente (até 3V) a ser aplicado ao circuito do controle. Assim, os ganhos dos sensores implementados, são:

- Ganho do sensor de corrente do retificador 1, $G_{SI1}=0,14$;
- Ganho do sensor de corrente na fase a, $G_{SIa}=0,07$;
- Ganho do sensor de corrente na fase b, $G_{SIb}=0,07$;
- Ganho do sensor de corrente na fase c, $G_{SIc}=0,07$.

4.2.3.2 Retificador de Precisão de Corrente

O sinal de saída do sensor de corrente (AC) é assim retificado por um retificador de precisão de corrente RPI (em cada fase) na polaridade negativa. O RPI é constituído principalmente por três amplificadores operacional, sendo os dois primeiros projetados para a devida retificação e o último é um Buffer [4,16,70]. A Figura 4.4 apresentada o RPI de apenas uma fase. Em seguida, o sinal de corrente retificado é ligado ao terminal $I_{a.ret}$ do circuito do controle.

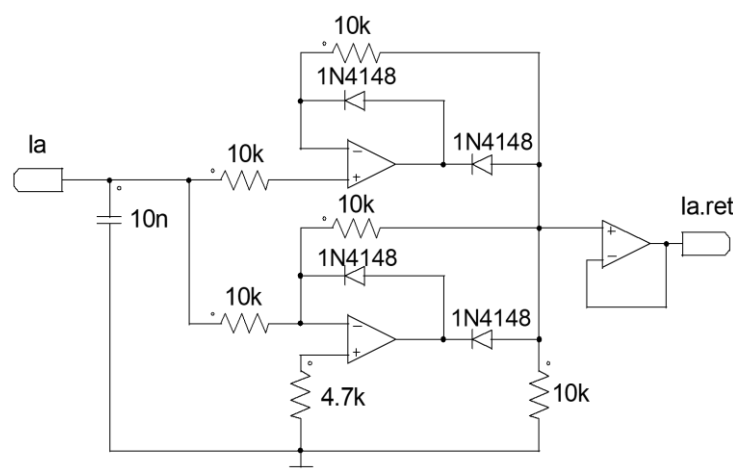


Figura 4.4 — Retificador de precisão de corrente.

4.2.3.3 Sensor de Tensão de Entrada

Os sensores de tensão de entrada utilizados são transformadores em cada fase, com relação 220 V / 6 V (ganho do sensor $G_V=0,0273$) na configuração estrela-estrela, apresentado na Figura 4.5. Desta forma, são obtidas as tensões $V_{a.gv.ef}$, $V_{b.gv.ef}$, $V_{c.gv.ef}$, que são imagens das tensões de entrada. Também é aplicado como carga na saída dos transformadores, três resistores ligados em estrela, com o ponto central ligado à terra do circuito do controle, servindo como neutro virtual. Para evitar ruídos de frequência acima de centenas de Hz, foram adicionados condensadores de 56 nF em paralelo com os resistores.

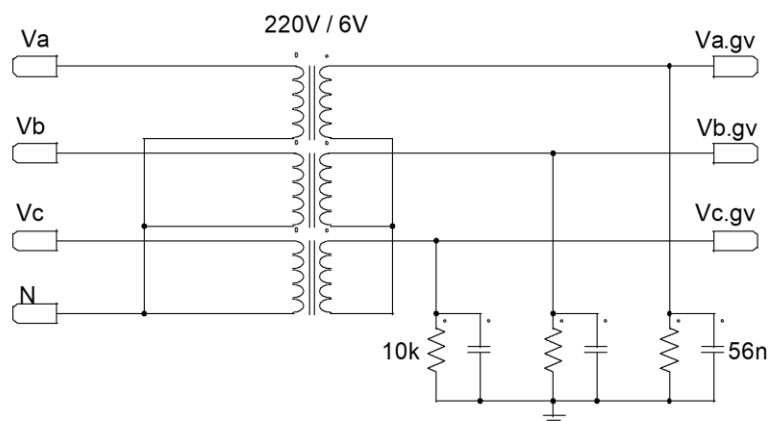


Figura 4.5 — Sensores de tensão.

4.2.3.4 Retificador de Precisão de Tensão

As tensões eficazes obtidas do sensor de tensão ($V_{a.gv.ef}$, $V_{b.gv.ef}$, $V_{c.gv.ef}$) foram retificadas por um retificador de precisão na polaridade positiva. Neste caso, o retificador de precisão é constituído principalmente por três amplificadores operacionais, sendo os dois primeiros projetados para retificação da tensão adequada, e o último é um Buffer de tensão (seguidor de tensão), conforme apresentada na Figura 4.6 [4,16,70]. Desta forma, as tensões retificadas nominais são dadas por:

$$V_{a.ret.ef}(\omega t) = [V_{a.gv.ef} \sin(\omega t)] = G_V [V_{a.ef} \sin(\omega t)] \quad (4.9)$$

$$V_{a.ret.ef}(\omega t) = 6 V$$

$$V_{b.ret.ef}(\omega t) = \left[V_{b.gv.ef} \sin\left(\omega t - \frac{2}{3} \pi\right) \right] = G_V \left[V_{b.ef} \sin\left(\omega t - \frac{2}{3} \pi\right) \right] \quad (4.10)$$

$$V_{b.ret.ef}(\omega t) = 6 V$$

$$V_{c.ret.ef}(\omega t) = \left[V_{c.gv.ef} \sin\left(\omega t + \frac{2}{3} \pi\right) \right] = G_V \left[V_{c.ef} \sin\left(\omega t + \frac{2}{3} \pi\right) \right] \quad (4.11)$$

$$V_{c.ret.ef}(\omega t) = 6 \text{ V}$$

Assim, as tensões retificadas ($V_{a.ret.ef}$, $V_{b.ret.ef}$, $V_{c.ret.ef}$) são aplicadas como sinais no circuito do controlo de cada módulo do retificador 2, como tensão de referência programável.

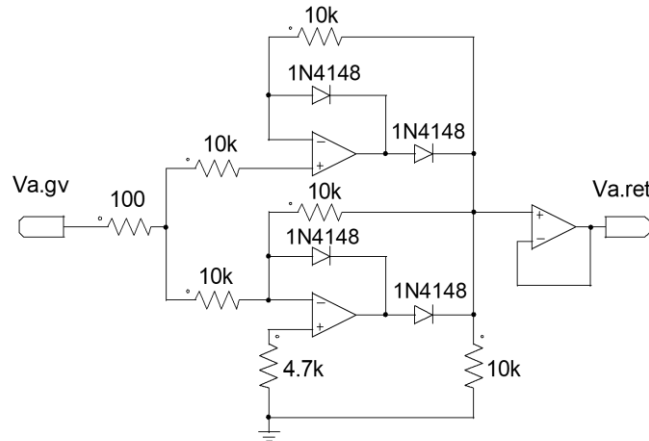


Figura 4.6 — Retificador de precisão de tensão.

4.2.3.5 Circuito da Malha de Tensão de Saída

Para controlar a tensão de saída V_o do barramento DC, é criado o circuito da malha de tensão de saída, que consiste principalmente de um sensor de tensão de saída (ganho do sensor, $G_{V_o} = 0,00329$), um amplificador do sinal de tensão e depois o respetivo compensador de tensão $C_V(s)$ [16,77], conforme é apresentado na Figura 4.7.

Basicamente, o controlo é dado na tensão V_{CV} do compensador de tensão $C_V(s)$, tendo como entrada o erro de tensão e_V . O erro e_V é obtido comparando o valor médio da tensão de saída V_o (obtido pelo sensor de tensão e pelo amplificador) com uma tensão de referência V_{Oref} de 3V constante (obtido por um divisor de tensão). Desta forma, é possível ajustar (controlar) o valor médio da tensão de saída V_o através das possíveis variações na carga [16,77].

O sensor de tensão de saída juntamente com o amplificador (com ajuste da V_o pela resistência de RG_{V_o}) e o compensador de tensão formam apenas um circuito para os dois retificadores, garantindo assim o mesmo nível do valor médio da tensão de saída em ambos os retificadores.

Compensador de tensão

De acordo com a metodologia de ajuste dos parâmetros do compensador de tensão C_V apresentada no subcapítulo 3.3.3.1, as frequências determinadas são:

- $f_{CV} = 10 \text{ Hz}$;
- $f_{ZV} = 2,5 \text{ Hz}$;
- $f_{P1V} = 0 \text{ Hz}$;
- $f_{P2V} = 300 \text{ Hz}$.

Dependendo das frequências já definidas, são determinadas as componentes do compensador de tensão $C_V(s)$, apresentadas na Figura 4.7.

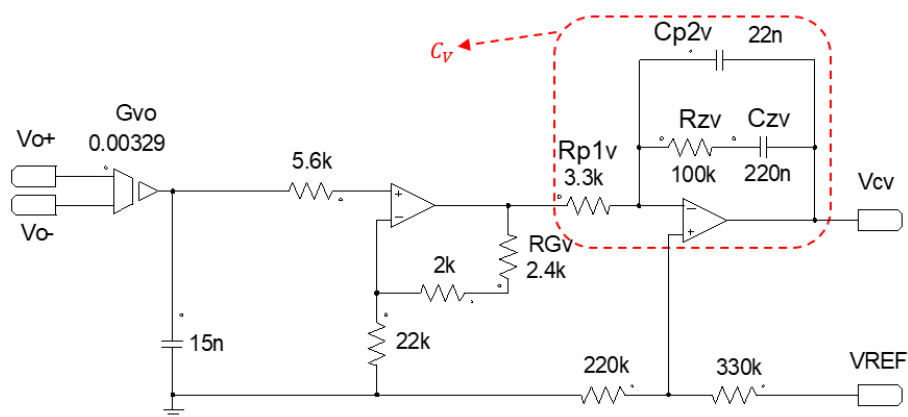


Figura 4.7 — Circuito da malha de tensão de saída.

4.2.3.6 Circuito do Regulador de Nível de Corrente

A tensão de saída do compensador de tensão V_{CV} pode ser utilizada para controlar o nível de corrente que o circuito de potência processa através de um circuito adicional [49], como é o caso do regulador de nível de corrente apresentada na Figura 4.8.

Neste caso, o regulador de nível de corrente permite regular (controlar) a tensão V_{CV} e assim alterar o nível de corrente na entrada do retificador. É formado por dois circuitos, sendo um amplificador e depois um inversor, conforme apresenta a Figura 4.8 [4,16,70]. O primeiro circuito permite regular o ganho (G_{CV1} ou G_{CV2}) através da resistência R_{GCV} (R_{GCV1} ou R_{GCV2}) e o segundo permite inverter a polaridade do sinal, permitindo assim ligar com o circuito do controle. Embora o sensor de tensão e o compensador de tensão sejam exclusivos para os dois retificadores (retificador 1 e retificador 2), o circuito do regulador de nível de corrente, deve ser um para cada retificador. Assim, à medida que se altera o nível de corrente no regulador 1, é compensada a corrente no retificador 2, e vice-versa [18].

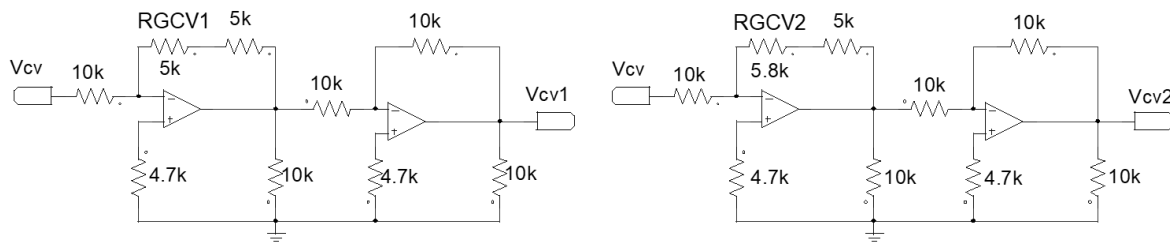


Figura 4.8 — Circuito regulador do nível de corrente do retificador 1 e do retificador 2.

4.2.3.7 Circuito de Tensão de *Feed-Forward*

O circuito aplicado a malha de tensão *feed-forward* é apresentado na Figura 4.9 e foi desenvolvido com base na metodologia apresentada no Capítulo 3 (subsecção 3.3.3.2) e ilustrada na Figura 3.28. Pode-se observar que o circuito é constituído por um somador de tensão de três resistências (para gerar a tensão $V_{in.soma.min}$), um amplificador operacional (para gerar a tensão V_{ffc}) e um divisor de tensão com um filtro (para gerar a tensão V_{ff}).

A tensão mínima $V_{in.soma.min}$ fornecida pelo somador das três resistências, é determinado considerando (3.132), e é de $V_{in.soma.min}(\omega t) = 5,4 \text{ V}$.

De acordo com o manual do UC3854B, a tensão V_{ffc} deve ficar em torno de 7,5 V quando a tensão de entrada for mínima. Desta forma, o ganho do amplificador operacional dado pelas resistências R_{a1} e R_{a2} deve ser suficiente para amplificar a tensão de 5,4 V para 7,5 V. Então de acordo com os valores das resistências R_{a1} e R_{a2} contido no circuito implementado (Figura 4.9) e considerando (3.134), a tensão $V_{ffc.min}(\omega t) = 7,56 \text{ V}$.

Também de acordo com o manual do UC3854B, a tensão V_{ff} deve apresentar um valor de 1,41 V quando a tensão de entrada for mínima e não ultrapassar a tensão de 4,5 V quando a tensão de entrada for máxima. Para isso, o divisor de tensão aplicado (R_{ff1} e R_{ff2}) é determinado considerando (3.135), portanto a resistência $R_{ff2} = 18 \text{ k}\Omega$.

No caso do ganho do filtro G_{ff} , necessário para construir o filtro de malha *feed-forward*, esse ganho foi determinado levando em consideração o valor da 3ª harmônica de 1% pelo valor da 2ª harmônica de 66,2% do conteúdo harmônico total. Assim considerando (3.138), o ganho do filtro $G_{ff} = 0,015$.

Considerando (3.139) e (3.137) a frequência de corte $f_{corte} = 1,5 \text{ Hz}$.

Assim, já é possível determinar o condensador de filtragem, considerando (3.136) o condensador $C_{ff} = 5,8 \mu\text{F}$. Observe que na prática foi utilizado um condensador $C_{ff} = 4,7 \mu\text{F}$, conforme recomendado em [52,55,77].

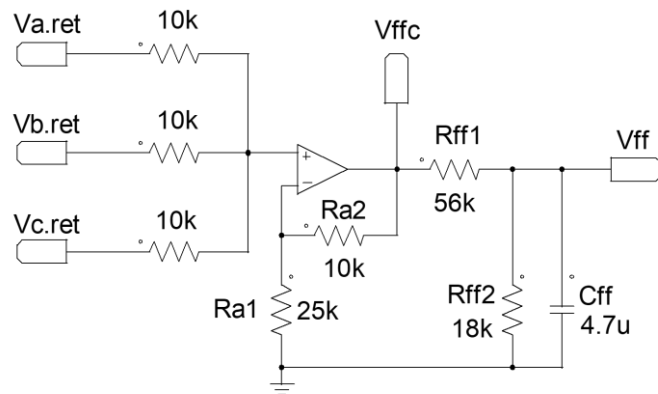


Figura 4.9 — Circuito gerador da tensão *feed-forward*.

4.2.3.8 Tensão de Referência Programável do Retificador 1

Para que o retificador 1 imponha uma forma da onda de corrente conforme representada na Figura 3.2, é necessário que a tensão de referência programável injetada no circuito do controle seja uma tensão constante e proporcional à tensão eficaz de entrada, para a qual a tensão V_{ffc} é usada do circuito de tensão *feed-forward*. O circuito utilizado para gerar a tensão de referência programável é representado na Figura 4.10. Consiste basicamente de um detector de pico de tensão e um filtro [16]. O detector de pico de tensão é constituído por um Buffer (seguidor de tensão) e serve para impor uma alta impedância na entrada do Buffer e baixa impedância na saída, pois a saída é seguida por um diodo e um condensador para manter o sinal com valor constante.

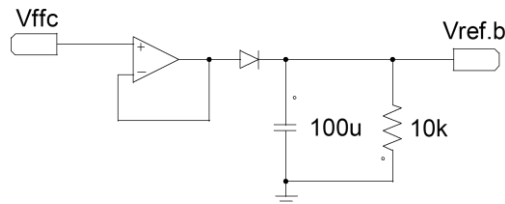


Figura 4.10 — Circuito de tensão de referência programável para o controle do retificador 1.

4.2.4 Circuito do Controle

O circuito do controle do retificador 1 é constituído pelo UC3854B, compensador de corrente $C_{i.1}$, o limitador de corrente de pico LCP_1 (R_{pk1} e R_{pk2}), o limitador de potência ($R_{mo.1}$), a resistência R_{AC1} e outros componentes, conforme apresentado na Figura 4.11. Quanto ao retificador 2 (tomado como exemplo o módulo 1), o circuito do controle é constituído pelo UC3854B, compensador de corrente $C_{i.21}$, o limitador de corrente de pico LCP_{21} (R_{pk11} e R_{pk21}), o limitador de potência ($R_{mo.21}$), a resistência R_{AC21} e outros componentes, Figura 4.12.

O circuito do controlo do retificador 1 e retificador 2 são ligados ao circuito de interface através dos seguintes terminais:

- G_{ab} (PWM para o gate do IGBT do retificador 1);
- G_{a1} (PWM para o gate do IGBT do retificador 2);
- I_{Lb} (corrente do indutor Boost do retificador 1);
- $I_{a.ret}$ (corrente retificada da fase a);
- V_{CV1} (tensão do controlo do compensador de tensão para o retificador 1);
- V_{CV2} (tensão do controlo do compensador de tensão para o retificador 2);
- $V_{ref.b}$ (tensão de referência programável para o retificador 1);
- $V_{a.ret}$ (tensão de referência programável para o retificador 2);
- V_{ff} (tensão *feed-forward*);
- V_{REF} (tensão de referência de 7,5 V);
- DC22V (Alimentação do circuito integrado de 22 V);
- ENA (alimentação de 5V do modo do controlo ligado/desligado).

No circuito do controlo do retificador 1 (ver Figura 4.11), a malha de corrente é analisada a partir do sinal de corrente do indutor Boost (terminal I_{Lb}) obtido por meio de um sensor de corrente no terminal positivo do indutor Boost e o sinal é assim ligado ao pino 4 e pino 2 do UC3854B. É ligado no pino 4 através da resistência $R_{mo.1}$, pois o pino (no interior do UC3854B) possui uma porta inversora para obter o sinal de corrente na polaridade negativa. Para ligar ao pino 2, é necessário um circuito adicional que inverte a polaridade de corrente positiva para negativa (IP). O sinal de tensão de referência programável (terminal $V_{ref.b}$) é ligado ao pino 6 do UC3854B através da resistência R_{AC1} limitador de corrente. O sinal de erro da tensão de saída, que faz parte da malha de tensão, é processado pelo compensador de tensão e ligado ao pino 7 (terminal V_{CV1}) através de um Buffer, com a função de controlar a tensão de saída.

Para o caso do circuito do controlo do retificador 2 (Figura 4.12), a malha de corrente é analisada a partir do sinal de corrente de entrada do retificador, sendo o sinal retificado por um RPI (terminal $I_{a.ret}$) que por sua vez é ligado ao pino 5 do CI UC3854B através da resistência $R_{mo.21}$. O sinal de tensão de referência programável (terminal $V_{a.ret}$) é ligado ao pino 6 do UC3854B, através da resistência R_{AC21} , limitador de corrente. O sinal de erro de tensão de saída, que faz parte da malha de tensão também é processado pelo mesmo compensador de tensão que foi aplicado no retificador 1, e é ligado ao pino 7 (terminal V_{CV2}) através de um Buffer, com a função de controlar a tensão de saída.

4.2.4.1 Compensador de Corrente

De acordo com a metodologia de ajuste dos parâmetros do compensador de corrente do retificador 1 e retificador 2, apresentado no Capítulo 3 (subcapítulo 3.3.2.1), as frequências determinadas são:

- $f_{Ci.1} = f_{Ci.21} = 12,5 \text{ kHz}$;
- $f_{Zi.1} = f_{Zi.21} = 1,25 \text{ kHz}$;
- $f_{P1i.1} = f_{P1i.21} = 0 \text{ kHz}$;
- $f_{P2i.1} = f_{P2i.21} = 60 \text{ kHz}$.

Assim, dependendo das frequências já definidas, são determinadas as componentes do compensador de corrente do retificador 1 e do retificador 2 (módulo 1), apresentadas na Figura 4.11 e na Figura 4.12 consecutivamente.

4.2.4.2 Limitador de Corrente de Pico

Para limitar a corrente de entrada, o CI UC3854B, através do pino 2, possui em seu interior um circuito capaz de limitar o ajuste da corrente, através da razão cíclica do conversor.

O limitador de corrente de pico LCP é basicamente um divisor de tensão constituído pelas resistências R_{pk1} e R_{pk2} (retificador 1) ou R_{pk11} e R_{pk21} (módulo 1 do retificador 2), gerando assim uma tensão para o pino 2 (V_{pino2}). Para isso, é necessário aplicar a tensão limite de pico negativa ($-V_{limt.p}$) do sensor de corrente e a tensão de referência V_{REF} de 7,5 V do UC3854B, para compensar o sinal de detecção de corrente negativa para o terminal neutro.

De acordo com as recomendações do fabricante do UC3854B, a proteção ocorre quando a tensão aplicada ao pino 2 V_{pino2} for menor que zero (mas deve ser limitado a - 0,3V), assim como a corrente limite de pico ($I_{limt.p}$) através do divisor de tensão deve ser de aproximadamente 1mA [16,49,52,55].

Considera-se que a tensão máxima de pico $-V_{M.limt.p}$ fornecida pelo sensor de corrente (do retificador 1 e do retificador 2) é $\sqrt{2} \cdot 3V$. Assim, as resistências do divisor de tensão ($R_{pk1} - R_{pk2}$; $R_{pk11} - R_{pk21}$) são dadas por:

$$R_{pk2} = R_{pk21} = \frac{V_{pino2} - V_{M.limt.p}}{I_{limt.p}} \quad (4.12)$$
$$R_{pk2} = R_{pk21} = 3,9 \text{ k}\Omega$$

$$R_{pk1} = R_{pk11} = \frac{7,5 \text{ V} - V_{pino2}}{I_{limt.p}} \quad (4.13)$$

$$R_{pk1} = R_{pk11} = 7,8 \text{ k}\Omega$$

Na prática foi aplicado um valor comercial de 10 k Ω .

4.2.4.3 Resistência R_{AC}

A resistência R_{AC1} do circuito do controlo do retificador 1, é determinada levando em consideração o valor de pico da tensão aplicada ao pino 6 ($V_{ffc.min} = 7,5 \text{ V}$) e o valor da corrente I_{AC} do UC3854B (250 μF , recomendado pelo fabricante) [16]. Assim a resistência R_{AC1} é dado por:

$$R_{AC1} = \frac{V_{ffc.min}}{I_{AC}} \quad (4.14)$$

$$R_{AC1} = 30 \text{ k}\Omega$$

Quanto ao circuito do controlo do retificador 2, a resistência R_{AC21} é determinada levando em consideração a tensão máxima de entrada obtida do retificador de precisão de tensão. Assim, sabendo que o rendimento do sensor de tensão $\eta_{tx} = 0,0273$, $V_{f.ef} = 220 \text{ V}$ e $\Delta V_{f.max} = 6\%$ (Tabela 4.1), a tensão $V_{f.ret.p.max}$ é dado por:

$$V_{f.ret.p.max} = \eta_{tx} [\sqrt{2} V_{f.ef} (1 + \Delta V_{f.max})] \quad (4.15)$$

$$V_{f.ret.p.max} = 9 \text{ V}$$

Sabendo que o valor da corrente na entrada do multiplicador I_{AC} é de 250 μA [16], a resistência R_{AC} , de ser facilmente determinada, aplicando a lei de Ohm:

$$R_{AC21} = \frac{V_{f.ret.p.max}}{I_{AC}} \quad (4.16)$$

$$R_{AC21} = 35 \text{ k}\Omega$$

4.2.4.4 Limitador de Potência

O circuito integrado UC3854BN também está configurado para limitar a potência. Para isso, é necessário determinar a máxima corrente obtida na saída do multiplicador (I_{M0}), e o valor depende da tensão de saturação do amplificador de tensão (V_{SA} limitado em 6V). Assim, para limitar a potência, deve-se determinar a resistência R_{m0} [16,49], tanto para o circuito do controlo do retificador 1 quanto para o retificador 2.

No caso do retificador 1, para determinar a resistência R_{mo1} , deve-se primeiro determinar a corrente máxima na saída do multiplicador $I_{MO.max1}$, dado por:

$$I_{MO.max1} = \frac{V_{ffc.min} (V_{SA} - 1,5 V)}{2,25 R_{AC1}} \quad (4.17)$$

$$I_{MO.max1} = 500 \text{ uA}$$

Assim a resistência $R_{mo.1}$, aplicando a Ley de Ohm, é dado por:

$$R_{mo.1} = \frac{V_{M.limt.p}}{I_{MO.max}} \quad (4.18)$$

$$R_{mo.1} = 8,49 \text{ k}\Omega$$

No caso específico foi aplicado uma resistência $R_{mo.1} = 10 \text{ k}\Omega$.

No caso do retificador 2, para determinar a resistência R_{mo21} , deve-se primeiro determinar a tensão média mínima fornecida pelo RPI $V_{f.md.min}$, dado por:

$$V_{f.md.min} = \eta_{tx} [V_{f.ef} (1 - \Delta V_{f.min})] \quad (4.19)$$

$$V_{f.md.min} = 5,4 \text{ V}$$

A corrente máxima na saída do multiplicador $I_{MO.max}$ é dado por:

$$I_{MO.max21} = \frac{V_{f.md.min} (V_{SA} - 1,5 V)}{2,25 R_{AC21}} \quad (4.20)$$

$$I_{MO.max21} = 309 \text{ uA}$$

Leva-se em consideração que a tensão nominal fornecida pelo sensor de corrente V_{SI} é de 3 V. Assim, é possível determinar a resistência $R_{mo.21}$, aplicando a Ley de Ohm, dado por:

$$R_{mo.21} = \frac{V_{SI}}{I_{MO.max21}} \quad (4.21)$$

$$R_{mo.21} = 9,7 \text{ k}\Omega$$

No caso específico é aplicado uma resistência $R_{mo.21} = 8,2 \text{ k}\Omega$.

4.2.4.5 Frequência de Oscilação

O controlo PWM é realizado através da frequência de comutação, e a determinação desta frequência é geralmente um tanto arbitrária. Ao usar uma alta frequência de comutação para minimizar o valor do indutor Boost, deve-se consideração também as perdas de comutação (causadas pelos componentes de comutação). Na maioria das aplicações, o UC3854 usa uma frequência de comutação na faixa de 20 kHz a 200 kHz [49]. A frequência de comutação é

gerada determinando a frequência de oscilação e a mesma é gerada e ajustada determinando o condensador C_T (conectado ao pino 14) e a resistência R_{SET} (conectado ao pino 12) [82,83]. No caso específico para a frequência de comutação de 50 kHz (Tabela 4.1), foi aplicada uma resistência (R_{SET}) pré-estabelecido de 68 kΩ. Assim o condensador C_T é dado por:

$$C_T = \frac{1,25}{R_{SET} f_s} \quad (4.22)$$

$$C_T = 368 \text{ pF}$$

4.2.4.6 Partida Progressiva

Por meio do pino 13 do UC3854B, é definido o tempo de partida. É implementado um condensador C_{SS} , definido como condensador de partida progressiva, que é responsável por definir o tempo em que a tensão de referência atinge o valor nominal de 3 V. Para determinar o valor do condensador C_{SS} deve-se levar em consideração que é carregado através de uma fonte de corrente constante $I_{CSS} = 14 \mu\text{A}$, e definindo o tempo de partida progressiva $t_{SS} = 1\text{s}$, determina-se o valor do condensador necessária [16,52,55,77], dado por:

$$C_{SS} = \frac{I_{CSS} t_{SS}}{3 \text{ V}} \quad (4.23)$$

$$C_{SS} = 4,7 \mu\text{F}$$

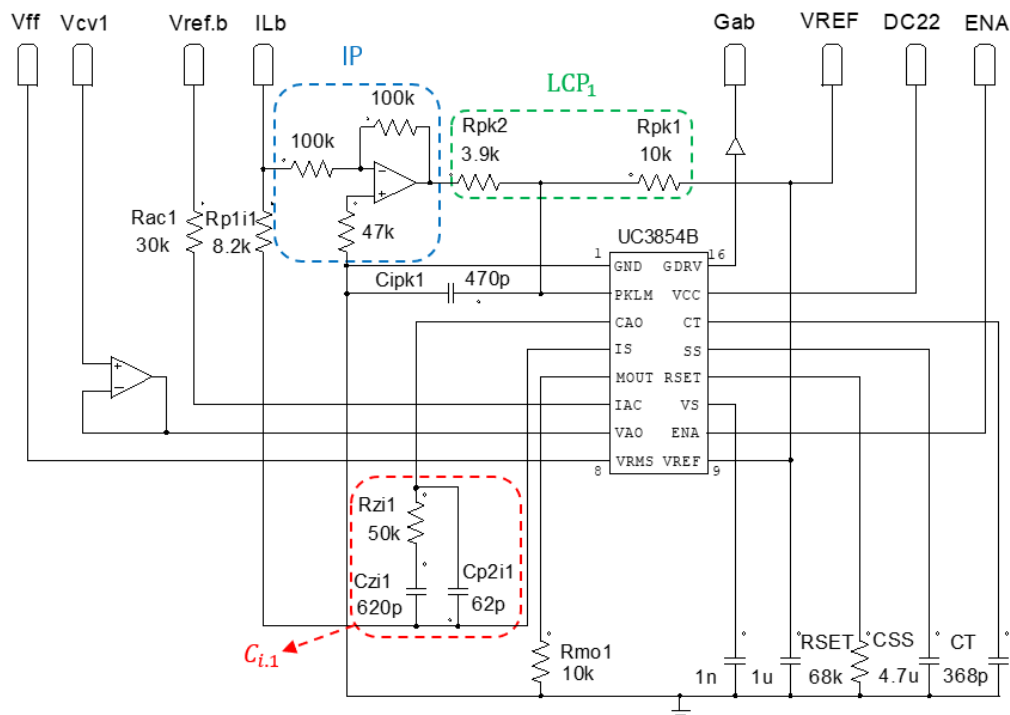


Figura 4.11 — Circuito do controle do retificador 1.

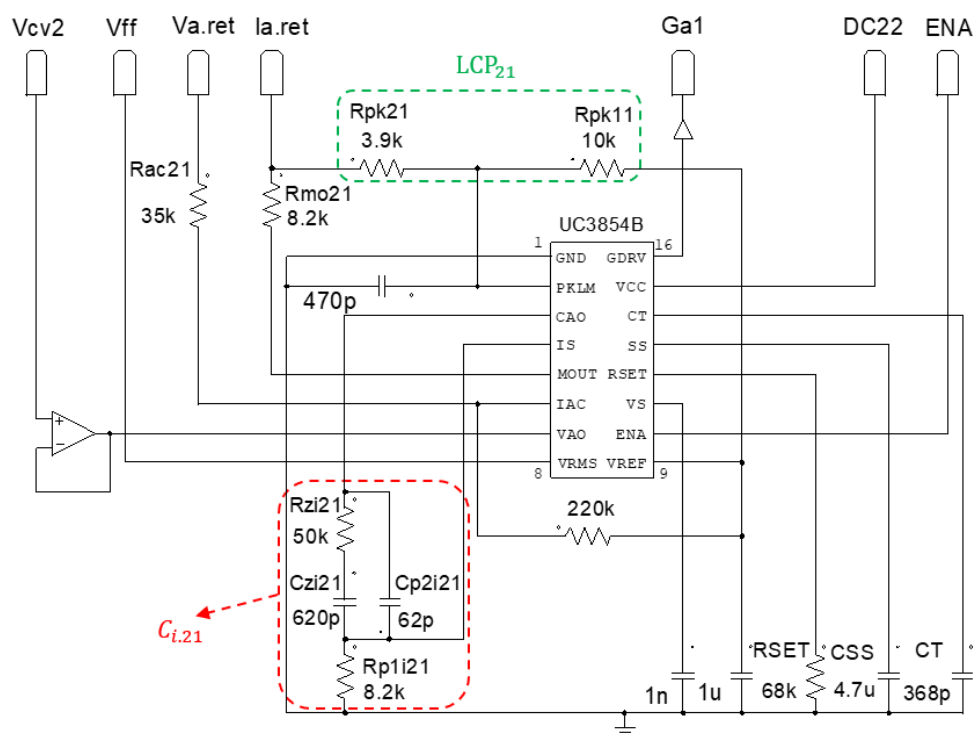


Figura 4.12 — Circuito do controlo do módulo 1 no retificador 2.

4.3 Protótipo

No Capítulo 3 (modelação), foi estudado o RTH com conversor Boost. O RTH é constituído por dois retificadores (retificador 1 e retificador 2) ligados em paralelo, cada um impondo na entrada uma forma da onda de corrente distinta, dando origem a uma forma de corrente sinusoidal na entrada do retificador. Comparando com os demais RTH existentes na literatura, a inovação do retificador híbrido proposto está relacionada à implementação do indutor acoplado de sentido discordante, no retificador 2. Por outro lado, todo tipo de retificador trifásico com PFC que impõe na entrada correntes sinusoidal, podem fazer parte (retificador 2) de um RTH [18]. Portanto, o protótipo apresentado refere-se apenas ao retificador 2, do RTH proposto. A contribuição (inovação) deste retificador trifásico modular (três módulos monofásicos) está relacionada à substituição dos indutores dos conversores Boost (de cada módulo) comumente utilizados, por indutores acoplados de sentido discordantes, evitando assim as interações de corrente entre os módulos dos retificadores trifásicos. Assim, o uso de um transformador de isolamento, que é pesado e caro, torna-se desnecessário.

4.3.1 Retificador Trifásico Modular

O retificador trifásico modular proposto neste capítulo segue a mesma metodologia do retificador 2 contido no RTH apresentado no Capítulo 3 (implementação), apresentado na Figura 4.13. Conforme apresentado na Figura 4.13, o retificador proposto é constituído por três módulos monofásicos, sendo cada módulo monofásico constituído por uma ponte retificadora, associada a um conversor Boost modificado (indutor acoplado) com PFC e conectado ao barramento DC onde os módulos compartilham o mesmo banco de condensadores.

A implementação do indutor acoplado visa mitigar as interações de corrente entre os módulos retificadores, conforme descrito em detalhes na Secção 5.

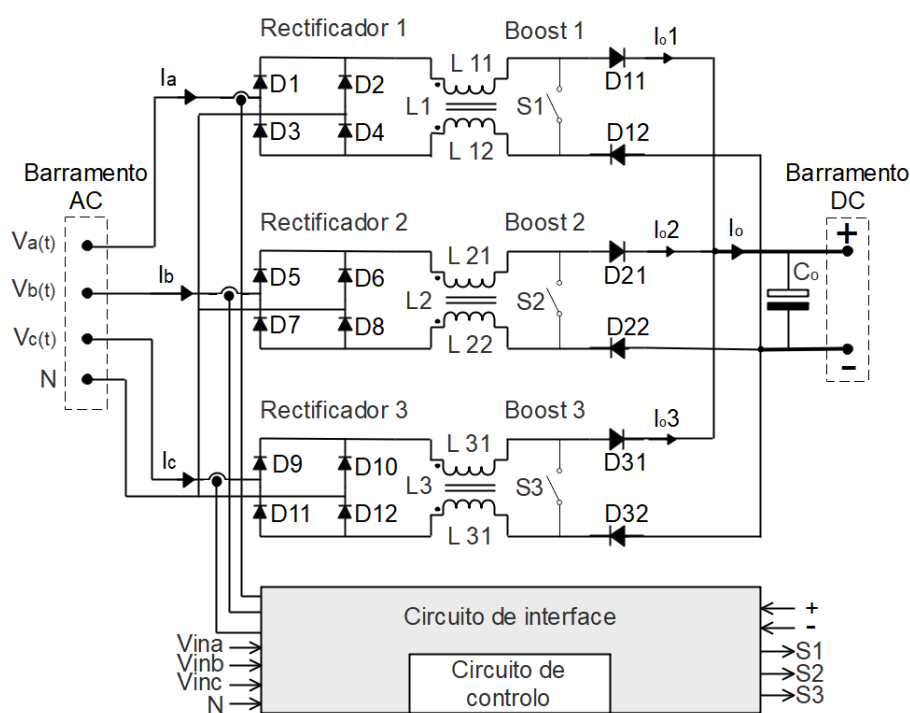


Figura 4.13 — Proposta do retificador trifásico modular.

Como já mostrado, o retificador consiste no circuito de potência, no circuito do controlo e no circuito de interface. A construção em blocos dos circuitos que compõem o protótipo é apresentada na Figura 4.14. A figura apresenta os blocos do circuito de potência. Também é apresentado na Figura 4.15 o diagrama de blocos do circuito de interface e do controlo. Desta forma, pode-se observar a disposição dos componentes e suas ligações.

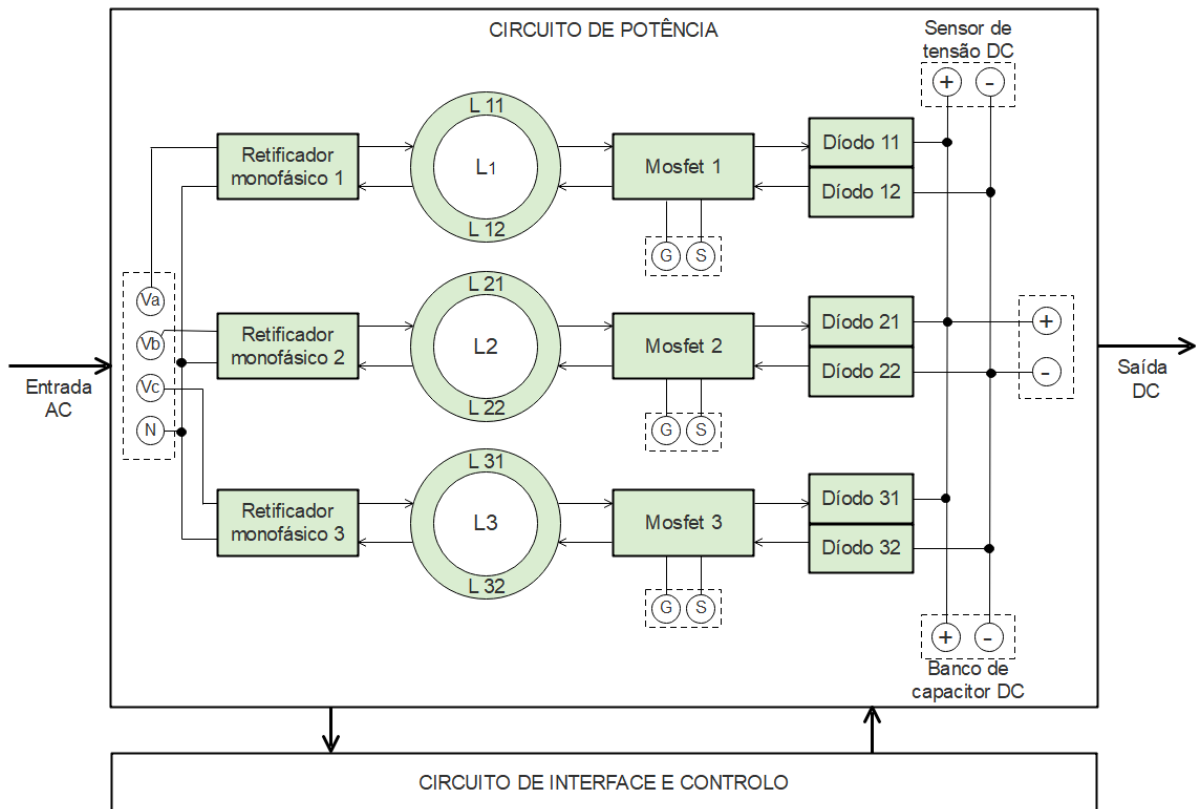


Figura 4.14 — Esquema em bloco da constituição do circuito de potência.

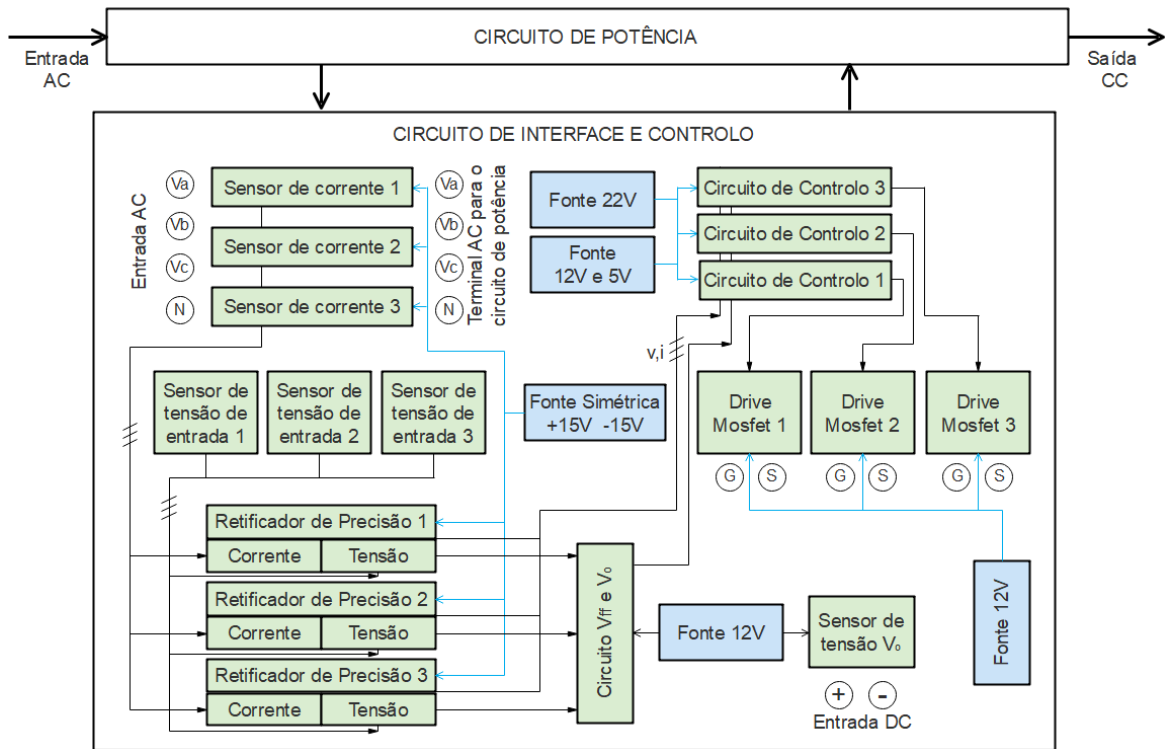


Figura 4.15 — Esquema em bloco da constituição do circuito de interface e controlo.

4.3.1.1 Condições Limitadas na Aplicação e Teste do Protótipo

Para maior segurança e comodidade dos testes, algumas condições limitadas foram aplicadas ao retificador, que são descritas a seguir:

- Nível de tensão

Por questões de segurança, os testes do retificador foram realizados em um valor eficaz da tensão monofásica de 145 V, que corresponde a uma tensão trifásica de aproximadamente 250 V. Para tal, foi aplicado um autotransformador ajustado na relação de 230 V / 145 V.

- Baixa carga aplicada (3 kW)

O RTHU proposto no Capítulo 3 é desenvolvido para uma potência de 20 kW, sendo 11,02 kW para o retificador 1 e 8,98 kW para o retificador 2. Assim, esperava-se que o retificador proposto neste capítulo fosse projetado para uma potência de aproximadamente 9 kW, correspondendo 3 kW em cada módulo. Como esses testes são preliminares e por questões de segurança, o retificador foi aplicado a uma carga que corresponde a uma potência de aproximadamente 3 kW, ou seja, 1 kW para cada fase ou módulo. Observe que o dimensionamento do retificador foi para uma potência de 9 kW mas os testes foram de 1/3 (3 kW), isso significa que o dimensionamento dos componentes estarão sobredimensionados em relação ao teste de 3 kW. Isso é feito porque se espera que, no futuro, o mesmo retificador possa ser ensaiado na potência projetada de 9 kW.

- Variação de carga

Devido ao uso de carga com lâmpadas incandescente, espera-se alguma variação de carga durante os testes, portanto, nos resultados obtidos serão ignoradas as variações mínimas. Essa variação se deve ao funcionamento da lâmpada incandescente, pois sua resistência varia.

- Tempo de teste

Por questões técnicas, por se tratar de um teste preliminar e os dissipadores de calor dos componentes (MOSFET, díodos, e a ponte retificadora) não foram projetados devidamente, adotou-se que cada teste seja realizado em um período de aproximadamente 2 minutos, para trabalhar com a maior segurança possível.

- Interferências eletromagnéticas

Por utilizar alguns condutores inadequados e por falta de filtros adequados em alguns pontos, esperava-se que os resultados apresentassem algumas interferências eletromagnética, nomeadamente no circuito de interface e controle. Portanto, na análise dos resultados, algumas interferências serão desconsideradas.

4.3.2 Especificações Iniciais

A construção do protótipo foi realizada de acordo com o esquema e estrutura apresentados na Figura 4.13, Figura 4.14 e Figura 4.15, constituindo assim o circuito de potência, o circuito de interface e o circuito do controlo. As placas PCB destes circuitos elétricos foram executadas no software EasyEDA (plataforma online e gratuita) e através dos arquivos Gerber, sendo que a fabricação foi realizada na empresa JLCPCB, com exceção da placa PCB do circuito de potência que foi fabricada manualmente no laboratório de eletrónica de potência da FCT-UNL.

Para a construção do protótipo, os dados iniciais do projeto estão descritos na Tabela 4.2. A seguir, são descritos os cálculos preliminares, que são utilizados no dimensionamento dos componentes contidos no protótipo.

Tabela 4.2 — Especificações usados no protótipo

Parâmetro	Descrição	Valor
$V_{lin.ef}$	Tensão de linha eficaz	250 V
$V_{f.ef}$	Tensão de fase eficaz	145 V
$\Delta V_{f.max}$	Variação de tensão máxima admissível	+6 %
$\Delta V_{f.min}$	Variação de tensão mínima admissível	-10 %
f_r	Frequência da rede	50 Hz
η	Rendimento estimado	95 %
V_o	Valor médio da tensão de saída	380 V
$\Delta V_{o\%}$	<i>Ripple</i> da tensão de saída	5 %
P_o	Potência de saída	3 kW
ΔI_L	Ondulação da corrente no indutor	25 %
f_s	Frequência de comutação	20 kHz

4.3.2.1 Cálculos Preliminares

Tensões de entrada

Para determinar as tensões de entrada, foi aplicado o mesmo procedimento descrito na subsecção 4.2.1.1 (simulação). Assim, na Tabela 4.3, estão descritas as tensões determinadas.

Tabela 4.3 — Determinação das tensões de entrada

Parâmetros	Descrição	Formula	Valor
$V_{f.max.ef}$	Tensão máxima eficaz	(4.1)	153,7 V
$V_{f.min.ef}$	Tensão mínima eficaz	(4.2)	130,5 V
$V_{p.max}$	Tensão de pico máxima	(4.3)	217,36 V
$V_{p.min}$	Tensão de pico mínima	(4.4)	184,55 V
$V_{p.ef}$	Tensão de pico nominal	(4.5)	205 V

Corrente no Indutor do Módulo

A determinação das correntes do indutor acoplado foi baseada nas fórmulas contidas no Capítulo 3 (subsessão 3.2.2.4) e apresentadas na Tabela 4.4. Para isso, também foram consideradas a potência em cada módulo $P_o = 1000$ W, o rendimento $\eta = 95\%$ e a ondulação de corrente no indutor $\Delta I_L = 25\%$ (Tabela 4.2).

Tabela 4.4 — Determinação das correntes no indutor Boost

Parâmetros	Descrição	Formu- la	Valor
$\overline{\Delta I_{L1}}$	Ondulação médio na corrente no indutor	(3.66)	0,5
$I_{L1.ef.max}$	Valor eficaz máximo da corrente no indutor	(3.61)	8,1 A
$I_{L1.p.max}$	Valor de pico máximo da corrente	(3.60)	11,5 A
ΔI_{L1}	Ondulação máximo na corrente	(3.59)	2,88 A

Corrente de Saída no Retificador

Considerando (4.6) e que a potência $P_o = 3$ kW e a tensão $V_o = 380$ V (Tabela 4.2). O valor médio da corrente de saída do retificador trifásico $I_o = 7,9$ A.

Resistência de Carga

Considerando (4.7), a carga implementada apresenta uma resistência $R_o = 48,13 \Omega$. Na prática, foram aplicadas lâmpadas incandescentes de 100 W e 220 V. No total foram aplicadas 30 lâmpadas, agrupadas para suportar a tensão aplicada de 400 V. Cada grupo é constituído por 2 lâmpadas em série (200 W), obtendo-se assim 15 grupos de lâmpadas ligadas em paralelo (3000 W).

4.3.3 Circuito de Potência

Para a construção do circuito de potência, primeiramente é feito o dimensionamento de cada componente do circuito de potência. O dimensionamento é feito em apenas um módulo do retificador, pois é facilmente extensível aos demais módulos.

4.3.3.1 Dimensionamento da Ponte Retificadora

Considerando a tensão $V_{f,max.ef} = 152,25 V$, corrente $I_{L1.p.max} = 11,5 A$ e $\Delta I_{L1} = 2,88 A$, foi possível determinar os parâmetros de dimensionamento da ponte retificadora e são apresentados na Tabela 4.5. O diodo da ponte retificadora selecionado no protótipo suporta os parâmetros determinados, conforme apresenta a Tabela 4.10.

Tabela 4.5 — Parâmetros de dimensionamento da ponte retificadora

Parâmetros	Descrição	Formula	Valor
$V_{D1.max}$	Tensão retificada máxima	(3.97)	215,3 V
$I_{D1.md}$	Valor médio da corrente na entrada	(3.98)	6,47 A
$I_{D1.ef.max}$	Valor eficaz máximo da corrente	(3.99)	10,17 A

4.3.3.2 Dimensionamento dos Interruptores MOSFET

Considerando que a tensão $V_o = 380 V$, $V_{p.min} = 184,55 V$, a corrente $I_{L1.p.max} = 11,5 A$ e $I_{L1.ef.max} = 8,1 A$, foram determinados os parâmetros de dimensionamento do MOSFET. São apresentados na Tabela 4.6. O MOSFET selecionado para a implementação do protótipo suporta os parâmetros determinados, conforme apresenta a Tabela 4.10.

Tabela 4.6 — Parâmetros de dimensionamento do MOSFET

Parâmetros	Descrição	Formula	Valor
$V_{S1.max}$	Tensão máxima	(3.91)	389,5 V
$I_{S1.p.max}$	Valor de pico máxima de corrente	(3.92)	11,5 A
$I_{S1.ef.max}$	Valor eficaz máximo da corrente	(3.93)	7,34 A

4.3.3.3 Dimensionamento do Diodo Boost

Considerando que a ondulação tensão $\Delta V_o = 19 V$, é determinado os parâmetros de dimensionamento do diodo Boost e são apresentados na Tabela 4.7. O diodo Boost selecionado para a implementação do protótipo suporta os parâmetros determinados, apresentados na Tabela 4.10.

Tabela 4.7 — Parâmetros de dimensionamento do díodo Boost

Parâmetros	Descrição	Formula	Valor
$V_{D11.max}$	Tensão máxima no díodo	(3.94)	194,75 V
$I_{D11.md}$	Valor médio da corrente no díodo	(3.95)	2,63 A
$I_{D11.ef.max}$	Valor eficaz máximo da corrente	(3.96)	3,42 A

4.3.3.4 Dimensionamento do Condensador de Saída

O condensador é determinado pelo critério de *hold-up time* (t_{ht}), conforme apresentado no Capítulo 3 (Modelação). Sabendo que a potências $P_o = 3000 \text{ W}$ e que o tempo $t_{ht} = 30 \text{ ms}$, e considerando (3.106), o condensador de saída $C_o = 656 \mu\text{F}$.

Como já mencionado, o objetivo é levar em consideração que o mesmo retificador funciona (trabalho futuro) na potência de 9 kW e um valor médio da tensão de saída de 760 V. Nestas condições, o cálculo do condensador $C_o = 492 \mu\text{F}$.

Assim, para a implementação do protótipo, foi desenvolvido um banco de condensadores constituído por dois condensadores ligados em série, sendo que cada condensador apresenta as seguintes características:

- Marca: EPCOS;
- Referência: B43875-S5228-Q2;
- Capacitância: 2200 μF ;
- Tensão máxima: 450 V.

Como se trata de condensadores em série, é necessário implementar resistores de equalização em cada condensador para manter a divisão de tensão equilibrada entre os condensadores. Assim, a resistência de equalização (R_{eq}) implementada apresenta as seguintes características:

- Série: 10SR
- Resistência: 22 $\text{k}\Omega$
- Tolerância: $\pm 5 \%$

Assim, o banco de condensadores implementado é de 1100 μF e pode suportar 900 V.

4.3.3.5 Dimensionamento do Indutor Acoplado

O indutor é um elemento importante, uma vez que se trata de um indutor invulgar, acoplado de sentido discordante com objetivo de mitigar as interações de corrente entre os módulos do retificador trifásico. Primeiramente é calculada a indutância equivalente para o conversor

Boost estudado, em seguida é aplicado o valor da indutância necessária para determinar o valor dos indutores primário e secundário do indutor acoplado.

Assim, considerando (3.67), e os valores de corrente (Tabela 4.4) foi determinada a indutância equivalente $L_1 = 1,459$ mH. Na prática foi aplicado um indutor equivalente $L_1 = 1,5$ mH.

Conhecendo o valor da indutância equivalente, e considerando (3.90), a indutância primária e a indutância secundária do indutor acoplado apresentaram os seguintes valores: $L_{11} = L_{12} = 1,88$ mH = 1,9 mH.

Implementação do Indutor Acoplado

O projeto de construção do indutor acoplado seguiu uma metodologia simplificada descrita em [84–86], pois servirá apenas para a construção do primeiro protótipo experimental.

A princípio, o núcleo do indutor foi definido na forma toroidal de material pó de ferro. Entre os vários tipos de núcleo toroidal de pó de ferro, foi aplicado o núcleo [87] descrito na Tabela 4.8, e apresentado na Figura 4.16.

Tabela 4.8 — Especificações do núcleo de pó de ferro toroidal selecionado

Referência	Material	B_{\max}	μ	AL	A_{nu}
MMT034T7725	034	1,1T	33	69 nH/esp ²	3,38 cm ²

Nessa tabela o B_{\max} é a máxima indução (densidade do fluxo) no núcleo; μ , é a permeabilidade magnética relativa do material; AL é um coeficiente igual à indutância por espira ao quadrado; A_{nu} é a seção do núcleo.

O núcleo toroidal feito de pó de ferro e suas respectivas dimensões [87] são apresentadas na Figura 4.16. Sabendo o valor da indutância desejada do conversor Boost é determinado o número de espiras N_{esp} [84–86] dado por:

$$L_{11} = L_{12} = AL N_{\text{esp}}^2 \quad (4.24)$$

$$N_{\text{esp.L11}} = \sqrt{\frac{L_{11}}{AL}} \quad (4.25)$$

O coeficiente AL do núcleo escolhido é 69 nH/esp², apresentado na Tabela 4.8. Considerando o valor do AL do núcleo, verificou-se que o valor não será suficiente devido ao número de espiras necessário e também porque o tamanho da seção A_{nu} será insuficiente, saturando o núcleo. Decidiu-se juntar três núcleos em paralelo, ilustrado na Figura 4.16.

O valor do L_{11} representa apenas o valor da indutância primária. Considerando a configuração que inclui a indutância secundária L_{12} , e também considerando que o AL tem um valor triplo (três núcleos em paralelo), o número total de espiras é dado por:

$$N_{\text{esp.T}} = \sqrt{\frac{L_{11} + L_{12}}{AL \cdot 3}} \quad (4.26)$$

O número de espiras calculado $N_{\text{esp.T}} = 135$, corresponde à quantidade de espiras totais, da indutância primária mais a indutância secundária, cada de 68 espiras (4.27):

$$N_{\text{esp.L11}} = \frac{\sqrt{\frac{L_{11} + L_{12}}{AL \cdot 3}}}{2} = 68 \quad (4.27)$$

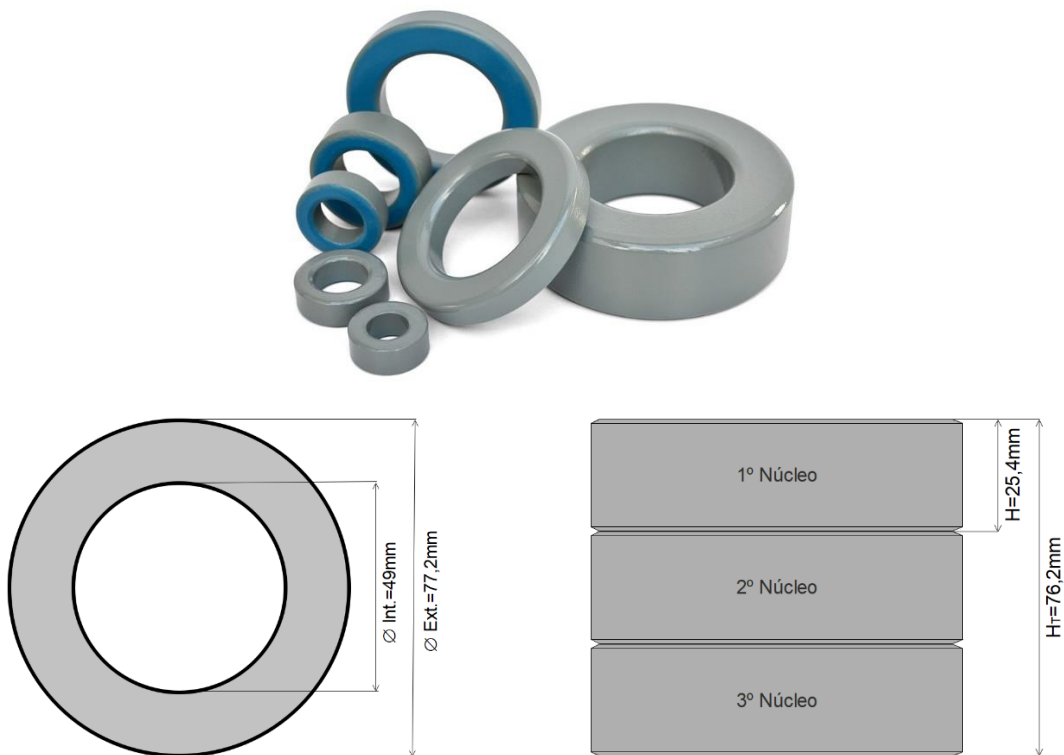


Figura 4.16 — Constituição do indutor acoplado.

A distribuição das camadas de espiras é apresentada na Figura 4.17:

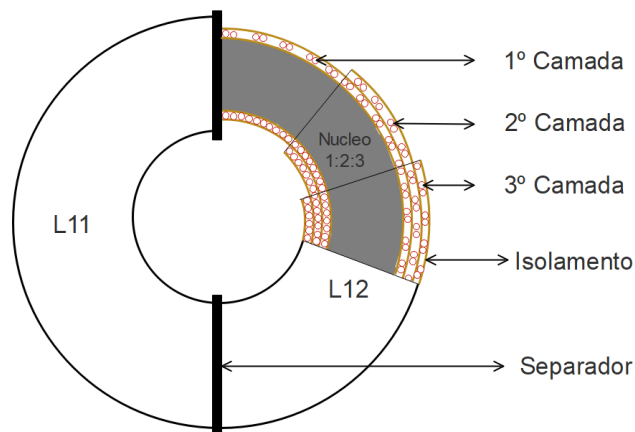


Figura 4.17 — Distribuição do número de espiras em camadas no indutor acoplado.

Considerando o material, pó de ferro, que altera muito o valor do AL (o valor de AL depende do valor de magnetização), adotou-se por conveniência a aplicação de um fator de segurança, aumentando assim o número de espiras em aproximadamente 30%, o que corresponde $N_{\text{esp.L11}} = 87$ (Tabela 4.9). Desta forma, o cálculo é mais seguro e evita a saturação.

Assim, considerando a seção reta total do núcleo e a distribuição (Figura 4.17) das espiras em cada indutor (primária e secundária), foram utilizados 16 m de fio de cobre esmaltado. A distribuição em camadas é apresentada na Tabela 4.9.

Para diminuir a espessura das camadas e evitar perdas, especialmente pelo efeito pelicular causado pela comutação de alta frequência, foram feitos enrolamentos com 2 fios esmaltados em paralelo com diâmetro 1 mm cada.

Tabela 4.9 — Parâmetros das camadas usadas na bobinagem dos indutores acoplados.

Camadas	Nº Espira	Fio / Espiras	Diâmetro / Fio	Comprimento
1º	32			
2º	29			
3º	26	2	1 mm	16 m
Total	87			

A determinação do valor da força magnética F_{mag} considerando o número de espiras $N_{\text{esp.L1}}$ e a corrente no indutor I_{L1} [84–86], é dado por:

$$F_{\text{mag}} = N_{\text{esp.L1}} I_{L1} \quad (4.28)$$

Considerando o valor de pico máximo da corrente no indutor $I_{L1.p.max} = 11,5 \text{ A}$, a força magnética tem o valor de $F_{\text{mag}} = 2001 \text{ A. esp.}$

A relutância \mathfrak{R} , considerando que o coeficiente $AL = 69 \text{ nH/esp}^2$ (Tabela 4.8) é dada por:

$$\mathfrak{R} = \frac{1}{3 AL} \quad (4.29)$$

$$\mathfrak{R} = 4,83 \cdot 10^6 \text{ esp}^2 \cdot \text{H}^{-1}$$

O fluxo magnético no núcleo ϕ_{nuc} [86], é dado por:

$$\phi_{\text{nuc}} = \frac{F_{\text{mag}}}{\mathfrak{R}} \quad (4.30)$$

$$\phi_{\text{nuc}} = 0,41 \cdot 10^{-3} \text{ Wb}$$

Considerando que a seção de cada núcleo é $A_{\text{nu}} = 3,38 \text{ cm}^2$ (Tabela 4.8), e que o núcleo total é formado por três núcleos em paralelo, a densidade do fluxo (i.e., a indução) no núcleo calculado B_{cal} [84–86] é dado por:

$$B_{\text{cal}} = \frac{\phi_{\text{nuc}}}{3 A_{\text{nu}}} \quad (4.31)$$

$$B_{\text{cal}} = 0,41 \text{ T}$$

O valor calculado da indução no núcleo B_{cal} deve ser sempre menor que o valor máximo B_{max} garantido como valor seguro dado pelo fabricante [86], dado por:

$$B_{\text{cal}} < B_{\text{max}} \quad (4.32)$$

$$0,41 \text{ T} < 1,1 \text{ T}$$

É importante realçar que os núcleos pó de ferro são mais preparados para filtragem, e que ao aplicar alta corrente sua indutância diminui consideravelmente, a indução no núcleo calculado B_{cal} está longe do limite declarado pelo fabricante. Portanto, o núcleo de pó de ferro escolhido pode funcionar sem diminuir o valor de indução que apresenta.

Assim, o indutor implementado é apresentado na Figura 4.18. Verificou-se também que o indutor pode suportar um valor de corrente de 30 A, pois a indutância já calculada possui alguma reserva e pode ser ligeiramente reduzida sem problema. No entanto, para valores de corrente superiores a 30 A, o indutor apresenta uma saturação indesejável.

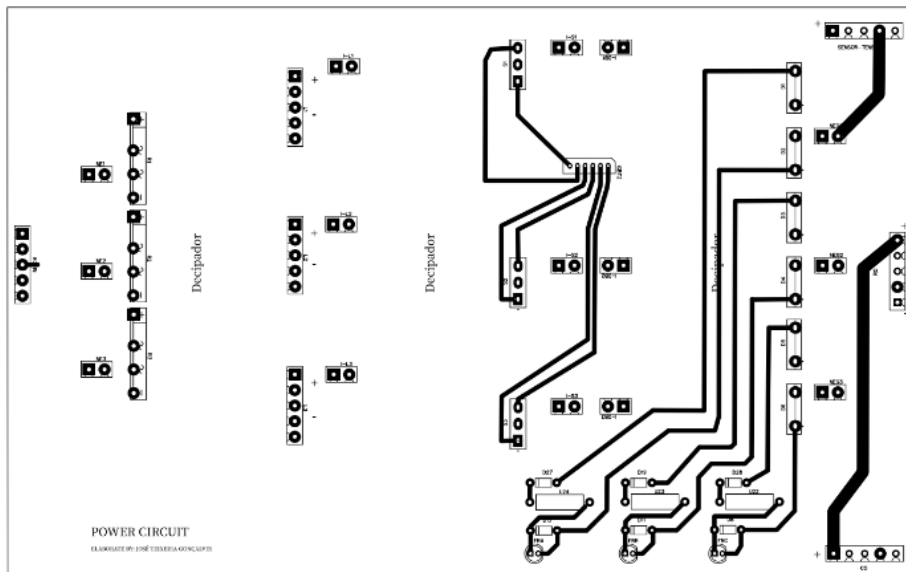


Figura 4.20 — Placa PCB da camada superior do circuito de potência.

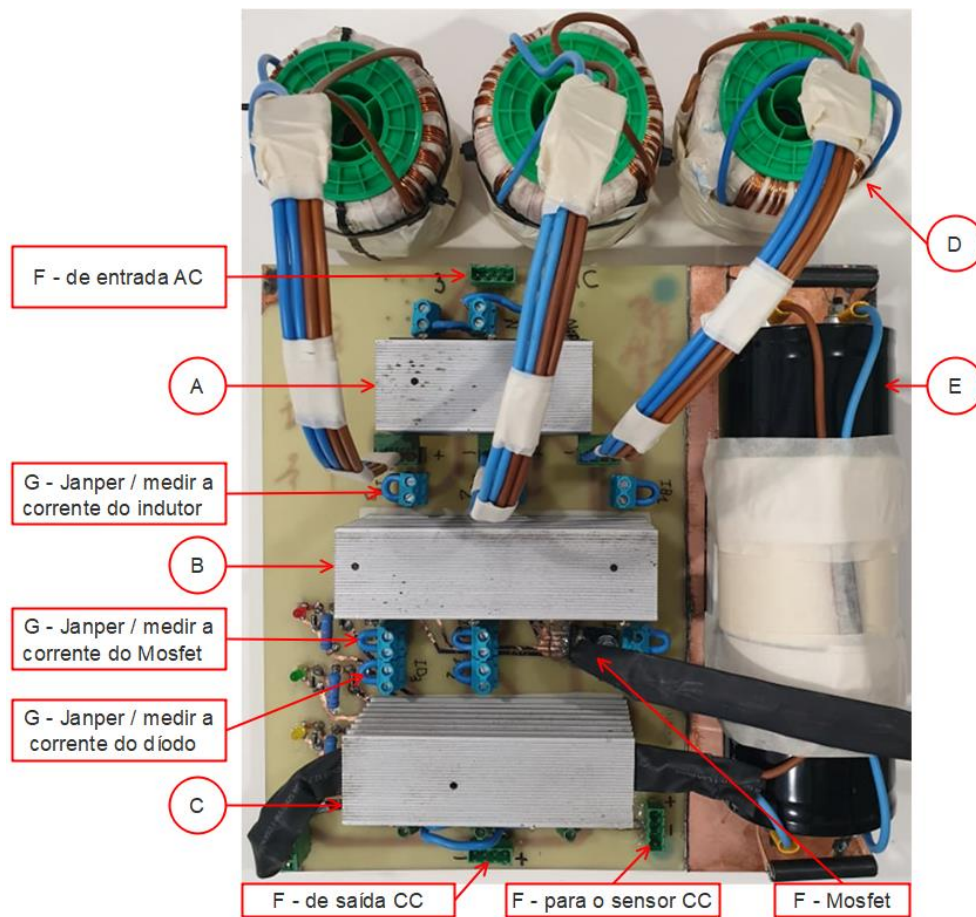


Figura 4.21 — Circuito de potência do protótipo.

Tabela 4.10 — Principais características dos componentes usados no circuito de potência

Componentes	Nº Fabricante	Descrição	Quant.
(A) Ponte retificadora (Dissipador)	PB5006-E3/45	If=45 A / Vr=600 V	3
(B) MOSFET (Dissipador)	LSIC1MO120E0080	Id=39 A / Vds=1200 V	3
(C) Díodo Boost (Dissipador)	FFSH40120A	If=40 A / Vr=1200 V	6
(D) Indutor acoplado	Fabricado no laboratório	$L_1=1,5$ mH / If=30 A	3
(E) Condensador	B43875-S5228-Q2	2200 μ F / V=450 V	2
(F) Terminais plugáveis	PVP04-5,00 / SH04-5,00	16 A	7
(G) Terminais fixos	TB005-762-02BE	30 A	15

4.3.4 Circuito de Interface

O circuito de interface tem a função de permitir a ligação entre o circuito de potência e o circuito do controlo de forma isolada.

4.3.4.1 Modo do Controlo Ligado / Desligado

De acordo com o fabricante do UC3854B, o pino 10 é uma entrada analógica, permite ligar ou desligar o circuito PWM. O pino 10, também conhecido pela denominação de ENA (Enable), permitindo um arranque suave. O fabricante informa que para ativar o UC3854B através do Pino 10, basta aplicar uma fonte de 5 V, assim uma histerese garante sua operação desde que a tensão no referido pino não caia abaixo de 2,15 V.

Para poder ligar e desligar o circuito do controlo, foi implementado um circuito constituído basicamente por uma fonte de 5 V, um LED (sinalizador) e um interruptor. Desta forma, por meio do interruptor (indicado como J na Figura 4.35) é possível realizar testes do protótipo no modo controlo ligado e controlo desligado. No modo controlo desligado, o retificador funciona como um retificador normal sem a PFC e no modo ligado passa a funcionar com PFC, facilitando a comparação.

4.3.4.2 Sensor de Corrente

O sensor de corrente é utilizado para monitorizar a corrente de entrada. Foi utilizado um sensor de corrente de efeito Hall, do fabricante LEM, de modelo LAH 25-NP, apresentado na Figura 4.22. O sensor é um circuito fechado com isolamento galvânico entre a corrente a ser medida e o sinal obtido. O sensor possui três formas de ligação do circuito primário, conforme apresentado na Tabela 4.11 [88].

Tabela 4.11 — Detalhes do sensor de corrente LAH 25-NP

#	Corrente nominal (A)	Corrente de pico (A)	Corrente de saída (mA)	Ganho K_{SI}	Ligação na placa PCB
1º	25	55	25	0,001	
2º	12	27	24	0,002	
3º	8	18	24	0,003	

Foi realizada a 3º ligação, que permite medir corrente até $I_{in.ef} = 8 A$. Assim, foi estabelecido o limite de potência do retificador. Para o funcionamento do sensor de corrente, também foi implementada uma fonte simétrica de -15 V e +15 V. Na saída do sensor, uma resistência de carga R_{MI} está ligada. Observa-se que o valor da resistência R_{MI} determina o valor do sinal de tensão obtido. Considerando que para obter a tensão $V_M = 3 V$, a resistência R_{MI} é dada por:

$$R_{MI} = \frac{V_M}{I_{in.ef} K_{SI}} \quad (4.33)$$

$$R_{MI} = 125 \Omega$$

Neste caso, foi utilizado uma resistência $R_{MI} = 100 \Omega$, apresentada na Figura 4.25 (indicada pela letra B).

Considerando, que a corrente $I_{L.limt.p} = \sqrt{2} \cdot 8 A$, a tensão máxima limite ($V_{M.limt.p}$) sobre o resistor de carga, é dado por:

$$V_{M.limt.p} = R_{MI} I_{L.limt.p} K_{SI} \quad (4.34)$$

$$V_{M.limt.p} = 3,39 V$$

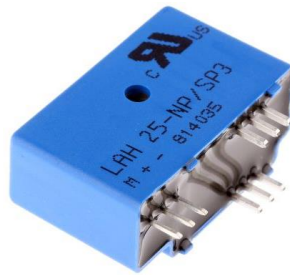


Figura 4.22 — Sensor de corrente.

4.3.4.3 Retificador de Precisão

O retificador de precisão de tensão (RPV) e o retificador de precisão de corrente (RPI), são semelhantes e foram elaboradas na mesma placa PCB, apresentada na Figura 4.23 (camada inferior) e Figura 4.24 (camada superior). Em seguida, foi implementada a construção do retificador de precisão desenvolvido para o protótipo, apresentado na Figura 4.25. Na Figura 4.25 existem dois circuitos integrados (CI), sendo que o CI esquerdo faz parte do RPV e o CI a direita faz parte do RPI.

Na Figura 4.25 também estão indicados os componentes que constitui o retificador de precisão, descritos na Tabela 4.12. A Tabela 4.13 descreve as características dos pinos de ligação (com o circuito de interface).

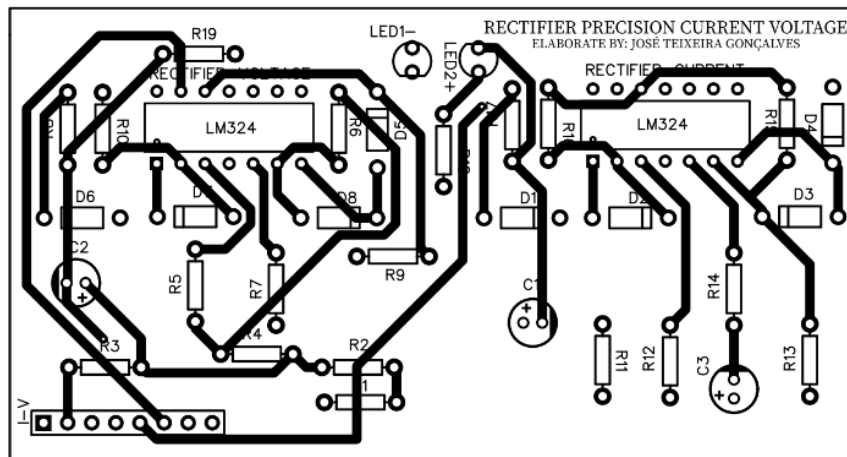


Figura 4.23 — Placa PCB da camada inferior do retificador de precisão.

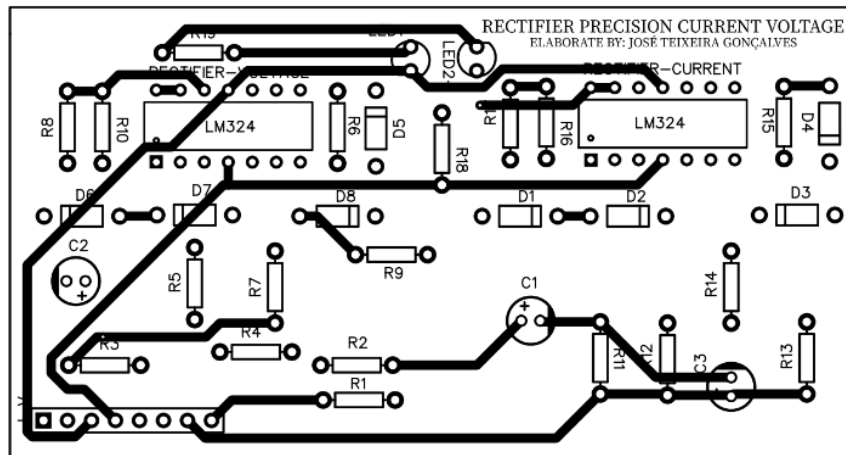


Figura 4.24 — Placa PCB da camada superior do retificador de precisão.

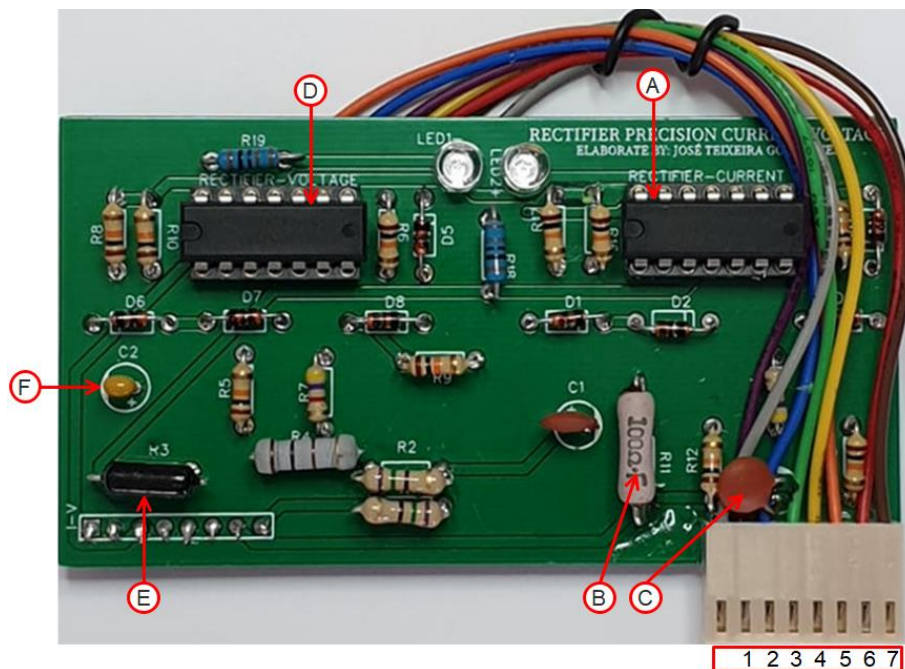


Figura 4.25 — Retificador de precisão de tensão e de corrente.

Tabela 4.12 — Componentes usados nos retificadores de precisão

#	Componentes	Nº Fabricante	Descrição	Quantidade
Retificador de corrente				
A	CI - usado no RPI	LM324AN	14 Pinos / -15 V + 15 V	1
B	Resistência R_{MI}		100 Ω Resistência de carga do sensor de corrente	1
C	Condensador		10 nF Usado como filtro	1
Retificador de tensão				
D	CI - usado no RPV	LM324AN	16 Pinos / -15 V +15 V	1
E	Resistência	H4P56KFZA	56 k Ω para Neutro virtual	1
F	Condensador		56 nF Usado como filtro	1
Sinalizador DC				
G	Led		Sinaliza DC negativa -15 V	1
H	Led		Sinaliza DC positiva +15 V	1

Tabela 4.13 — Característica dos pinos do retificador de precisão

Pino	Descrição	Característica	Entrada / Saída
1	Neutro	N	N
2	Alimentação da fonte simétrica	DC -15 V	Entrada
3	Alimentação da fonte simétrica	DC +15 V	Entrada
4	Sinal de corrente retificada, liga no pino 4 do circuito do controlo		Saída
5	Sinal de tensão retificada, liga ao pino 3 do circuito do controlo		Saída
6	Sinal obtido do sensor de corrente		Entrada
7	Sinal obtido do sensor de tensão		Entrada

4.3.4.4 Sensor de Tensão de Saída

Para medir o valor médio da tensão de saída V_o , é utilizado um sensor de tensão de efeito Hall do fabricante LEM, modelo LV25-P, apresentado na Figura 4.26. Para o correto funcionamento do sensor LV25-P é necessário que seja alimentado por uma fonte de 12 V. É constituído pelo circuito primário (onde é aplicada a tensão a medir, V_o) e pelo circuito secundário (onde é obtido o sinal de tensão medido). Assim, para medir a tensão do retificador proposto é necessário dimensionar uma resistência em série R_S com o circuito primário e uma resistência de carga R_{MV} no circuito secundário [89].

No caso do circuito primário, o fabricante sugere uma corrente máxima I_{Pr} de 10 mA (obtida do datasheet) [89]. A resistência R_S , é dado por:

$$R_S = \frac{V_o}{I_{Pr}} \quad (4.35)$$

$$R_S = 40 \text{ k}\Omega$$

A potência do resistor P_{RS} é dado por:

$$P_{RS} = R_S \left(\frac{V_o}{R_S} \right)^2 \quad (4.36)$$

$$P_{RS} = 4 \text{ W}$$

Foi utilizado uma resistência de 39 k Ω e 5 W, apresentado na Figura 4.34.

Para o caso do circuito secundário, o fabricante sugere uma corrente nominal I_{Se} de 25 mA (obtida do datasheet) [89]. A resistência de carga R_{MV} que permite obter uma tensão nominal V_{RMV} de saída de 2,5 V, é dado por:

$$R_{MV} = \frac{V_{RMV}}{I_{Se}} \quad (4.37)$$

$$R_{MV} = 100 \Omega$$

Em paralelo com a resistência R_{MV} , foi utilizado um condensador de 15 nF, para filtrar os possíveis ruídos de alta frequência, por cima das centenas de Hz, apresentado na Figura 4.29.



Figura 4.26 — Sensor de tensão de saída.

4.3.4.5 Circuito da Tensão V_{ff} e V_o

O circuito da tensão V_{ff} e V_o consiste em dois circuitos, o circuito compensador de tensão e o circuito *feed-forward*. Para a implementação do circuito V_{ff} e V_o , primeiramente foi desenvolvida a PCB apresentada na Figura 4.27 (camada inferior) e Figura 4.28 (camada superior). Em seguida, foi realizada a implementação do circuito V_{ff} e V_o , apresentado na Figura 4.29.

Na Figura 4.29, são também indicados os componentes do compensador de tensão e do circuito do *feed-forward*, na Tabela 4.14 são indicados os componentes. Também na Figura 4.29 são indicados os pinos de ligação com o circuito de interface e na Tabela 4.15, são descritas as características dos pinos.

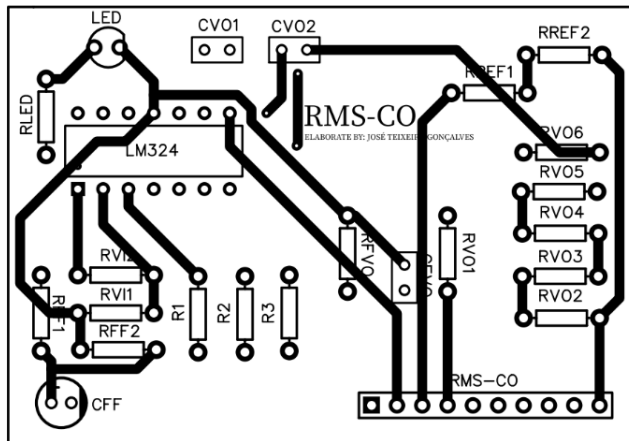


Figura 4.27 — Placa PCB da camada inferior do circuito V_{ff} e V_o .

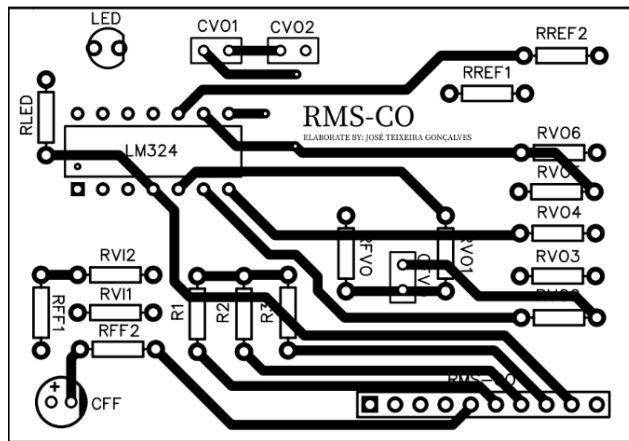


Figura 4.28 — Placa PCB da camada superior do circuito V_{ff} e V_o .

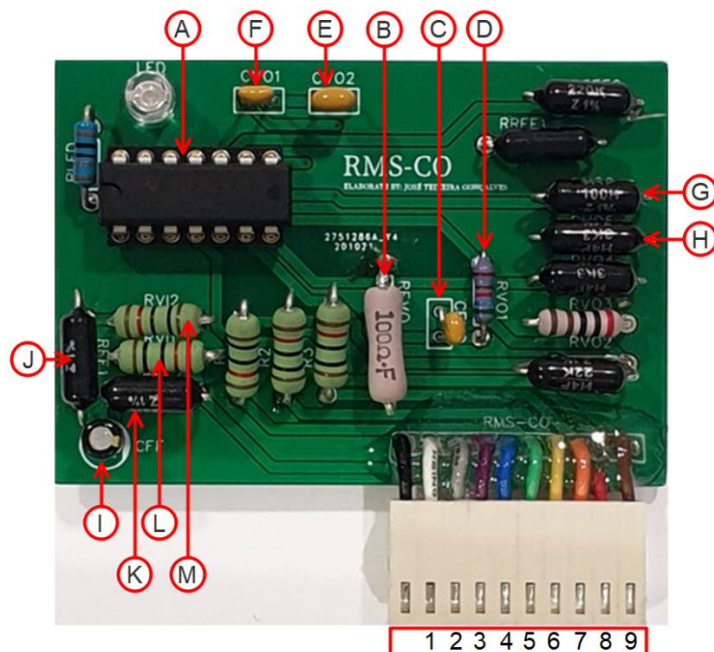


Figura 4.29 — Circuito de V_{ff} e V_o .

Tabela 4.14 — Componentes usados no circuito V_{ff} e V_o

#	Componentes	Nº Fabricante	Descrição	Quantidade
A	CI	LM324AN	14 Pinos / 12 V	1
Sensor de tensão V_o				
B	R_{MV}	MOS2CT52R1000F	100 Ω Resistência de carga do sensor V_o	1
C	CFV_o		15 nF - Filtro	1
D	RV_o		5,6 k Ω 1% 2 W	1
Compensador de tensão				
E	C_{ZV}	AR205C224K4R3347	220 nF	1
F	C_{P2V}	K223K15X7RF53H5G	22 nF	1
G	R_{ZV1}	H4P100KFZA	100 k Ω 1%	1
H	R_{P1V}	H4P3K3FZA	3,3 k Ω 1%	1
V_{ff} feed-forward				
I	C_{ff1}		3,3 μ F	1
J	R_{ff1}		50 k Ω 1%	1
K	R_{ff2}	H4P22KFZA	22 k Ω 1%	1
L	R_{a1}	SPR1CT52R1002F	10 k Ω	1
M	R_{a2}	SPR1CT52R1002F	10 k Ω	1

Tabela 4.15 — Característica dos pinos do circuito V_{ff} e V_o

Pino	Descrição	Característica	Entrada / Saída
1	Sinal de saída do compensador de tensão. Liga no Pino 1, do circuito do controlo.	Vcv (Parâmetro A)	Saída
2	Tensão de referência 7,5V	DC 7,5 V	Entrada
3	Sinal do sensor de tensão V_o	2,5 V (da Tensão V_o)	Entrada
4	Sinal de V_{ff} Liga no Pino 2 do circuito do controlo.	$V_{ff} = 1,4V$ à $4,5V$ V Parâmetro C	Saída
5	Sinal do sensor de tensão (transformador)	230 V / 6 V	Entrada
6	Sinal do sensor de tensão (transformador)	230 V / 6 V	Entrada
7	Sinal do sensor de tensão (transformador)	230 V / 6 V	Entrada
8	Alimentação	DC – 12 V	Entrada
9	Neutro	N	N

4.3.4.6 Circuito de Acionamento do MOSFET

O circuito utilizado para o acionamento do MOSFET de forma isolada é o CGD15SG00D2, apresentado na Figura 4.31. O mesmo foi desenvolvido para o acionamento de MOSFET de Carboreto de Silício (SiC). O circuito é alimentado com uma tensão de 12 V, e fornece um sinal PWM (de acordo com o sinal de entrada) para a porta do MOSFET, com amplitudes de

+15 V e -3,3 V. A constituição e o princípio de funcionamento do circuito de acionamento são apresentados na Figura 4.30 e Figura 4.31. Observa-se que o mesmo é constituído por três blocos, o CI opto-acoplador Si8261BCD (que permite o isolamento), o CI de acionamento da porta do MOSFET IXDDN609SI e o conversor DC-DC MEJ2D1209SC. Os dois primeiros blocos são alimentados pelo terceiro bloco que fornece uma tensão simétrica de +15 V / -3,3 V. A Figura 4.30, apresenta a disposição dos três blocos [90].

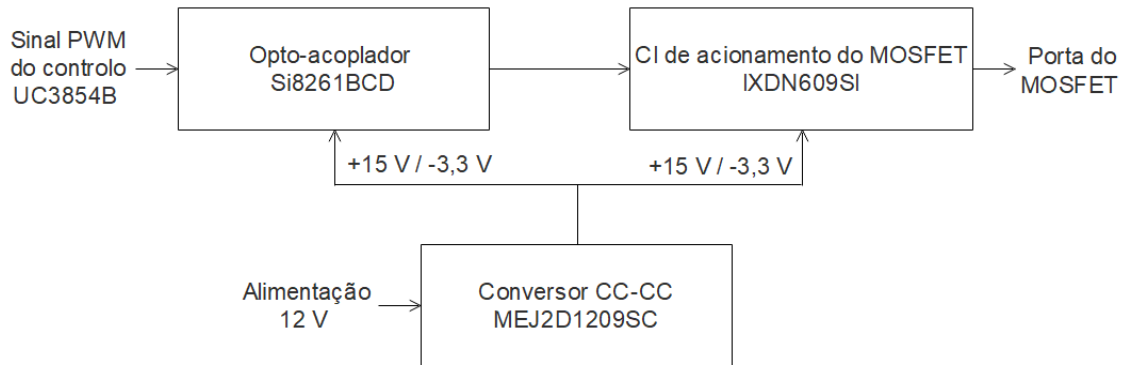


Figura 4.30 — Esquema em bloco do circuito de acionamento do MOSFET.

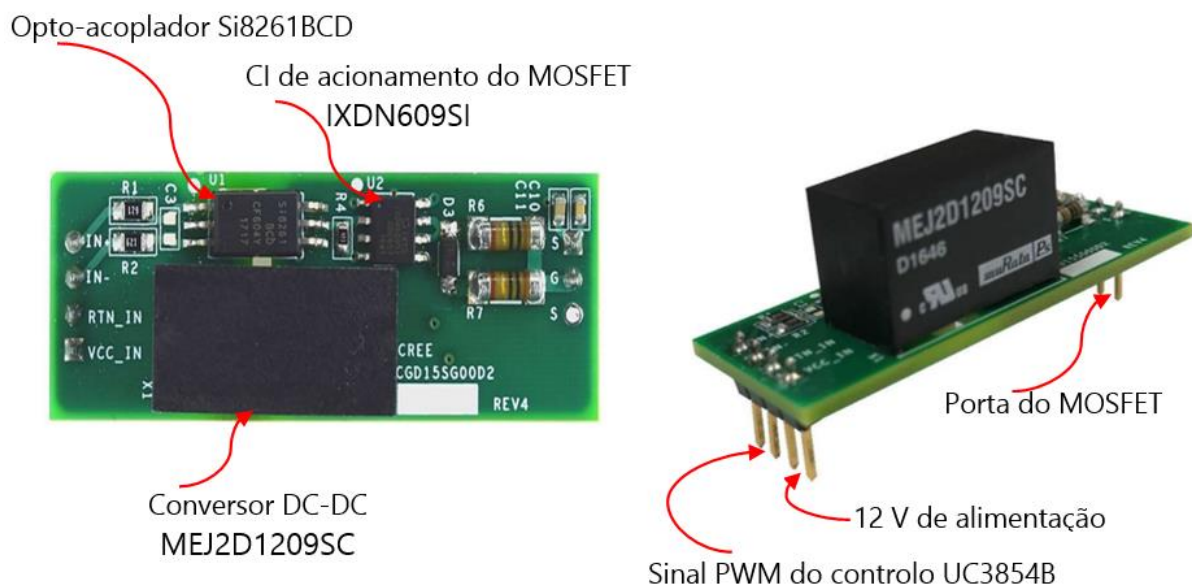


Figura 4.31 — Circuito de acionamento do MOSFET.

4.3.4.7 Implementação do Circuito de Interface

Para a implementação do circuito de interface, primeiramente foi desenvolvida a placa PCB, apresentada na Figura 4.32 (camada inferior) e Figura 4.33 (camada superior). Em seguida, foi realizada a implementação do circuito apresentado na Figura 4.34 e na Figura 4.35.

Na Figura 4.34 e na Figura 4.35 são apresentados os componentes e circuitos, e as respectivas indicações estão descritas na Tabela 4.16.

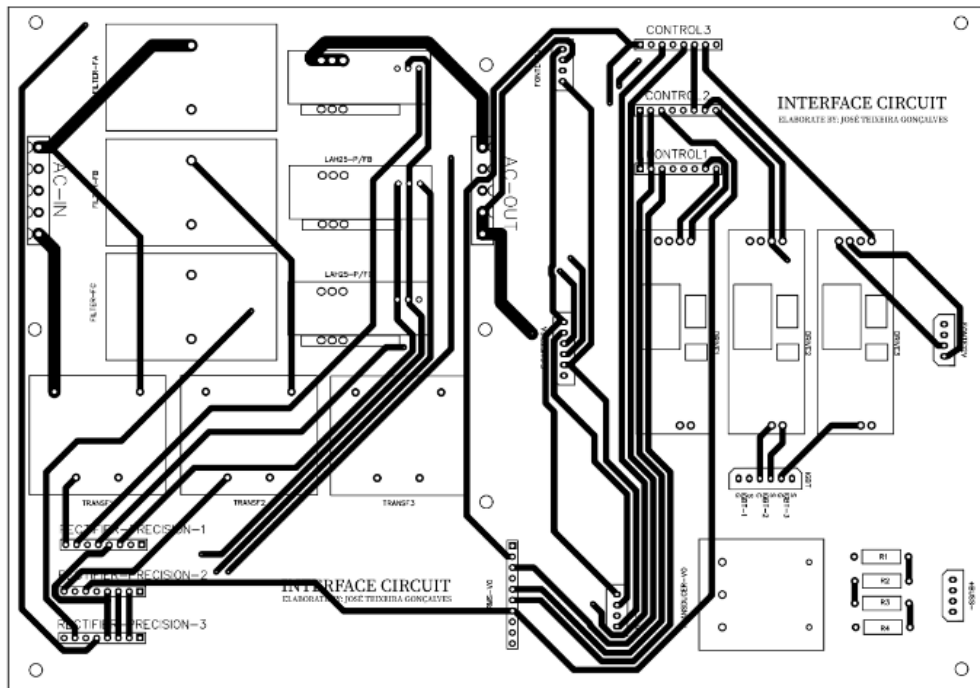


Figura 4.32 — Placa PCB da camada inferior do circuito de interface.

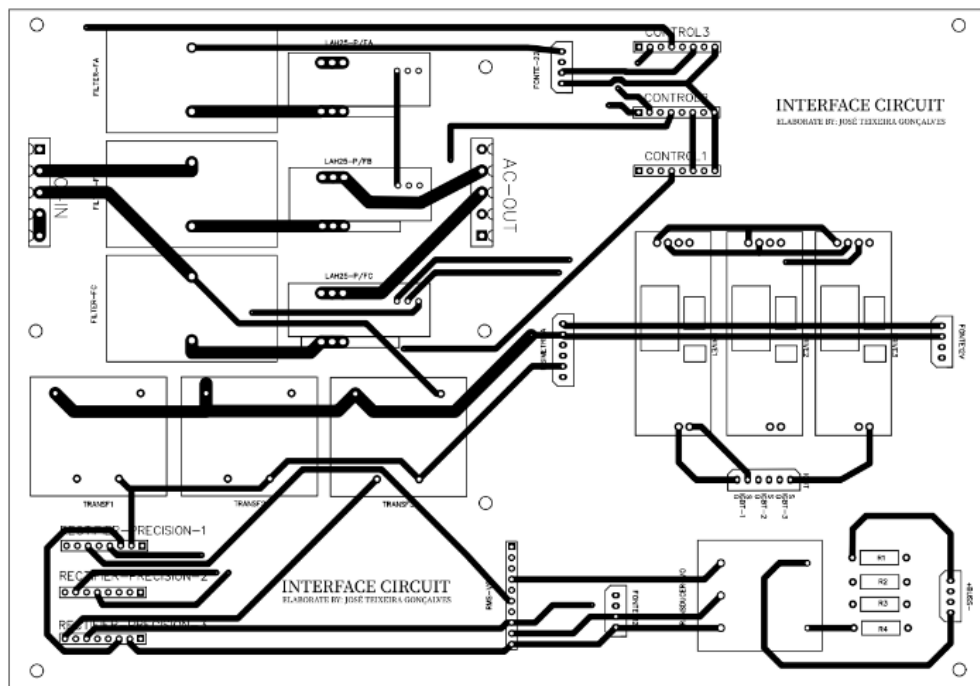


Figura 4.33 — Placa PCB da camada superior do circuito de interface.

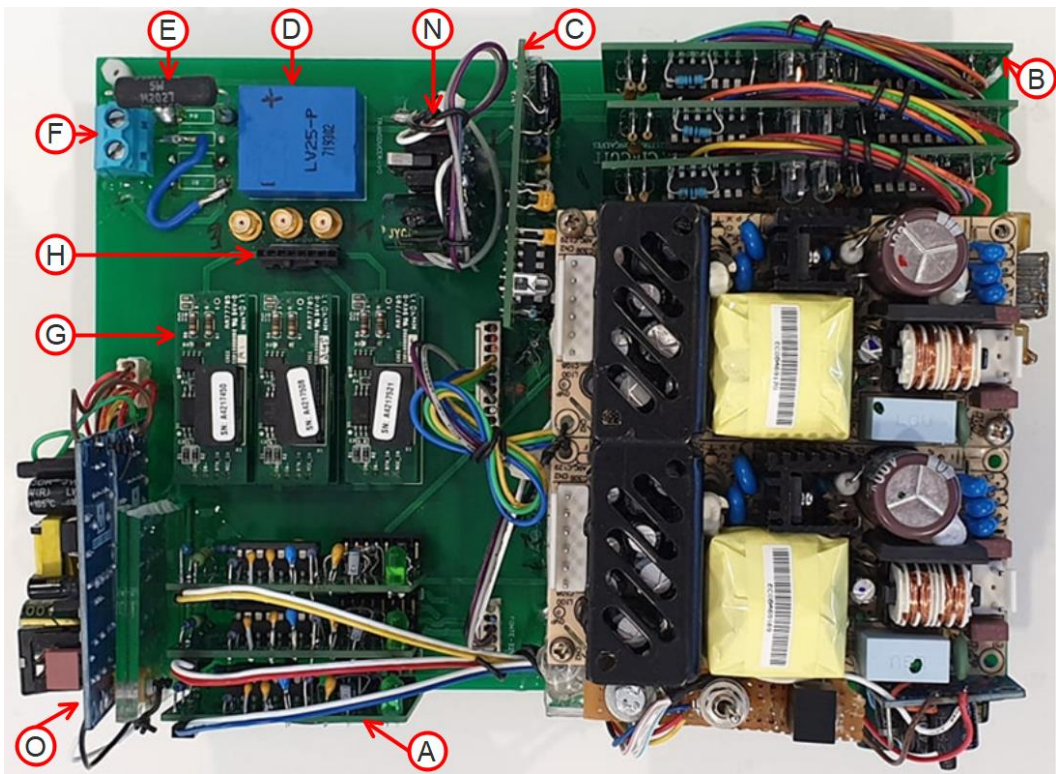


Figura 4.34 — Circuito de interface do protótipo na vista de cima.

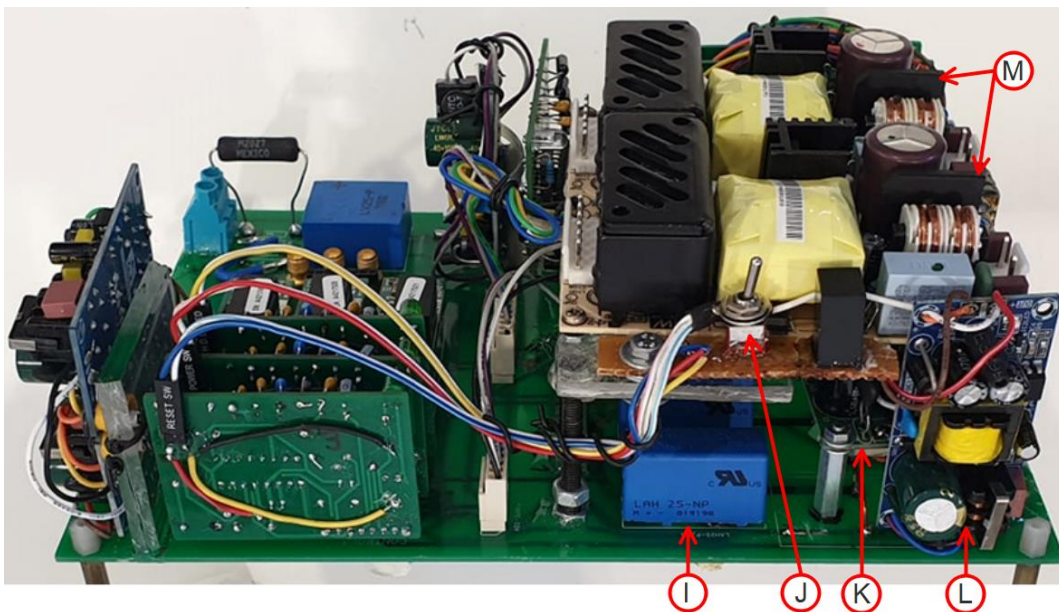


Figura 4.35 — Circuito de interface do protótipo na vista lateral.

Tabela 4.16 — Componentes usados no circuito de interface

#	Componentes	Nº Fabricante	Descrição	Quant.
A	Circuito do controlo			3
B	Retificador de precisão (RPV e RPI)			3
C	Circuito de V_{ff} e V_o			1
Sensor de tensão de saída				
D	Sensor de tensão V_o	LV 25-P	DC= 12 V	1
E	Resistor R_S	RS00539K00FE73	39 k Ω / 5 W	1
F	Terminal do V_o			1
Controlo				
G	Circuito de acionamento do MOS-FET	CGD15SG00D2	12 V / 15 V e -3,3 V	3
H	Terminal para os MOSFET			1
I	Sensor de corrente	LAH 25-NP	DC= -15 V + 15 V	3
J	Interruptor do controlo		Ligar / Desligar	1
Fontes de alimentação				
K	Fonte de alimentação, conversor Buck para o circuito do controlo	SN-PLF12B	DC= 21 V / 0,5 A	1
L	Conversor Buck para alimentação do Buffer no circuito do controlo	WX-DC1205	DC= 12 V / 1 A	1
M	Fonte chaveada simétrica, para o sensor de corrente, RPI e RPV.	RPT-60C	DC= -15 V + 15 V / 1,5 A	2
N	Conversor Buck para alimentação do circuito V_{ff} V_o	WX-DC1205	DC= 12 V / 1 A	1
O	Conversor Buck para alimentação do circuito de acionamento do MOSFET	WX-DC1205	DC= 12 V / 2 A	2

4.3.5 Circuito do Controlo

O circuito do controlo também segue a metodologia descrita no Capítulo 3. Portanto, trata-se do controlo de corrente média no modo de condução contínua (MCC). Para a implementação do circuito, foi necessário estudar e dimensionar os componentes. A metodologia do dimensionamento dos componentes é a mesma aplicada no subcapítulo 4.2.4.

4.3.5.1 Limitador de Corrente de Pico

De acordo com as recomendações do fabricante do UC3854BN, a proteção ocorre quando a tensão aplicada no pino 2 for menor que zero (mas é limitada a -0,3 V, normalmente com diodos *Schottky* de proteção) assim como a corrente limite de pico ($I_{limt.p}$) que percorre o

divisor de tensão (R_{pk1} e R_{pk2}) deve ser de aproximadamente 1 mA (0,9 mA é aplicado neste caso específico).

Assim, para determinar o divisor de tensão (R_{pk1} e R_{pk2}), sabendo que a tensão $V_{M.limt.p} = -3,39$ V (determinado anteriormente no sensor de corrente) e considerando (4.12) a resistência $R_{pk2} = 3,43$ k Ω . Neste caso, é aplicado um valor comercial de $R_{pk2} = 3,9$ k Ω indicado na Tabela 4.17.

Considerando (4.13) a resistência $R_{pk1} = 9,67$ k Ω . Neste caso, um valor de $R_{pk1} = 10$ k Ω é aplicado conforme o indicado na Tabela 4.17.

4.3.5.2 Resistência R_{AC}

No caso do sinal de tensão de referência programável (pino 6), é necessário implementar um limitador de corrente (R_{AC}) e é responsável por impor a forma da onda desejada. O valor da R_{AC} é determinado considerando a amplitude da tensão de entrada obtida do retificador de precisão de tensão $V_{f.ret.p.max}$. Assim, considerando (4.15), o valor da tensão $V_{f.ret.p.max} = 5,928$ V.

Considerando o valor da corrente na entrada do multiplicador, definido pelo fabricante do circuito, $I_{AC} = 250$ uA [16], e (4.16), a resistência deve ter o valor de $R_{AC} = 23,71$ k Ω . Para o protótipo foi aplicado um valor comercial de $R_{AC} = 24,3$ k Ω apresentado na Tabela 4.17.

4.3.5.3 Limitador de Potência

O CI UC3854BN pode ser configurado para limitar a potência de cada módulo (neste caso específico, 1000 W), através da resistência R_{MO} . Para isso, é necessário determinar a corrente máxima obtida na saída do multiplicador (I_{MO}), cujo valor corresponderá à corrente limite de pico $I_{f.p.lim}$.

Considerando (4.19), a tensão $V_{f.md.min} = 3,559$ V (tensão média mínima fornecida do RPI), sabendo que a tensão de saturação é $V_{SA} = 6$ V e considerando (4.20), a corrente máxima na saída do multiplicador $I_{MO.max} = 300$ uA.

A corrente limite de pico $I_{f.lim.p}$ é dado por:

$$I_{f.lim.p} = \sqrt{2} \frac{P_{o1}}{\eta V_{f.ef}} \quad (4.38)$$

$$I_{f.lim.p} = 10,3 \text{ A}$$

Então a resistência R_{mo} é dado por:

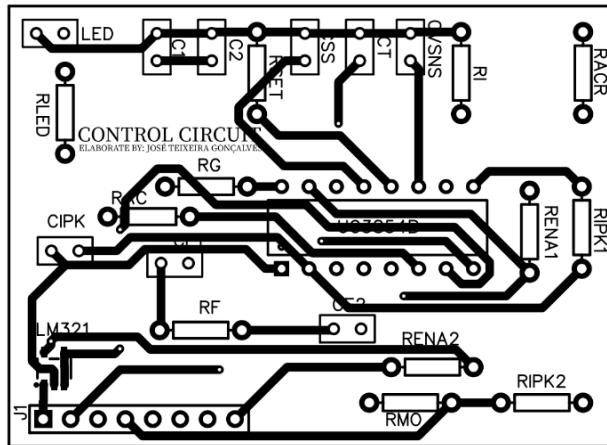


Figura 4.37 — Placas PCB da camada superior do circuito do controlo.

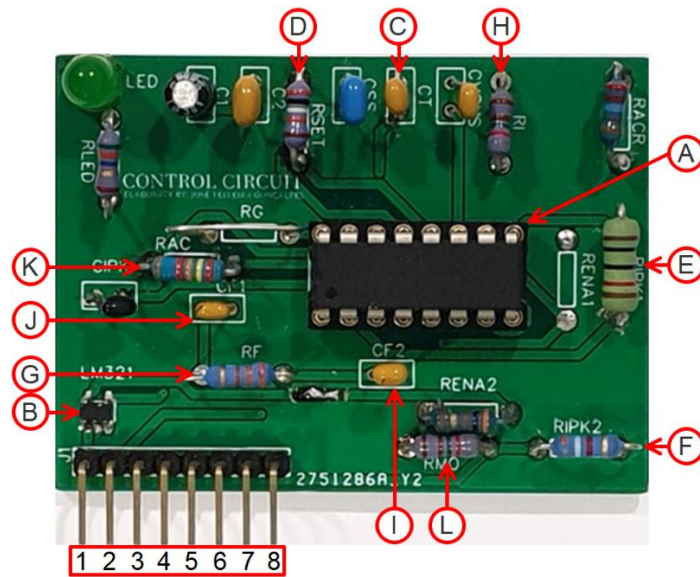


Figura 4.38 — Circuito do controlo.

Tabela 4.17 — Componentes usados no circuito do controle

#	Componentes	Nº Fabricante	Descrição	Quantidade
A	CI - Controle	UC3854BN	16 Pinos / 21V	3-1/módulo
B	CI - Buffer	LM321MF	5 Pinos / 12V	3-1/módulo
Frequência de comutação				
C	CT	C317C201J5G5TA7301	0,2 nF	3-1/módulo
D	Rset		309 kΩ	3-1/módulo
Limitador de corrente de pico				
E	R _{pk1}	SPR1CT52R1002F	10 kΩ	3-1/módulo
F	R _{pk2}	ROX05SJ3K9	3,9 kΩ	3-1/módulo
Compensador de corrente				
G	R _{Zi.1}	ROX05SJ33K	33 kΩ	3-1/módulo
H	R _{P1i.1}		8,2 kΩ	3-1/módulo
I	C _{Zi.1}	C315C621FAG5TA	620 pF	3-1/módulo
J	C _{P2i1}	C315C620JCG5TA	62 pF	3-1/módulo
K	R _{AC}		24,3 kΩ	3-1/módulo
L	R _{mo}		8,2 kΩ	3-1/módulo

Tabela 4.18 — Característica dos pinos do circuito do controle

Pino	Descrição	Característica	Entrada / Saída
1	Sinal de tensão, do compensador de tensão para o buffer. De seguida o UC3854B	V _{cv} (Parâmetro A)	Entrada
2	Sinal de tensão de <i>feed-forward</i>	V _{ff} = 1,4V à 4,5V V Parâmetro C	Entrada
3	Sinal de tensão de referência programável, obtida do retificador de precisão	Parâmetro B	Entrada
4	Sinal do sensor de corrente. Obtida do retificador de precisão. Liga ao pino 5 do UC3854BN por meio do R _{MO} . Também liga ao limitador de corrente de pico	Polaridade negativa	Entrada
5	Tensão de referência	V _{ref} = 7,5V	Saída
6	Tensão de alimentação do UC3854B	DC= 21V	Entrada
7	Sinal do controle PWM	PWM = 15V e -3V	Saída
8	Neutro	N	N

4.3.6 Implementação do Retificador Trifásico Modular

Após o desenvolvimento e implementação do circuito de potência, do circuito de interface e do circuito do controlo, foi implementado o circuito geral do retificador trifásico modular com conversor Boost e PFC, apresentado na Figura 4.39. Assim, os testes foram posteriormente realizados e os resultados obtidos, apresentados no capítulo 5.

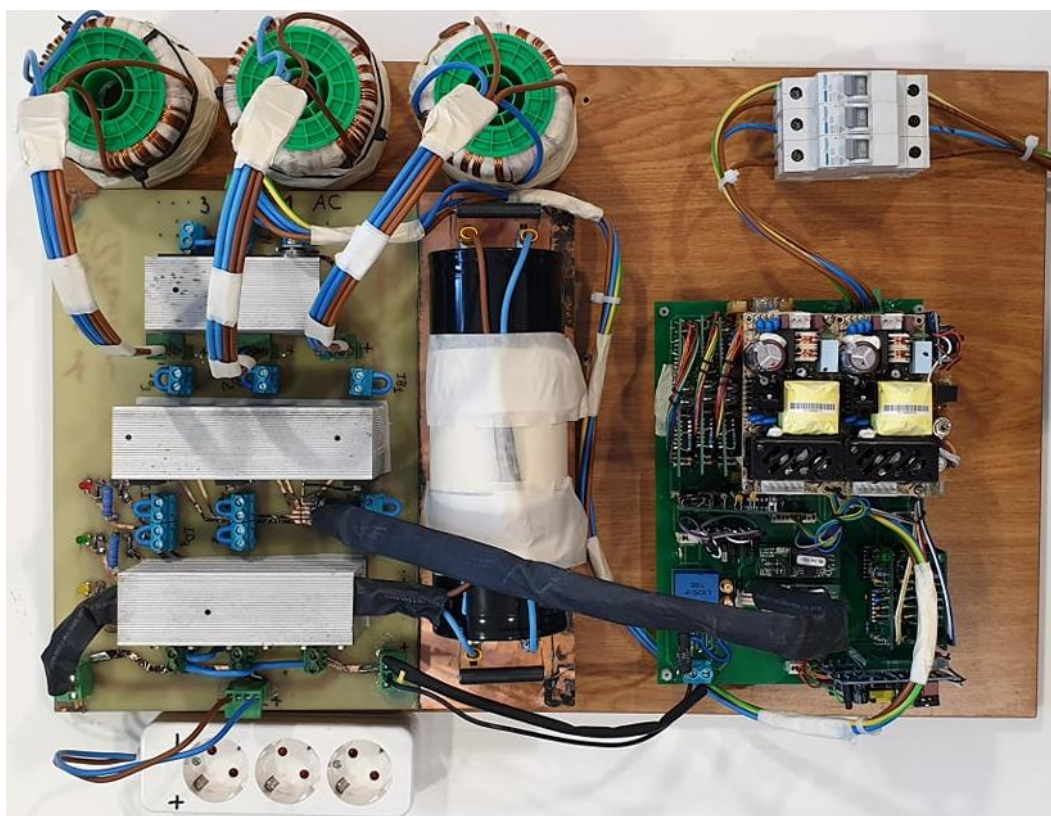


Figura 4.39 — Apresentação completa do protótipo.

4.4 Conclusão

O capítulo apresenta a implementação do retificador proposto. Primeiramente foi apresentada a implementação por simulação do RTH com conversor Boost, e em seguida foi apresentada a implementação do protótipo do retificador trifásico modular, que corresponde ao retificador 2 do RTH proposto.

No caso da implementação do RTH por simulação, foi executado no software PSIM. O mesmo foi realizado por três circuitos de acordo com a metodologia proposta, sendo o circuito de potência, o circuito de interface e o circuito do controlo. De acordo com o dimensionamento dos componentes e dos circuitos desenvolvidos, a simulação decorreu corretamente, o que permitiu obter os resultados esperados.

No caso da implementação pelo protótipo, também foi realizado o modelo do retificador 2 no RTH. Constatou-se que foram desenvolvidos e construídos os circuitos de potência, o circuito de interface e o circuito de controle. Para isso, os indutores acoplados de sentido discordante por meio de núcleo de pó de ferro e fios de cobre esmaltado, sendo que o mesmo mostrou-se viável e com boas características elétrica e física. Outros componentes importantes também se mostraram viáveis na implementação, sendo o UC3854B, os sensores de corrente e tensão, o circuito de acionamento do MOSFET, o condensador, etc. Em resumo, o protótipo apresentado se comporta como esperado e previsto, e foi possível realizar testes repetitivos e obter os mesmos resultados esperados.

RESULTADOS E DISCUSSÃO

Este capítulo apresenta os resultados de simulação executado no software PSIM, referente ao RTH com conversor Boost proposto, em seguida são apresentados os resultados experimentais do protótipo desenvolvido para validar o retificador trifásico modular com conversor Boost e PFC.

5.1 Resultados da Simulação

Os resultados obtidos por simulação permitem a análise dos parâmetros de entrada e saída do retificador. Os parâmetros de entrada são analisados considerando os valores das correntes, tensões, a transformada rápida de Fourier (FFT), fator de potência (PF) e distorção harmônica total (THD). No caso dos parâmetros de saída, são analisados os valores das correntes e tensões. Também são analisados outros parâmetros, como os parâmetros do conversor Boost, do circuito de interface, do desempenho do retificador e a distribuição de potência.

5.1.1 Parâmetros de Entrada do Retificador

O protótipo do RTH proposto é alimentado com uma tensão de linha de 380 V, desfasada em 120 graus, o que representa uma tensão de fase de 220 V, apresentado na Figura 5.1.

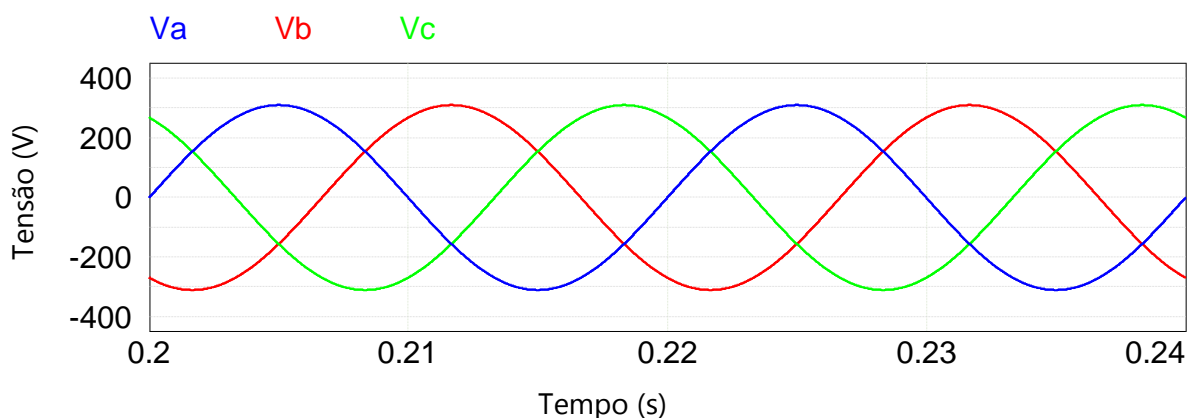


Figura 5.1 — Tensão de entrada nas três fases do retificador.

Analisando as correntes de entrada no retificador proposto, apresentadas na Figura 5.2, nota-se que foi obtida uma forma da onda sinusoidal em cada fase, com valores de pico de corrente de 42,9 A, e desfasadas em 120 graus. Isso indica que as correntes estão sendo retificadas por cada módulo retificador de forma independente e correspondem ao sistema trifásico [3,4].

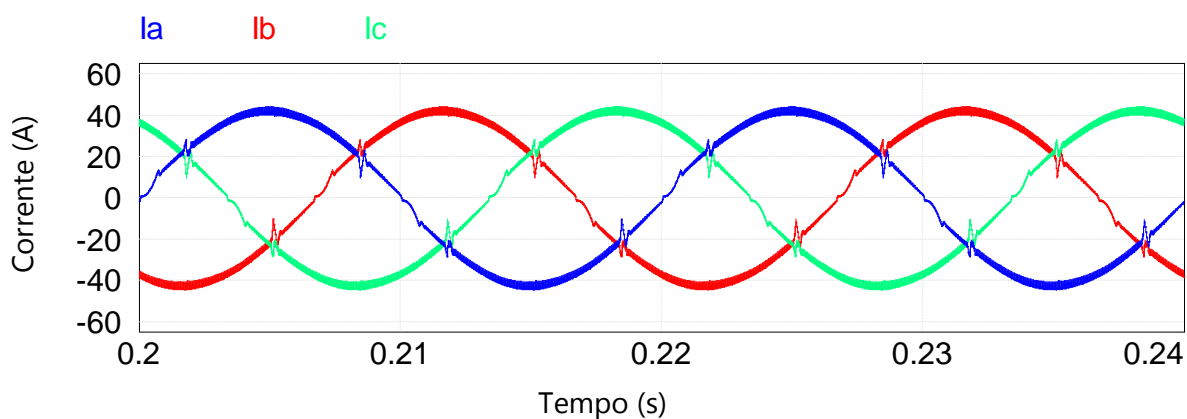


Figura 5.2 — Corrente de entrada nas três fases do retificador.

A PFC com o sistema do controlo proposto foi alcançado e isso pode ser visto na forma da onda sinusoidal da corrente e no desfasamento com a respetiva tensão, em cada fase [3]. Na Figura 5.3, são apresentadas a tensão e a corrente para cada fase do retificador (a escala da forma da onda de corrente em relação à tensão foi separada e aumentada para permitir melhor visualização). Observe que em cada fase, a forma da onda de corrente apresenta a mesma forma da onda da tensão (está em fase com a tensão), o que permitiu obter um PF de 99,92% e uma THD de 3,96%, indicados na Tabela 5.1. Os valores nos permitem concluir que o retificador proposto opera abaixo dos limites recomendados pelas normas internacionais (THD=5%), nomeadamente a IEEE 519 e IEC61000-3-2 / IEC61000-3-4, o que garante a qualidade da rede elétrica utilizando o retificador proposto.

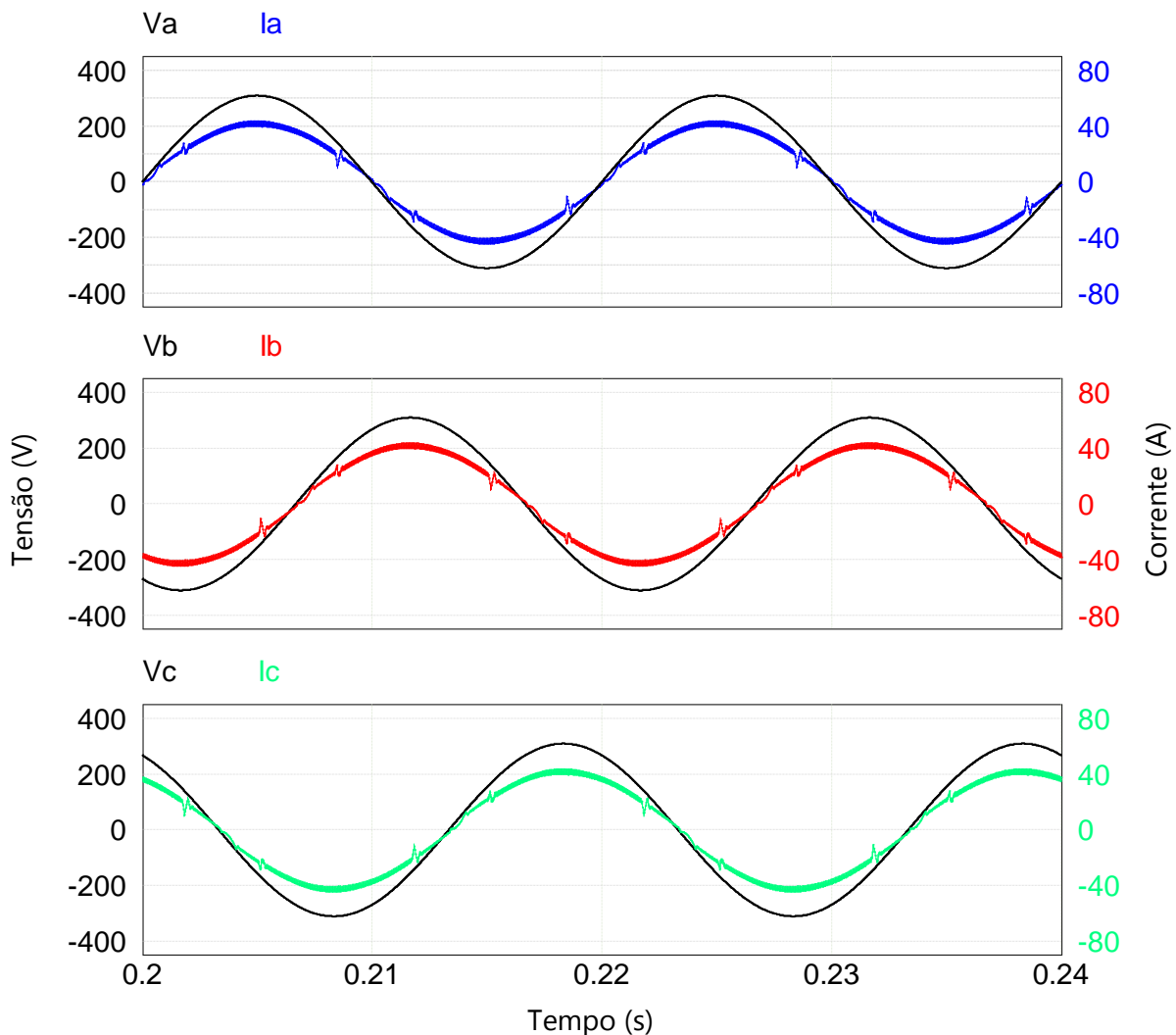


Figura 5.3 — Tensão e corrente na fase a (V_a , I_a), fase b (V_b , I_b), e fase c (V_c , I_c).

A Tabela 5.1, apresenta as correntes eficazes I_{ef} por fase do retificador, bem como a potência aparente e a potência ativa. Assim, a potência aparente S total é de 20 kVA. O fator de potência PF é de 99,92%, e a potência ativa P total é de 19,94 kW.

Tabela 5.1 — Distribuição de potência, PF e THD, em cada fase do retificador proposto

Grandeza	V_{ef} (V)	I_{ef} (A)	S (kVA)	P (kW)	PF (%)	THD (%)
F_a	220	30,33	6,653	6,648	99,92	3,96
F_b	220	30,32	6,649	6,643	99,92	3,96
F_c	220	30,33	6,654	6,649	99,92	3,96

Como o RTH é constituído por dois retificadores (retificador 1 e retificador 2), nota-se que o valor de pico da corrente obtida na entrada do RTH tem um valor na ordem de 43 A por fase. O valor é constituído pelo valor de pico da corrente do retificador 1 de 21,5 A e o

valor de pico da corrente do retificador 2 de 21,5 A. Isso leva à conclusão de que a distribuição da corrente de pico entre os retificadores é de 50 % [3,18], apresentada na Figura 5.4. As formas da onda de corrente na fase a do retificador híbrido, apresentadas na Figura 5.4, foram as esperadas, ou seja, o retificador 1 gerou uma forma da onda retangular (la1) e o retificador 2 gerou uma forma da onda (la2) tal que, somando as duas formas de onda, foi obtida uma sinusoidal na fase do RTH (la).

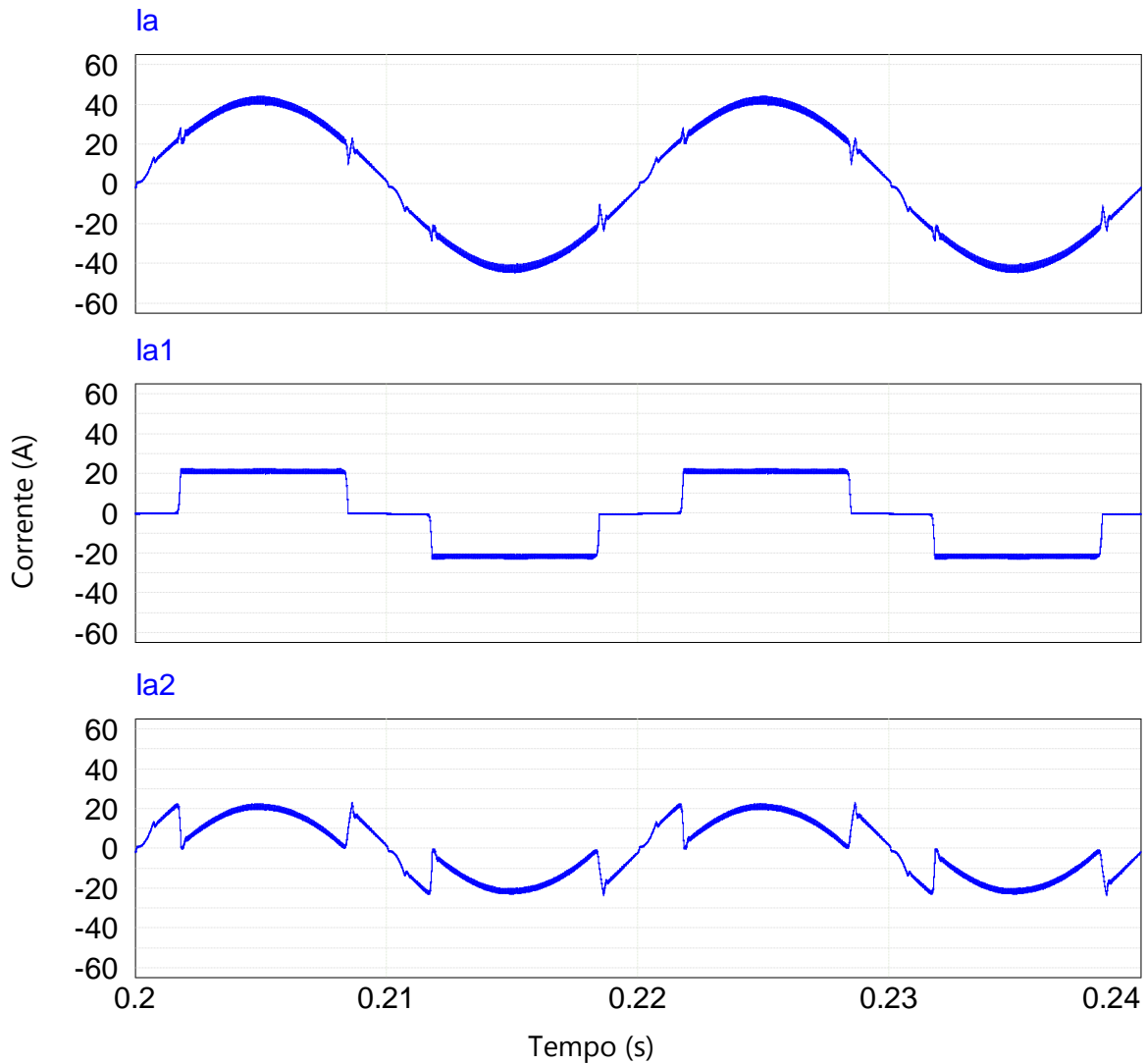


Figura 5.4 — Forma da onda de corrente na fase a, do retificador híbrido (la), do retificador 1 (la1) e do retificador 2 (la2).

Através da frequência de comutação de valor de 50 kHz do conversor Boost em cada módulo do retificador, a forma da onda de corrente de entrada no retificador proposto apresenta uma ondulação de corrente. Essa ondulação de corrente está representada na Figura 5.5 (referente à fase a), representando uma ondulação de aproximadamente 3 A. Há uma deformação no formato de ondulação de corrente, isso se deve ao fato de ser uma onda

obtido pela soma de duas ondas de corrente (retificador 1 e retificador 2), que não são sincronizadas, apresentando assim uma pequena defasagem, apresentada na Figura 5.6. É importante realçar que isso não afeta o funcionamento do RTH.

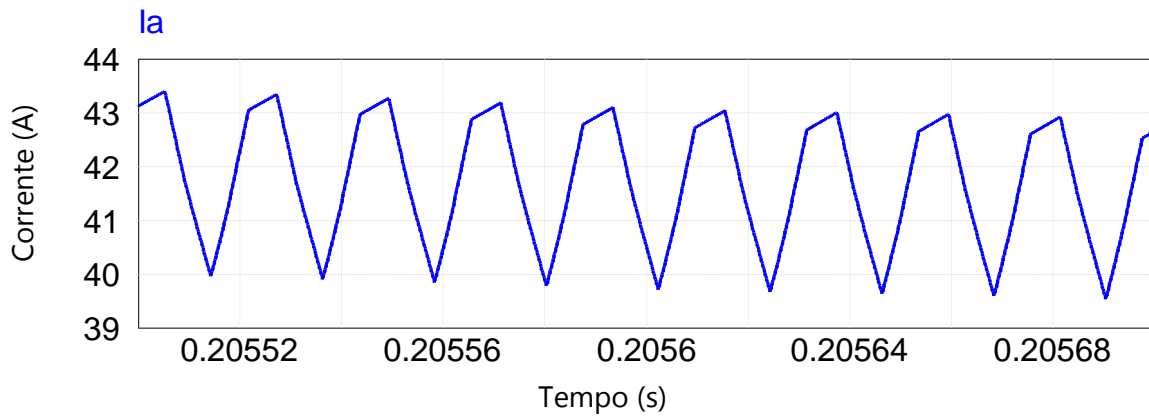


Figura 5.5 — Ondulação de corrente de entrada na fase a, do retificador híbrido.

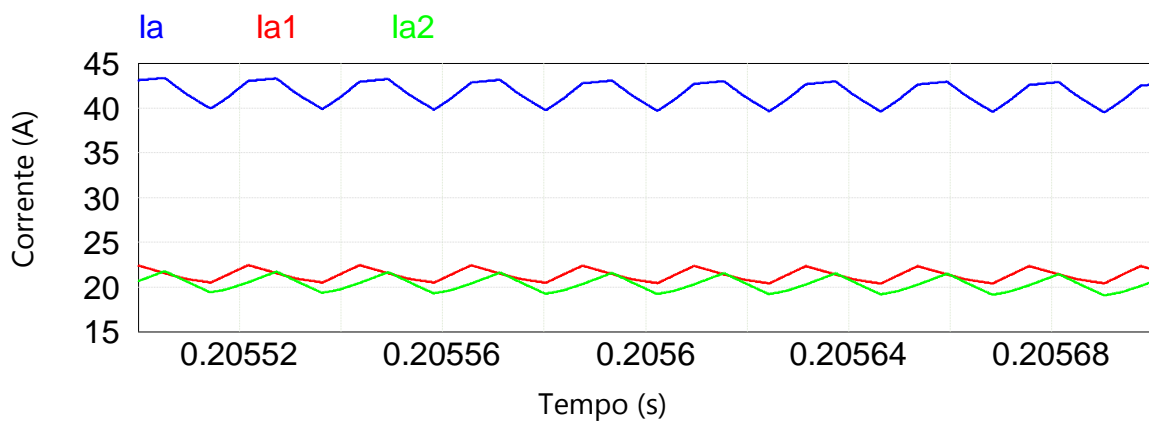


Figura 5.6 — Ondulação de corrente de entrada na fase a, do retificador híbrido (I_a); do retificador 1 (I_{a1}) e do retificador 2 (I_{a2}).

Para observar as frequências que compõem as formas da onda das três correntes obtidas, foi aplicada a Transformada Rápida de Fourier (em inglês *Fast Fourier Transform*, FFT) apresentada na Figura 5.7. Observa-se que as correntes são basicamente compostas apenas pela frequência fundamental de valor de 50 Hz. A análise apresenta a frequência fundamental e algumas harmônicas com valores baixo que podem ser desprezados.

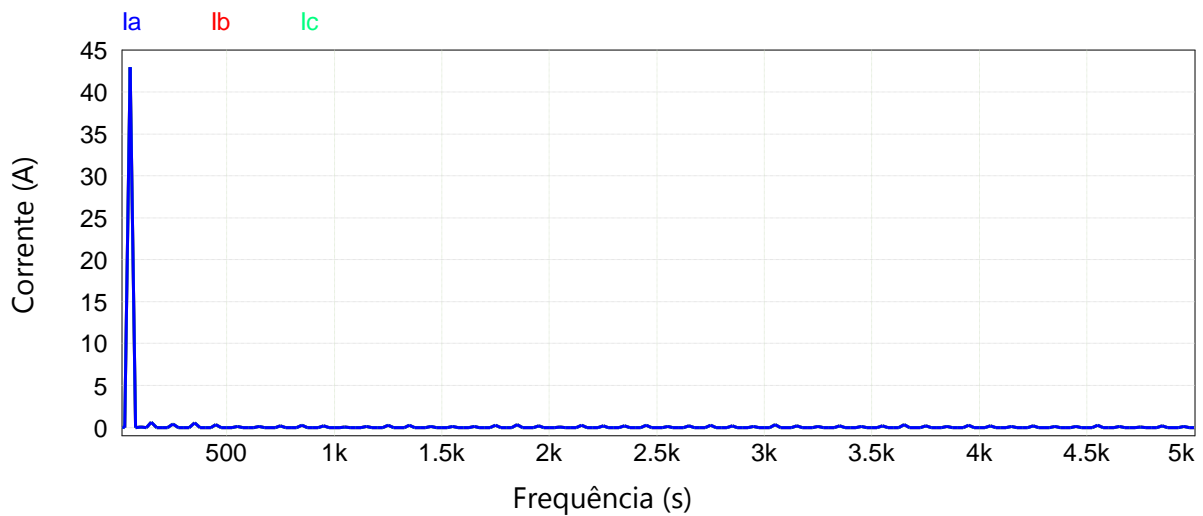


Figura 5.7 — Representação da Transformada rápida de Fourier.

5.1.2 Parâmetros do Conversor Boost

Para o conversor Boost do retificador 1 e retificador 2, são analisadas as correntes e tensões do indutor Boost, do IGBT e do diodo Boost.

5.1.2.1 Indutor Boost

Na Figura 5.8 é apresentada a forma da onda de corrente do indutor no retificador 1, enquanto na Figura 5.9 é apresentada a ondulação da corrente do mesmo indutor, onde se observa uma ondulação de aproximadamente 1,5 A. Observa-se também que a mesma forma da onda, Figura 5.9 é semelhante à forma da onda de corrente do indutor apresentada na Figura 3.18 (capítulo 3, modelação).

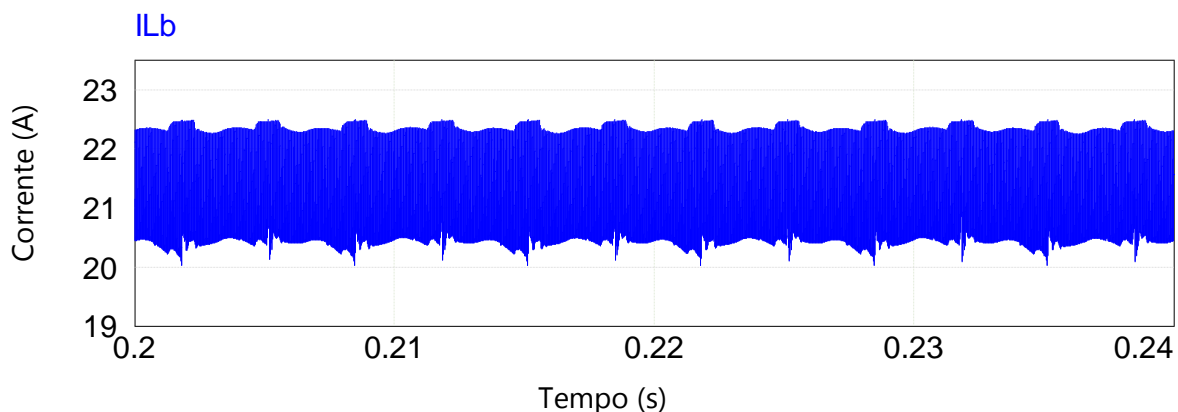


Figura 5.8 — Corrente no Indutor Boost do retificador 1.

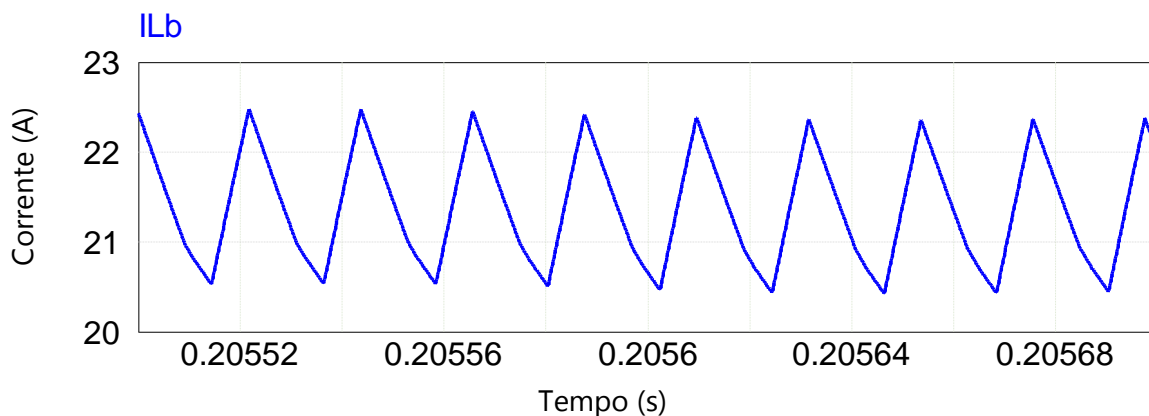


Figura 5.9 — Ondulação da corrente no Indutor Boost do retificador 1.

No caso da forma da onda de corrente do indutor no retificador 2 apresentada na Figura 5.10, trata-se de uma forma da onda retificada por um módulo (valor de pico da corrente de 21,5 A), que, quando somada à forma da onda retangular (retificador 1), a forma da onda sinusoidal retificada é obtida [3,18].

Observa-se que no início de cada semiciclo há uma pequena perturbação, conhecida como distorção de cúspide [77] apresentada na Figura 5.10. A distorção de cúspide acontece quando a tensão de entrada AC cruza o 0 V. Neste momento há pouco valor de tensão aplicado ao indutor, então quando o interruptor entra em condução a taxa de variação disponível é muito baixa e o valor da corrente de entrada não atinge o valor desejado por um curto período. Esse período de tempo em que a corrente não atinge o valor desejado é uma função do valor do indutor, significa que quanto menor o valor do indutor, melhor o rastreamento e menor a distorção cúspide, mas em compensação apresentará maior ondulação de corrente [77].

Na Figura 5.11, é apresentada a ondulação da mesma forma da onda de corrente do indutor no retificador 2, onde é observada uma ondulação de aproximadamente 2 A.

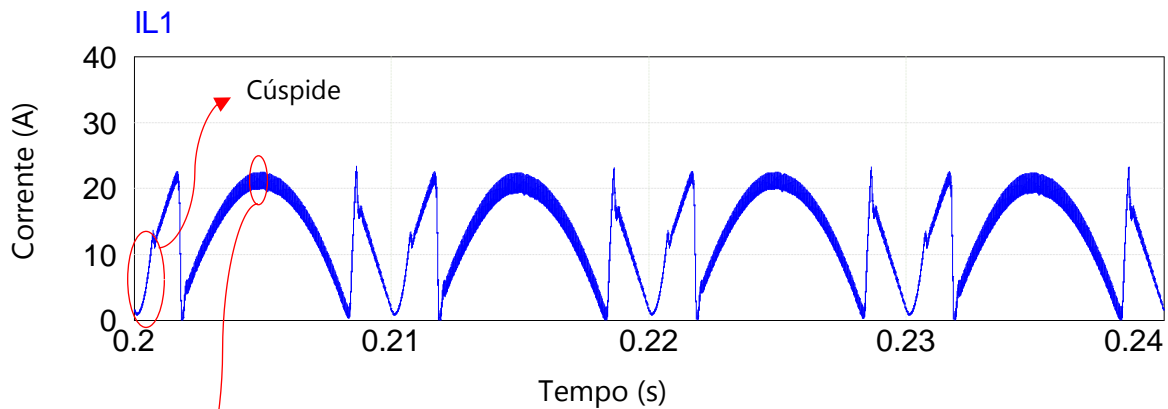


Figura 5.10 — Corrente no Indutor Boost do retificador 2.

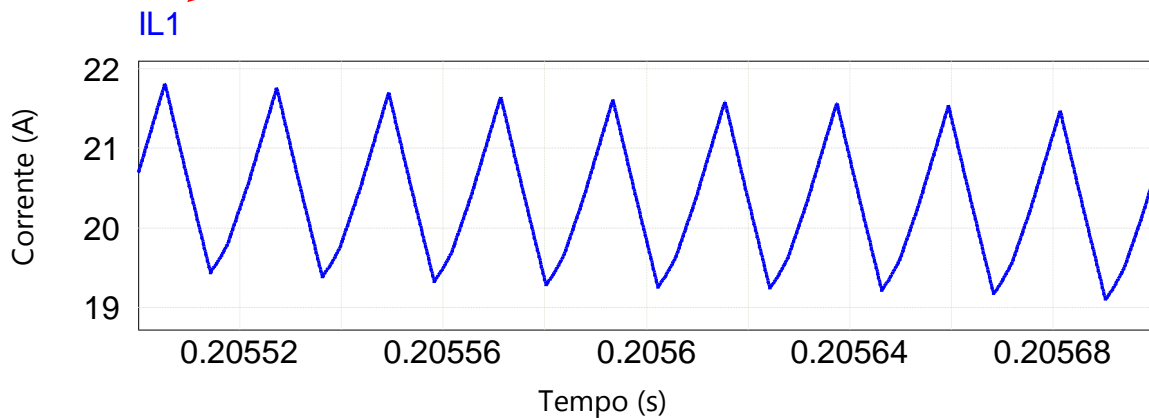


Figura 5.11 — Ondulação da corrente no Indutor Boost do retificador 2.

5.1.2.2 IGBT

O valor da tensão aplicada ao IGBT é constante de 760 V. Na Figura 5.12, é apresentada a forma da onda de corrente do IGBT, nota-se que para cada período de comutação o estado de magnetização começa com uma corrente mínima de 20,5 A e aumenta até 22 A.

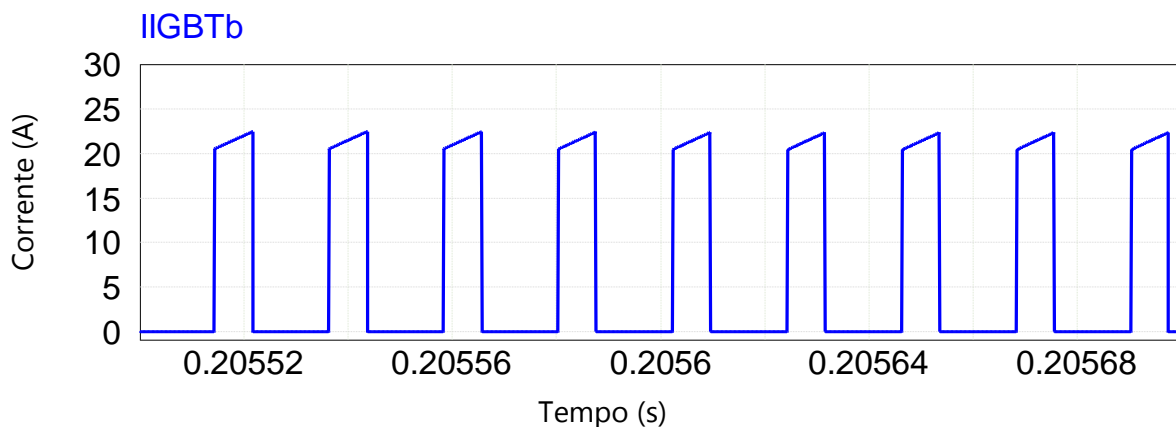


Figura 5.12 — Corrente do IGBT do Boost no retificador 1 (em maior escala).

No caso de tensão e corrente aplicado ao interruptor de comutação (IGBT) do retificador 2, é apresentado na Figura 5.13 a corrente que percorre através do IGBT (apenas um módulo do retificador 2). Neste caso, a tensão aplicada ao IGBT também apresenta um valor constante de 760V, o que permite a ligação paralela entre os retificadores. A corrente que percorre pelo IGBT tem esta forma (toda a área preenchida) pois é constituído por vários pulsos (estado de magnetização e desmagnetização) dependendo da frequência de comutação, também apresenta uma corrente máxima de 21,5 A. Para melhor compreensão, é apresentada na Figura 5.14 a forma da onda de corrente do IGBT, nota-se que para cada período de comutação o estado de magnetização inicia com uma corrente mínima de 19,5 A e vai subindo até uma corrente máxima de 21,5 A, e de seguida entra no estado de desmagnetização. Neste caso da Figura 5.14, o estado de magnetização apresenta um período maior em relação ao estado de magnetização do retificador 1 (Figura 5.12), isso porque a corrente do indutor neste módulo do retificador 2 é menor que no Boost do retificador 1, e por tanto o estado de magnetização demora mais tempo para o indutor ter energia suficiente.

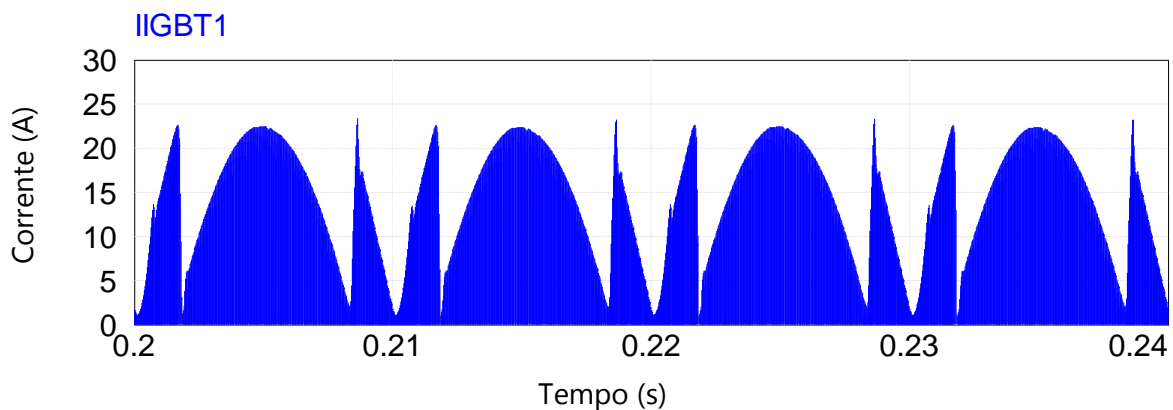


Figura 5.13 — Corrente no IGBT do Boost no retificador 2.

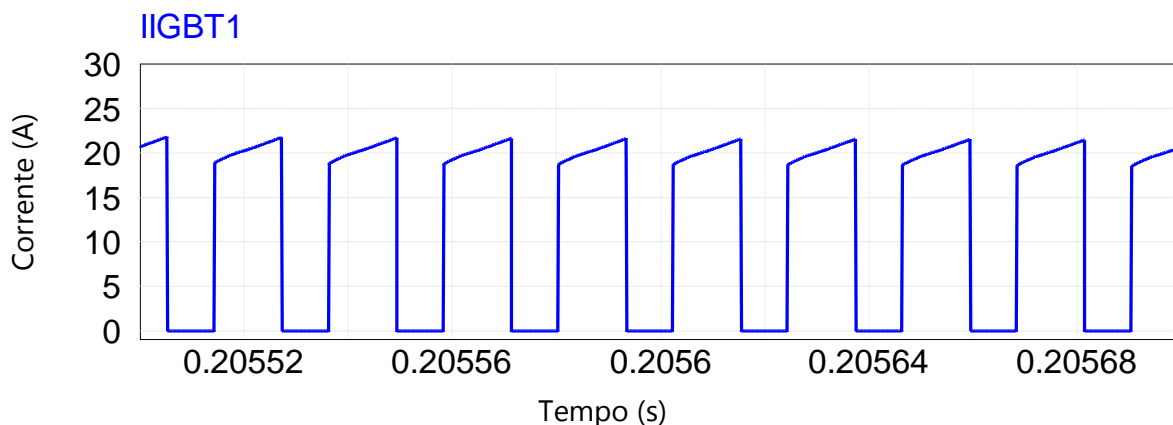


Figura 5.14 — Corrente do IGBT do Boost no retificador 2 (em maior escala).

5.1.2.3 Díodo Boost

No caso do díodo Boost, é interessante observar as correntes. Observa-se que a corrente de saída que percorre pelo díodo Boost do retificador 1 apresenta um valor máximo de aproximadamente 22 A, o que significa que o díodo implementado deve suportar a corrente. Para a mesma corrente, é apresentado na Figura 5.15 os estados de condução do díodo Boost, tendo, dentro de um período, uma corrente máxima de 22 A e uma mínima de 20,5 A.

No caso da corrente que percorre pelo díodo Boost do retificado 2, é apresentada na Figura 5.16 (para o primeiro módulo) a forma da onda esperada. Para o período de condução e corte do díodo Boost, é apresentada na Figura 5.17 a forma da onda que o percorre. Neste caso a corrente máxima é de 22 A e a mínima é 19 A.

Observando o período de condução do díodo Boost do retificador 2 (Figura 5.17), apresenta um período menor que o díodo Boost do retificador 1 (Figura 5.15), isso porque o indutor Boost do retificador 1 possui maior energia que o indutor Boost de apenas um módulo do retificador 2. Observe que neste caso ocorre o inverso, do que aconteceu no estado de magnetização do IGBT do retificador 1 e retificador 2.

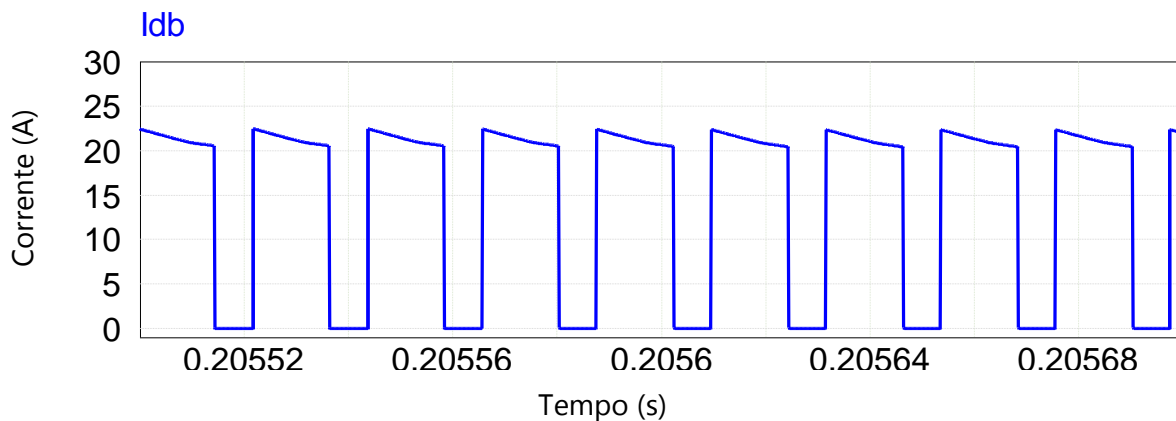


Figura 5.15 — Corrente no díodo Boost do retificador 1 (em maior escala).

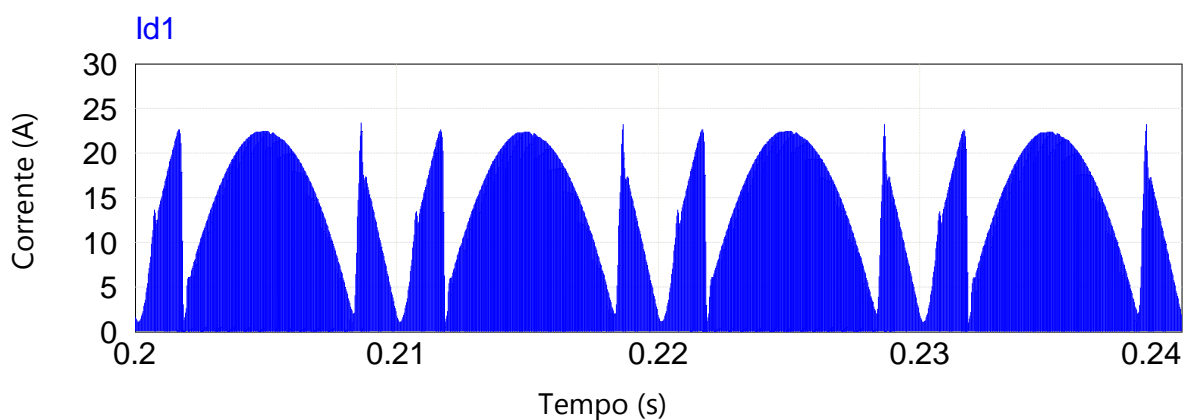


Figura 5.16 — Corrente no Diodo Boost do retificador 2.

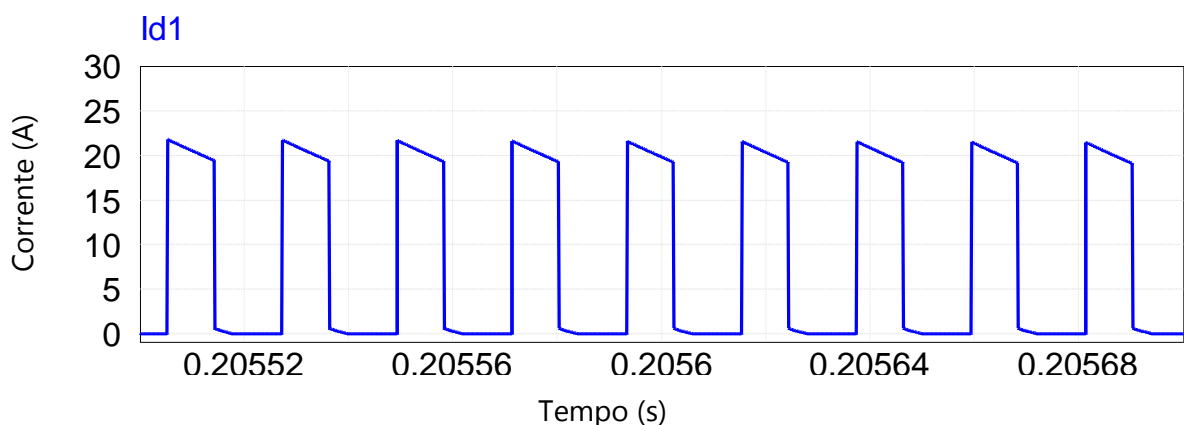


Figura 5.17 — Corrente no diodo Boost do retificador 2 (em maior escala).

5.1.3 Parâmetros de Saída do Retificador

Observando o comportamento da tensão e o valor médio da corrente de saída do retificador trifásico híbrido proposto, na Figura 5.18, o intervalo transitório para ambas das grandezas é semelhante. Observa-se que no início do período transitório, a tensão de saída sobe para um valor de 875 V, e se ajusta a 760 V em 0,1 s. O valor médio da corrente de saída também tem comportamento semelhante, atingindo um valor de pico de 30 A e de seguida (após 0,1 s) estabiliza para um valor de 26,3 A.

No caso da ondulação da tensão de saída, apresenta um valor muito baixo e praticamente desprezível, apresentado na Figura 5.19, pois o condensador de saída foi dimensionado pelo critério de *hold-up time* [3].

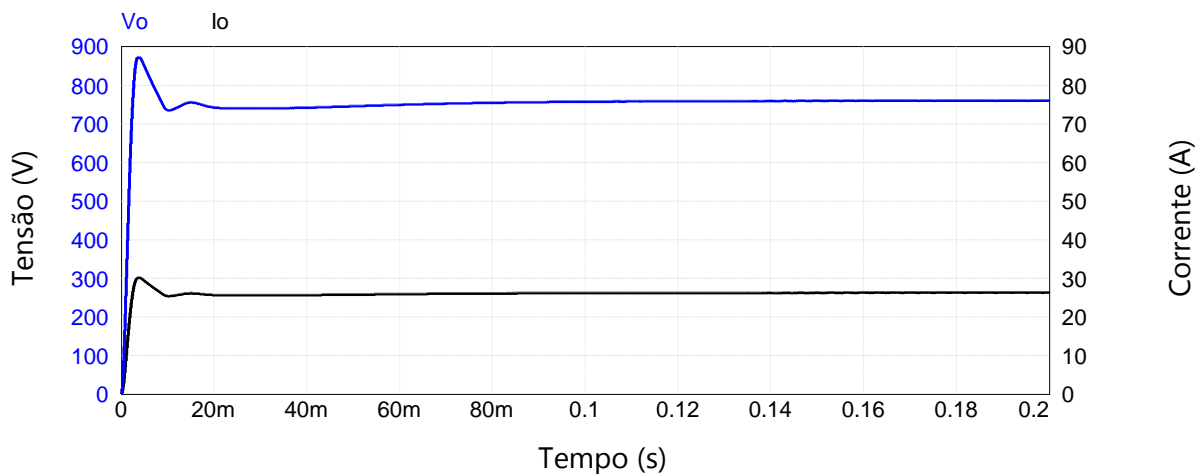


Figura 5.18 — Período transitório da tensão e corrente de saída do retificador híbrido.

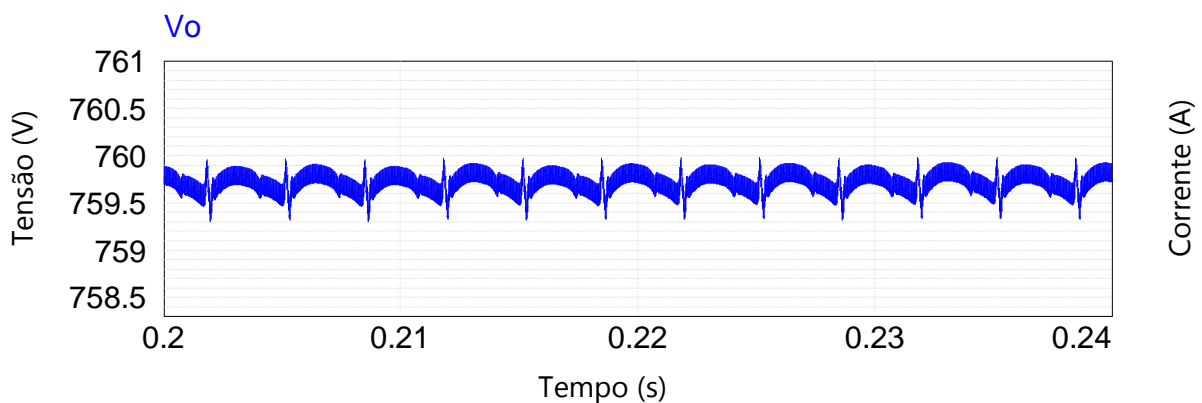


Figura 5.19 — Ondulação da tensão de saída

5.1.4 Parâmetros da Interface e Controlo

Nesta subsecção, são monitoradas a tensão de saída do retificador de precisão de tensão (RPV), e do retificador de precisão de corrente (RPI). Também são analisadas as tensões que controlam o limite de corrente de pico no circuito do controlo UC3854B através do valor da tensão injetada no pino 2 PKLM.

5.1.4.1 Tensão de Saída do RPV e RPI

O RPV e RPI são os circuitos que retificam o sinal de tensão de entrada em cada fase (obtido pelo sensor de tensão) e também retificam a corrente de entrada (obtido do sensor de corrente). Assim, como saída do RPV temos a tensão de referência programável apresentada na Figura 5.20, e como saída do RPI temos o sinal de corrente de entrada do retificador, apresentado na Figura 5.20. Neste caso, o sinal de referência programável é utilizado para controlar o retificador 2 (Pino 6) para que o mesmo imponha as formas da onda desejada (sinusoi-

dal). O mesmo sinal é também usado no somador de tensão para gerar o sinal V_{ff} do *feed-forward* e também é usado para gerar a tensão de referência programável do controlo do retificador 1 $V_{ref.b}$ de 7,5 V, apresentado na Figura 5.21.

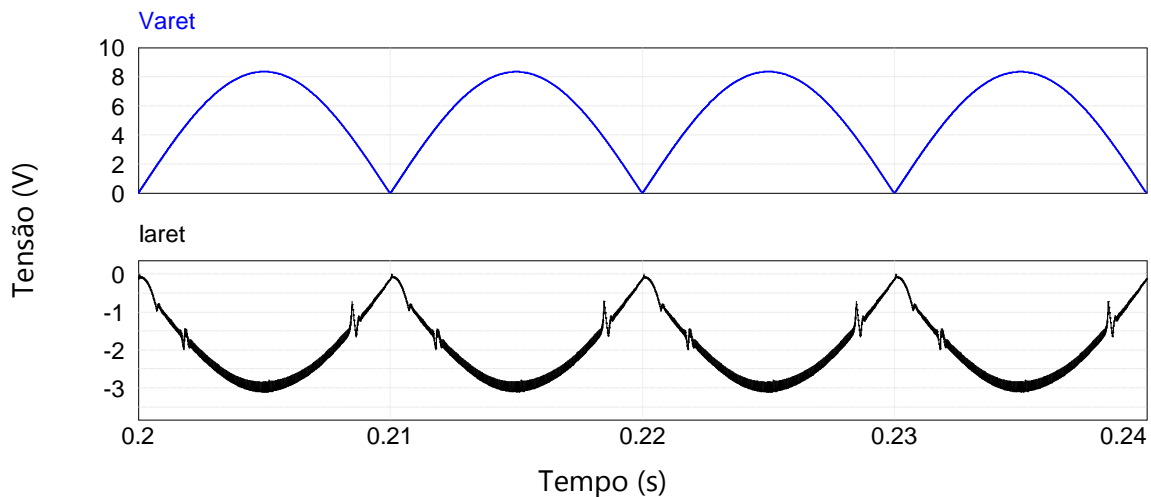


Figura 5.20 — Sinal de saída no retificador de precisão de tensão e corrente.

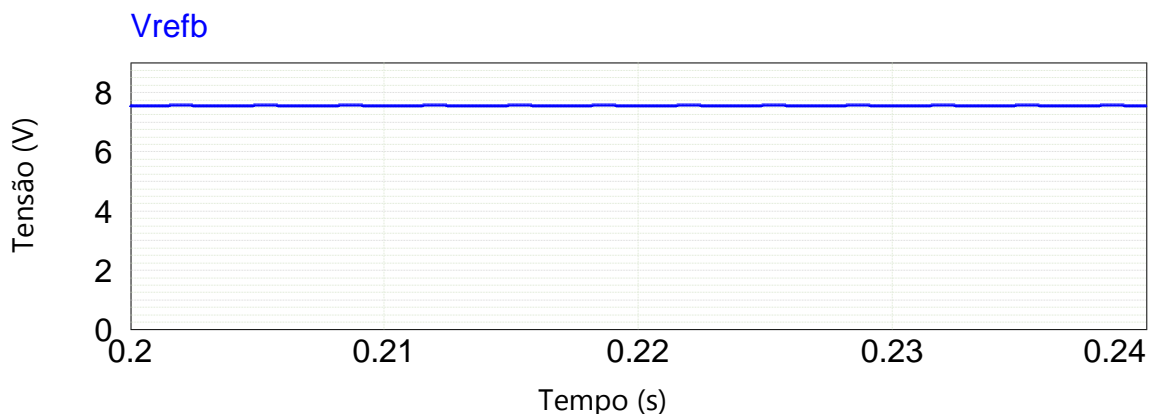


Figura 5.21 — Tensão de referência programável do retificador 1.

5.1.4.2 Tensão do Pino 2 (UC3854B), do Limitador de Corrente de Pico

A Figura 5.22 apresenta as tensões do pino 2 do CI do retificador 1 e do retificador 2 (apenas um módulo), que são utilizados como limitador de corrente de pico. Na Figura 5.22, a tensão injetada no pino 2 está muito próximo de atingir o valor limite de zero volt, significando que o retificador 1 e o retificador 2 estão operando próximo ao limite de corrente de pico. No caso específico se a carga aumenta, o sinal passa do ponto zero e o controlo de proteção atua, alterando o sinal PWM de forma a diminuir a tensão de saída, mantendo assim a potência máxima fornecida de 20 kW (é um procedimento inadequado e deve ser evitado).

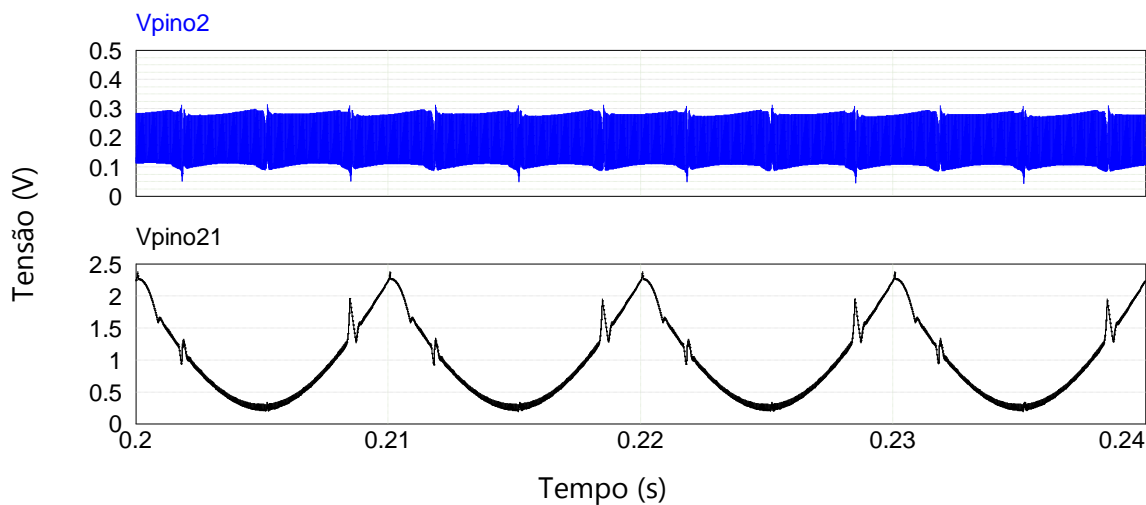


Figura 5.22 — Sinal de tensão para o pino 2 no retificador 1 e em um módulo do retificador 2, respectivamente.

5.1.5 Desempenho do Retificador

A fim de verificar o comportamento dinâmico das malhas do controle, foi realizado um teste de variação de carga do valor nominal (100%) para 50%. A princípio o sistema funciona com 100% da carga, no período de 0,55 s a carga baixa para 50%, e posteriormente (após 0,1 s) em 0,65 s a carga é aumentada em 100%. O teste permitiu observar o comportamento dinâmico na entrada do retificador, e o comportamento dinâmico na saída do retificador.

Comportamento dinâmico na entrada do retificador: analisando a Figura 5.23 observa-se que, quando o período inicia em 0,55 s, a corrente diminui em amplitude e o sistema do controle atua fazendo de modo que em aproximadamente 0,57 s a corrente se estabiliza, então o período de 0,65 s em que 100%, é ativado, observa-se que a corrente sobe suavemente até atingir o valor da corrente nominal em aproximadamente 0,675 s. Para melhor detalhe, a Figura 5.24 apresenta as formas da onda de corrente em apenas uma fase do retificador híbrido, retificador 1 e retificador 2, e o mesmo comportamento foi observado. Verificou-se também que a variação da carga afetou o retificador 1 e o retificador 2 em igual proporção.

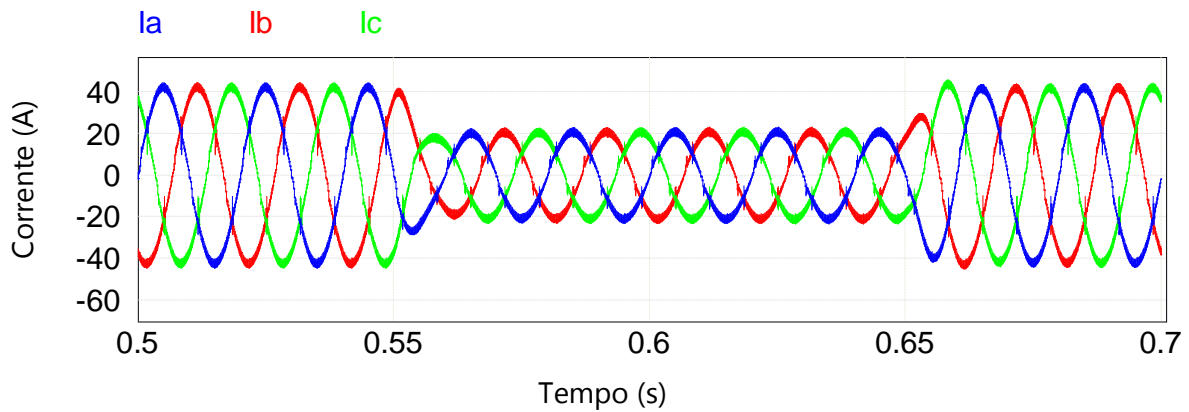


Figura 5.23 — Correntes de entrada com variação de 50% da carga.

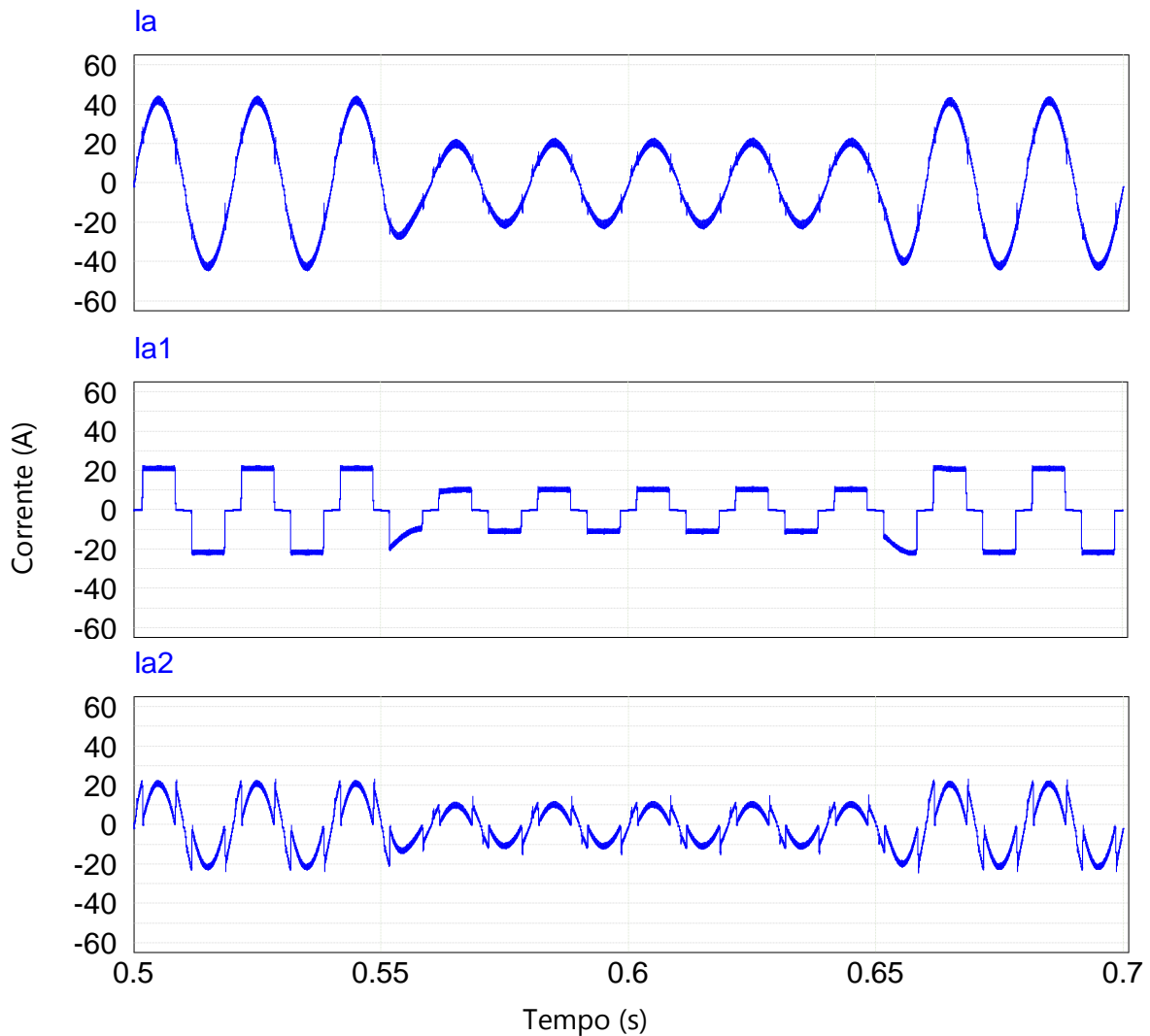


Figura 5.24 — Correntes de entrada na fase a, com variação de 50% da carga. i_a) Do retificador híbrido. i_{a1}) Do retificador 1. i_{a2}) Do retificador 2.

Comportamento dinâmico na saída do retificador: analisando a corrente e a tensão apresentada na Figura 5.25 e na Figura 5.26 respectivamente, observa-se que a princípio existe

uma corrente nominal de 26,31 A e uma tensão de 760 V. No instante (0,55 s) em que a carga baixa para 50%, a corrente baixa de valor e se estabiliza em 0,6 s para um valor de 13,15 A, neste mesmo instante de 0,5 s há um aumento súbito da tensão de saída, atingindo um valor máximo de 790 V em 0,565 s e estabiliza para 760 V em 0,625 s. De seguida a carga passa para 100% em 0,65 s neste caso a corrente apresenta uma pequena ondulação e estabiliza com 26,31 A em 0,68 s, pois a tensão teve uma queda brusca atingindo um valor de 728 V (apresentou assim o mesmo comportamento da tensão no período de redução da carga de 50%). Observe que a tensão de saída demora mais tempo para se estabilizar, isso de deve ao alto valor do condensador de saída.

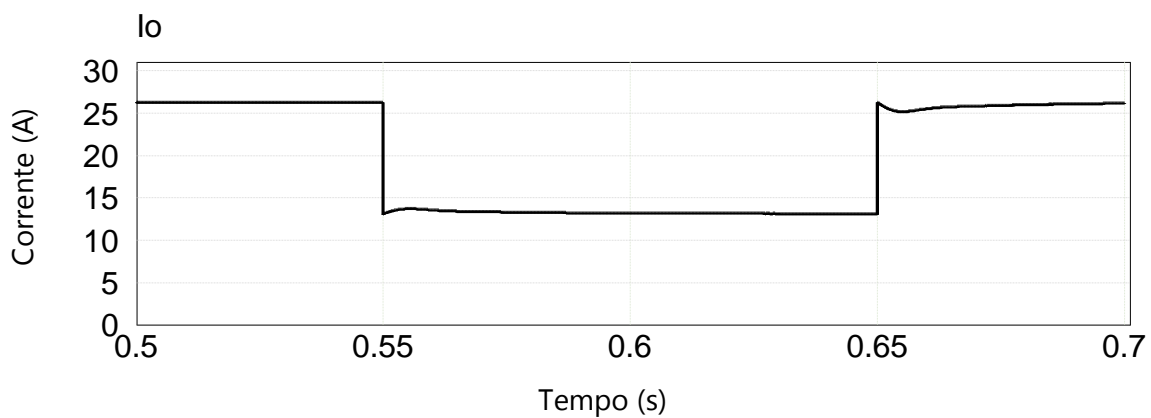


Figura 5.25 — Corrente de saída do retificador híbrido com variação de 50% da carga.

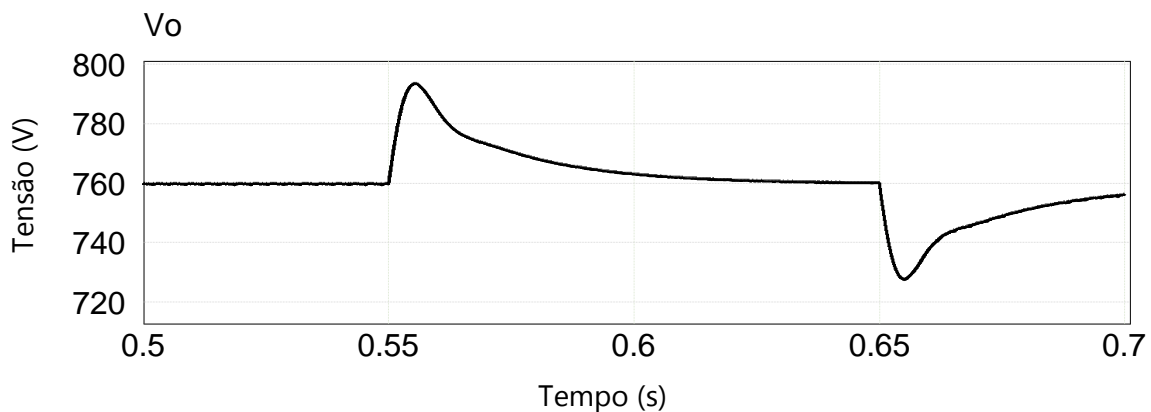


Figura 5.26 — Tensão de saída do retificador híbrido com variação de 50% da carga.

5.1.6 Distribuição de Potência

Para uma análise detalhada da distribuição de potência, a Tabela 5.2 apresenta a distribuição de potência em cada fase do retificador 1 e retificador 2. Nota-se que, no total, a distribuição de potência entre o retificador 1 e o retificador 2 foi muito próxima da calculada em Capítulo 3, que pode considerado como tendo dado os mesmos valores de distribuição de potência

de 55,1% no retificador 1 e 44,9% no retificador 2 [3]. Assim, provando que a simulação do retificador híbrido proposto funciona com a distribuição correta.

Tabela 5.2 — Distribuição de potência do RTHU

Grandeza	P(kW)-R1	P(kW)-R2	P(kW)-RH	P(%)-R1	P(%)-R2
F_a	3,639	3,009	6,648	54,74	45,26
F_b	3,640	3,008	6,648	54,75	45,25
F_c	3,640	3,009	6,649	54,75	45,25
Total	10,92	9,03	19,95	54,75	45,28

No Capítulo 3, foi descrito o circuito implementado para limitar o nível de corrente entre o retificador 1 e o retificador 2, apresentado na Figura 4.8. Note que variando a resistência R_{GCV} varia o ganho do amplificador e consequentemente varia o nível de corrente. Neste caso, para variar o nível de corrente do retificador 1, deve-se variar a resistência R_{GCV1} do próprio circuito. Para variar o nível de corrente do retificador 2, a resistência R_{GCV2} do próprio circuito deve ser variada. Observe que variando o nível de corrente de um retificador, consequentemente o outro retificador também varia, a fim de compensar e manter a potência total.

No caso de distribuição correta de potência, o valor de $R_{GCV1} = 5 \text{ k}\Omega$, indicado (destacado em cores) na Tabela 5.3.

Para comprovar o funcionamento foram elaborados dois testes, alterando o valor do R_{GCV1} . O primeiro teste foi com $R_{GCV1} = 3 \text{ k}\Omega$, e o segundo teste foi com $R_{GCV1} = 8 \text{ k}\Omega$.

Para $R_{GCV1} = 3 \text{ k}\Omega$ nota-se que a corrente do retificador 1 baixou de nível e consequentemente o retificador 2 aumentou de nível [18], conforme apresentado na Figura 5.27. Nota-se também que a forma da onda sinusoidal possui maior qualidade e consequentemente melhor o PF e a THDi, indicado na Tabela 5.3.

No segundo teste, o $R_{GCV1} = 8 \text{ k}\Omega$, nota-se que houve um aumento na corrente do retificador 1, e consequentemente baixou a corrente do retificador 2 [18], conforme apresenta a Figura 5.28. Nota-se também que a forma da onda de corrente de entrada do RTH foi deformada e consequentemente piorou o PF e a THDi [18], indicados na Tabela 5.3.

Observe que neste teste apenas variou-se a resistência R_{GCV1} . Observou-se também que variando a resistência R_{GCV2} (do retificador 2) na mesma proporção da resistência R_{GCV1} , o comportamento das correntes é similar ao apresentado na Figura 5.27 e Figura 5.28.

Tabela 5.3 — Distribuição de potência.

R_{GCV1} (k Ω)	P (kW)-R1	P (kW)-R2	P (kW)-RH	P (%) -R1	PF (%)	THDi (%)
3	5,96	13,98	19,94	29,89	99,93	3,45
5	10,92	9,02	19,94	54,75	99,92	3,96
8	15,21	4,73	19,94	76,28	99,68	7,97

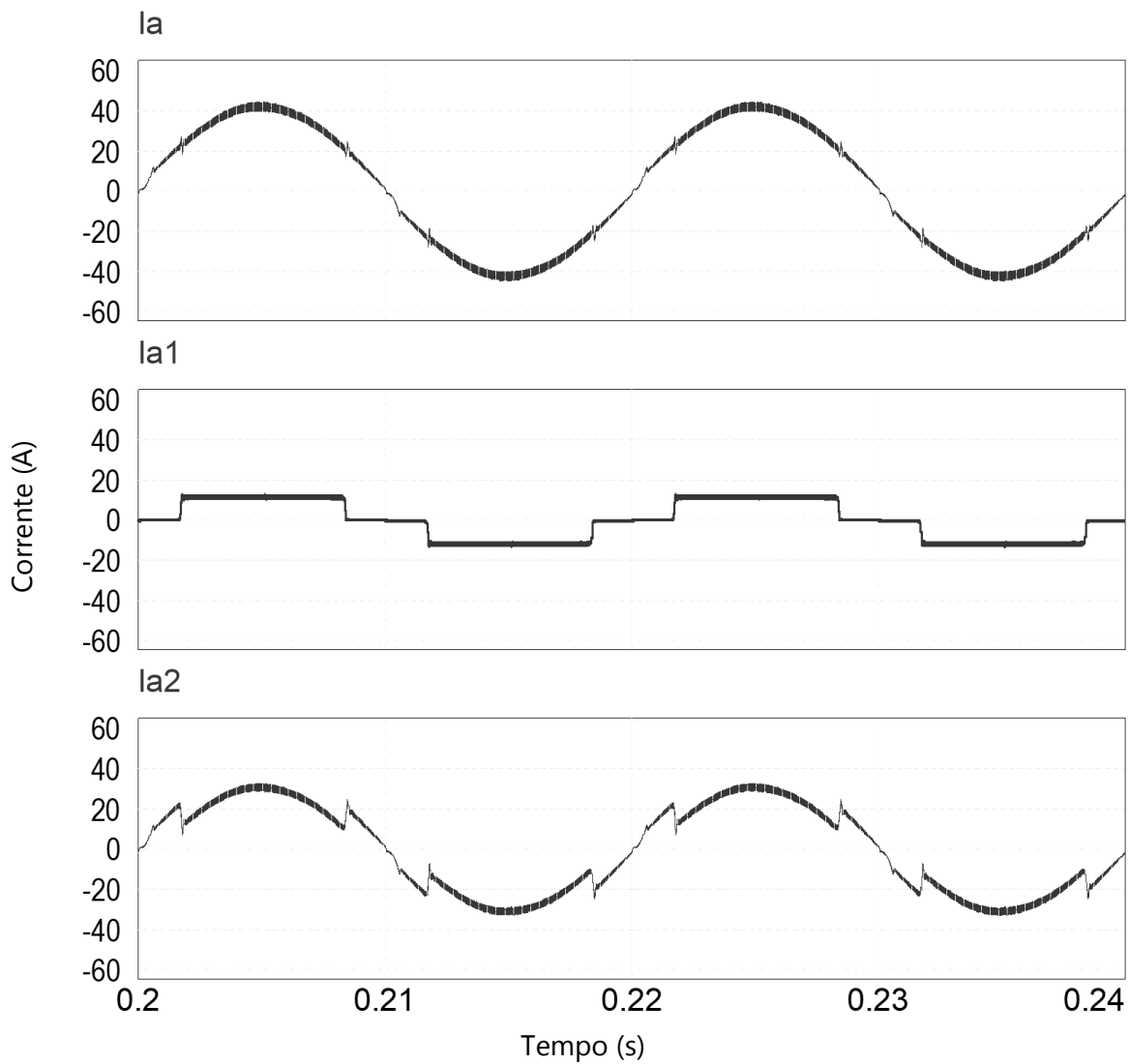


Figura 5.27 — Corrente de entrada na fase a do retificador híbrido, para R_{GCV1} de 3 k Ω .

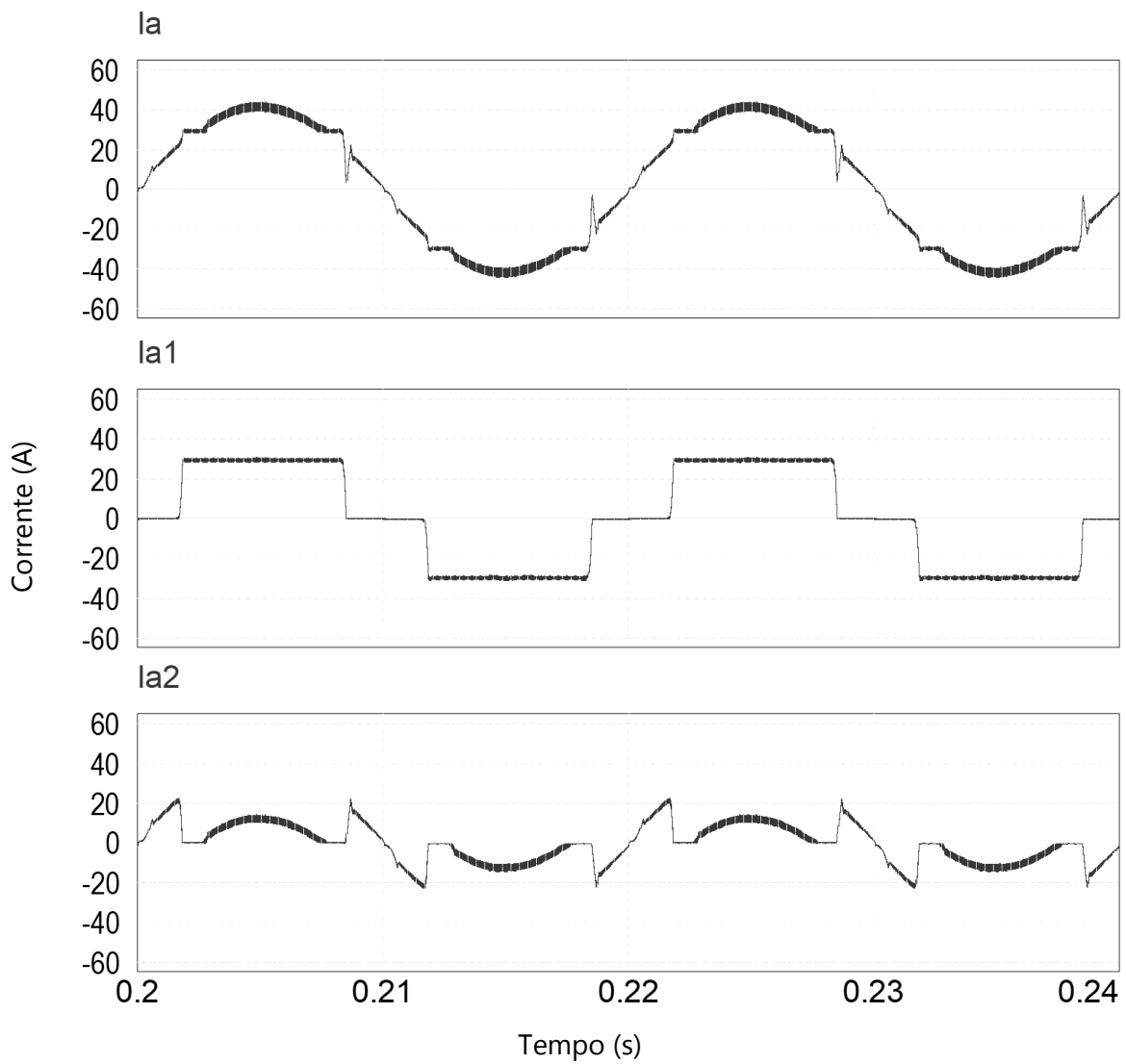


Figura 5.28 — Corrente de entrada na fase a do retificador híbrido, para R_{GCV1} de 8 k Ω .

5.2 Resultados Experimentais do Protótipo

Ao realizar o protótipo, foi possível comparar os testes no modo do controlo desligado e no modo do controlo ligado. O teste no modo do controlo desligado funciona como um retificador trifásico modular com filtro indutivo e capacitivo, sem correção do fator de potência. O teste em modo do controlo ligado permite provar a inovação do novo retificador trifásico modular com PFC.

O teste no modo controlo desligado tem dois objetivos principais. O primeiro objetivo serve de comparação, com o modo do controlo ligado. O segundo objetivo serve para medir os principais parâmetros no circuito do controlo e interface, uma vez que no modo do controlo ligado não é possível, devido à interferência que os aparelhos de medição causam ao circuito do controlo.

Os testes foram realizados com objetivo de analisar os parâmetros de entrada e saída do retificador. Os parâmetros de entrada são então analisados considerando os valores de correntes, tensões, o fator de potência (PF) o espectro harmónico nas três fases da corrente, e distorção harmónica total (THD). Para os parâmetros de saída, foram considerados os valores de correntes e tensões. Como aparelho de medição, foram utilizados um osciloscópio digital (modelo TDS3014B) e um analisador de energia (modelo C.A 8331).

5.2.1 Modo do controlo Desligado

5.2.1.1 Parâmetros de Entrada na Ponte Retificadora

Na Figura 5.29 é apresentado a forma da onda de corrente de entrada para as três fases do retificador (para medição, foi aplicada uma sonda de corrente de 10 mV/A) no modo do controlo desligado, com uma potência aparente de 2228,5 VA. O mesmo apresenta um valor de pico de corrente de aproximadamente 8,5 A em cada fase e uma ondulação de corrente muito acentuada de aproximadamente 5,5 A.

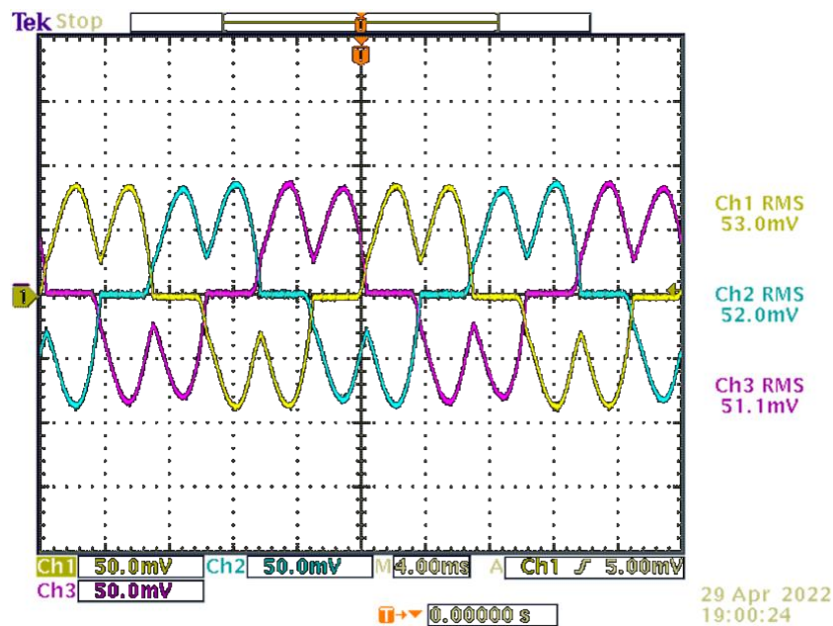


Figura 5.29 — Corrente de entrada nas três fases do retificador no modo controlo desligado.

5.2.1.2 Parâmetros de Saída do Retificador

A tensão e corrente de saída do retificador são apresentadas na Figura 5.30. Para a medição da tensão de saída foi usada uma ponta de prova com atenuação fixa de 10 X, enquanto para a medição de corrente de saída foi usada uma sonda de corrente de 10 mV/A. Detalhes sobre os valores obtidos neste teste no modo controlo desligado são apresentados na Tabela 5.4.

Ressalta-se que um dos detalhes relevantes é a falta do controlo da tensão de saída, ou seja, a tensão de saída varia de acordo com a variação da carga, nota-se também que o mesmo apresenta um alto valor de THDi e moderado PF. É por essas razões que a estrutura de retificador sem PFC não é atraente em aplicações de média e alta potência.

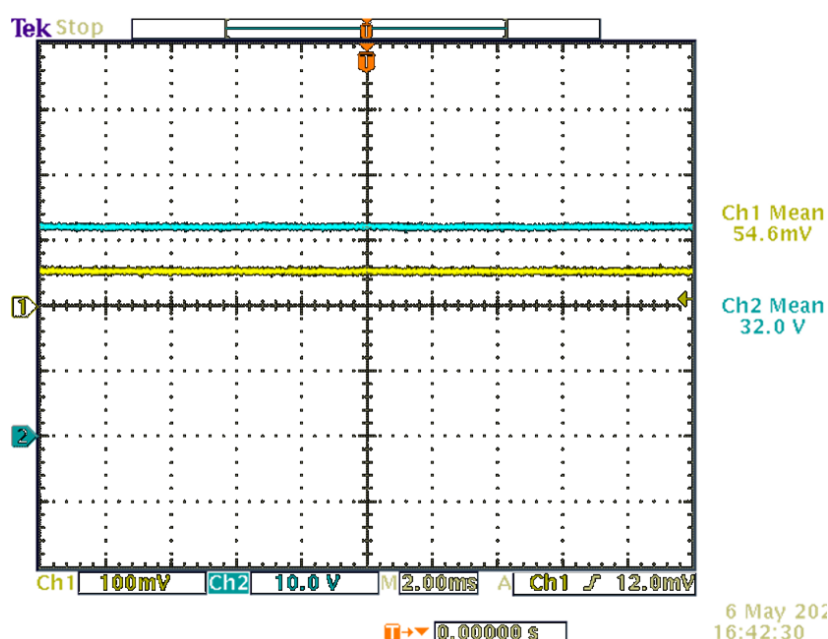


Figura 5.30 — Tensão e corrente na saída do retificador no modo controlo desligado.

Tabela 5.4 — Valores obtidos do retificador, no modo controlo desligado

Fase	V_{ef} (V)	I_{ef} (A)	S (VA)	PF (%)	P (W)	V_o (V)	I_o (A)	P_o (W)	η (%)	THDi (%)	THDv (%)
F_a	148	5,1	757	91,1	690,9	320	5,46	1747,2	86,5	39,5	1,6
F_b	147	5,1	756	90,6	684,2					40,1	1,6
F_c	145	4,9	715,5	91,1	645					41	1,5
Total	146	15,1	2228,5	90,7	2020,1					40,2	1,6

5.2.1.3 Parâmetros Principais do Circuito de Interface e Controlo

Tensão de entrada e saída do RPV e RPI

Para comprovar o funcionamento do RPV e do RPI, foi realizado um teste, a fim de monitorar a tensão de entrada e saída de cada retificador de precisão, apresentado na Figura 5.31. A tensão de entrada (ch3) do RPV é alternada de 50 Hz de formato sinusoidal (com tensão pico a pico de 11,7 V), enquanto a tensão de saída (ch4) apresenta uma forma da onda retificada de 100 Hz. É importante realçar que a tensão é também aplicada como tensão de referência programável para o circuito do controlo (portanto, deve ser perfeitamente sinusoidal), bem como para gerar a tensão V_{ff} [4].

A Figura 5.32 apresenta a tensão de entrada (ch3) e saída (ch4) do RPI, sendo a tensão obtida pelo sensor de corrente. Observa-se que a tensão de entrada e saída não é puramente sinusoidal, pois o retificador está operando no modo do controlo desligado. No entanto,

prova que o RPI funciona corretamente, pois a tensão de entrada (ch3) é retificada e como saída (ch4) foi obtida a mesma tensão, mas com polaridade negativa.

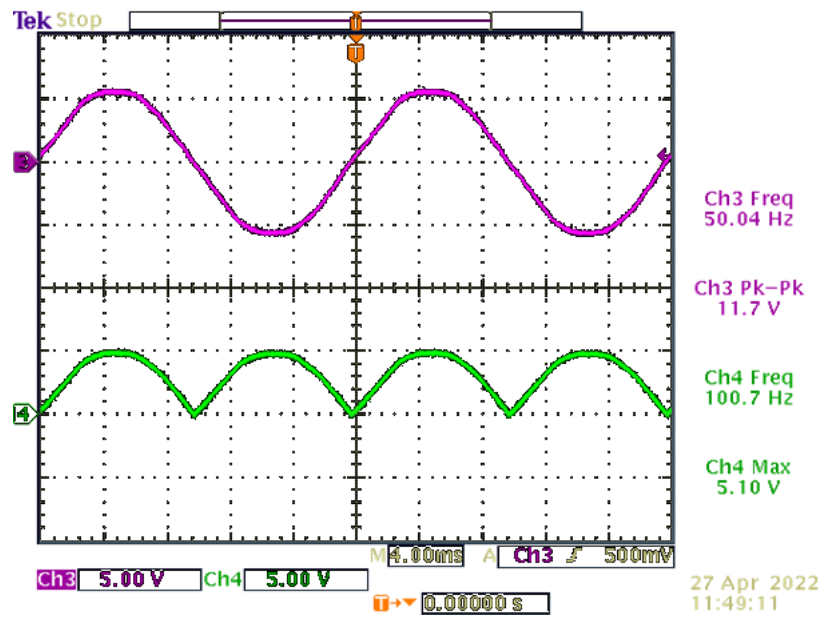


Figura 5.31 — Tensão de entrada (ch3) e saída (ch4) do retificador de precisão de tensão.

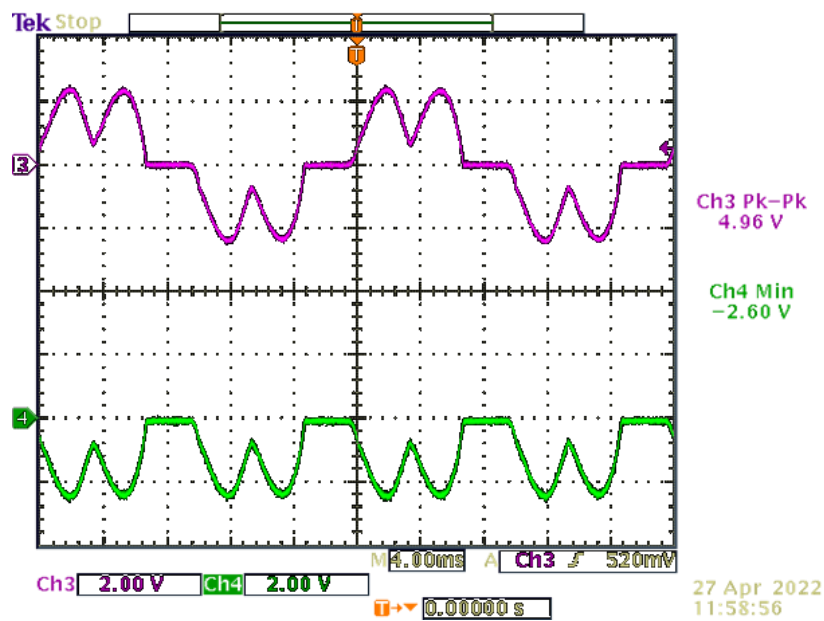


Figura 5.32 — Tensão de entrada (ch3) e saída (ch4) do retificador de precisão de corrente.

Tensão V_{ff} e V_{REF}

Considerando o Capítulo 3, a tensão *feed-forward* V_{ff} tem como objetivo efetuar uma compensação rápida em caso de variação da tensão de entrada. O mesmo é gerado através de um circuito constituído por um somador (três resistências), um amplificador operacional e um divisor de tensão. Espera-se que a tensão de saída do circuito apresente um valor na faixa de 1,4 V à 4,5 V [4]. Na Figura 5.33, é apresentada a tensão obtida (ch3) é de 1,8 V, que está dentro da faixa esperada, portanto, espera-se que o *feed-forward* funcione corretamente.

A tensão V_{RMV} refere-se à tensão fornecida pelo sensor de tensão e é diretamente proporcional à tensão de saída do retificador. Assim, de acordo com o ganho do sensor de tensão, para a tensão máxima do retificador de 380 V, o sensor de tensão fornece uma tensão V_{RMV} de 2,375 V. Na Figura 5.33 apresenta-se que V_{RMV} é de 1,92 V (ch4) porque no modo controlo desligado, o valor médio da tensão de saída é de aproximadamente 320 V. Desta forma, o dimensionamento do sensor de tensão é validado.

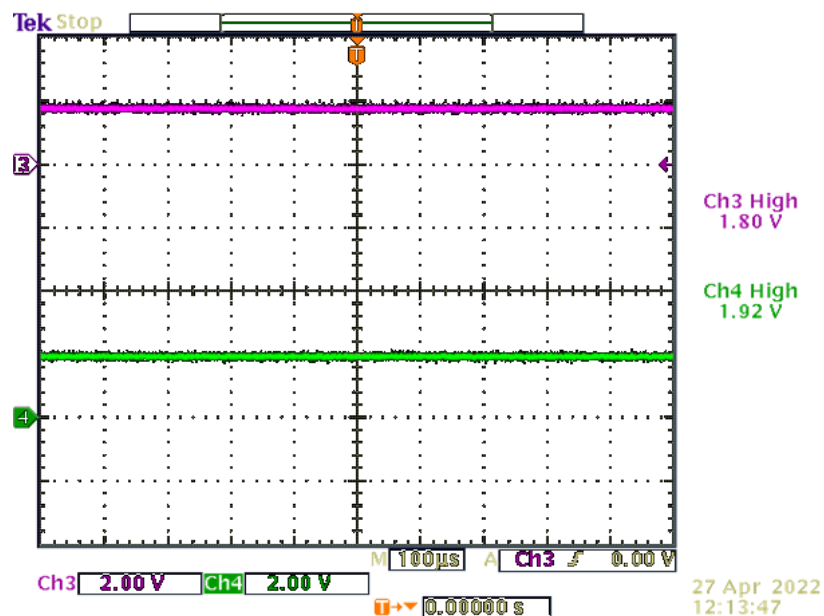


Figura 5.33 — Sinal de tensão de V_{ff} (ch3) e o V_{RMV} (cha4).

Frequência de comutação

Para comprovar o dimensionamento do R_{SET} e C_T , foi realizado um teste sem carga no retificador, apenas para medir a frequência e os níveis de tensão para o gate do MOSFET. Assim, na Figura 5.34 é apresentado o sinal de saída do circuito do controlo (ch3) e do circuito de acionamento (ch4). Observe que a frequência desejada foi alcançada, mas com uma ligeira diferença devido aos valores de tolerância de R_{SET} e C_T . Observe que há uma diferença entre o nível de tensão na saída do circuito do controlo (ch3) e do circuito de acionamento (ch4), isso ocorre porque o circuito de acionamento do MOSFET implementado foi projetado para melhorar o tempo de resposta no acionamento do MOSFET. Sendo +15 V para o MOSFET entrar em condução e -3,3 V para o corte.

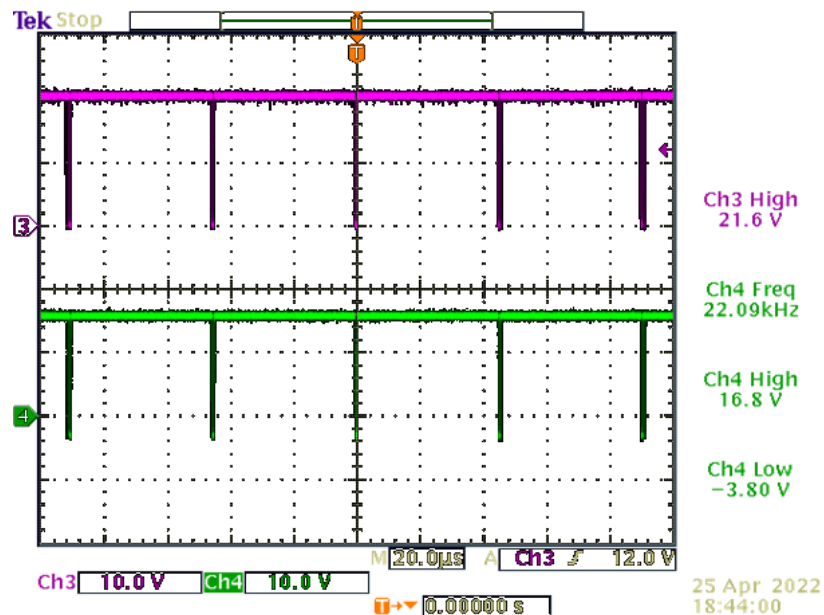


Figura 5.34 — Frequência de comutação no pino 16 do UC3854BN (ch3) e na saída do circuito de acionamento (ch4).

5.2.2 Modo do Controlo ligado

5.2.2.1 Parâmetros de Entrada na Ponte Retificadora

Na Figura 5.35 apresenta a forma da onda de corrente de entrada para as três fases do retificador (para medição foi aplicada sonda de corrente de 10 mV/A) no modo do controlo ligado, aplicada a uma carga de 2608 W (composta por 30 lâmpadas incandescentes de 100 W). Observe que as formas da onda das três fases são perfeitamente sinusoidais e equilibradas, contendo um valor de pico da corrente de aproximadamente 9,2 A em cada fase. Isso indica que os módulos estão funcionando de forma independente [4].

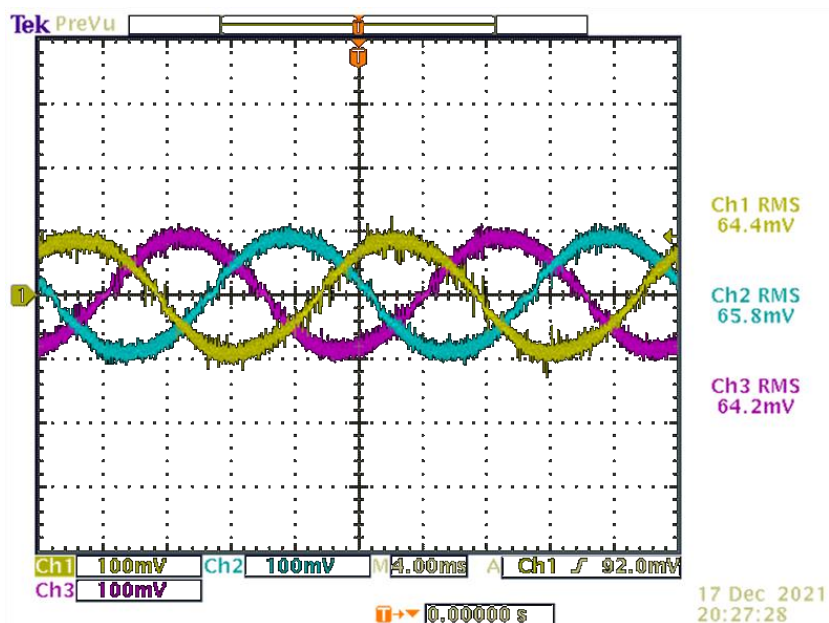


Figura 5.35 — Corrente de entrada nas três fases.

Tomando como exemplo o módulo referente à fase a, e observando a corrente e tensão de entrada (para medição foi aplicada ponta de prova com atenuação fixa de 10 X), apresentada na Figura 5.36, nota-se que a corrente tem a mesma forma da onda e está em fase com a tensão, o que originou um alto PF e baixa THDi, indicados na Tabela 5.5. Analisando a mesma forma da onda de corrente, alguns picos são observados, considerados como interferências. Além das interferências eletromagnéticas que podem existir no retificador, verificou-se (depois de muitos testes realizados no protótipo, no modo monofásico e trifásico) que a frequência de comutação de um módulo impõe interferência no outro módulo, uma vez que os módulos estão ligados em paralelo.

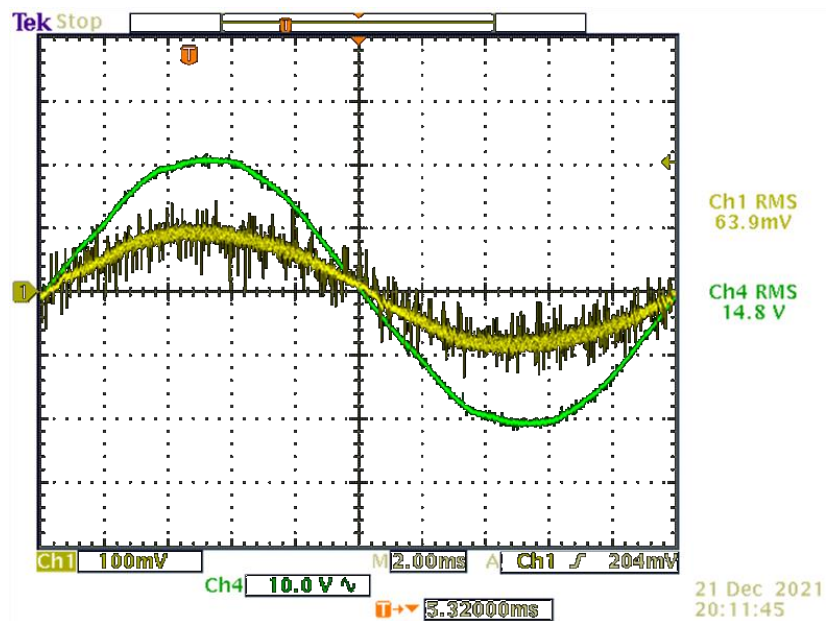


Figura 5.36 — Tensão e corrente na fase a.

A Figura 5.37 apresenta a ondulação da forma da onda de corrente de entrada (tomada como exemplo a fase a). Observe que se trata do controlo no modo de condução contínua MCC, onde é possível observar a corrente de magnetização e desmagnetização do indutor, com uma ondulação de aproximadamente 2,5 A. Neste caso, a corrente de referência do controlo aplicado (controlo por corrente média), é localizado na média da ondulação de corrente.

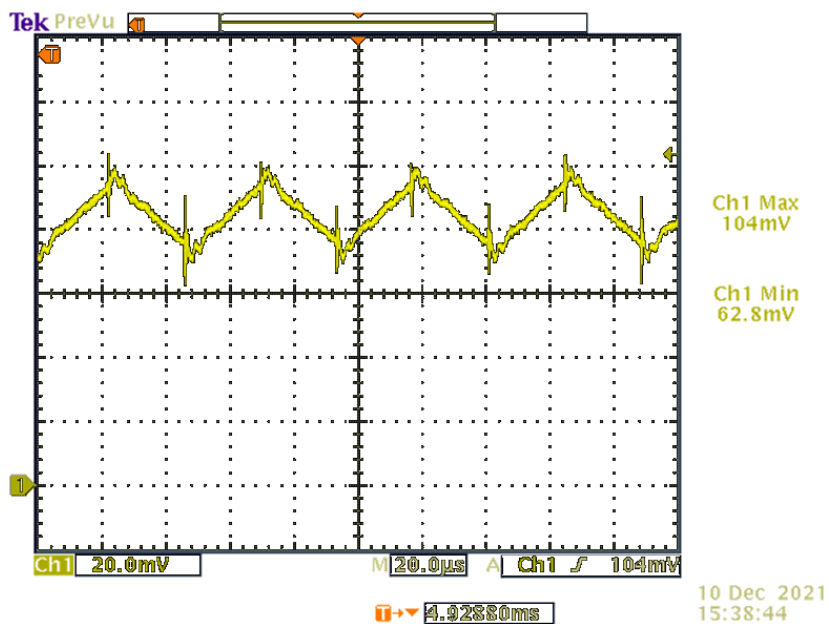


Figura 5.37 — Ondulação de corrente de entrada na fase a.

De forma a observar THDi e as harmônicas em cada fase, foi obtido o espectro harmônico por meio de um analisador de energia. Assim, os resultados obtidos são apresentados na Figura 5.38 na Figura 5.39 e na Figura 5.40, juntamente com a análise das harmônicas na fase a, fase b e na fase c, respectivamente. Observa-se que para as três fases as THDi apresentaram valores inferiores ao que é imposto pela norma IEEE Std 519-2014. Através desta análise, também é possível notar que a amplitude da frequência fundamental (1º harmônica) é muito maior em relação as demais harmônicas. É importante realçar que na fase a e na fase b, a amplitude da 3º harmônica é um pouco maior em relação as demais e na fase c a 3º harmônica apresentou valor semelhante aos demais, isso se justifica porque a fase c apresenta menor THDi do que as outras fases. Assim, considera-se que as correntes de entrada são basicamente compostas apenas pela frequência fundamental de 50 Hz.

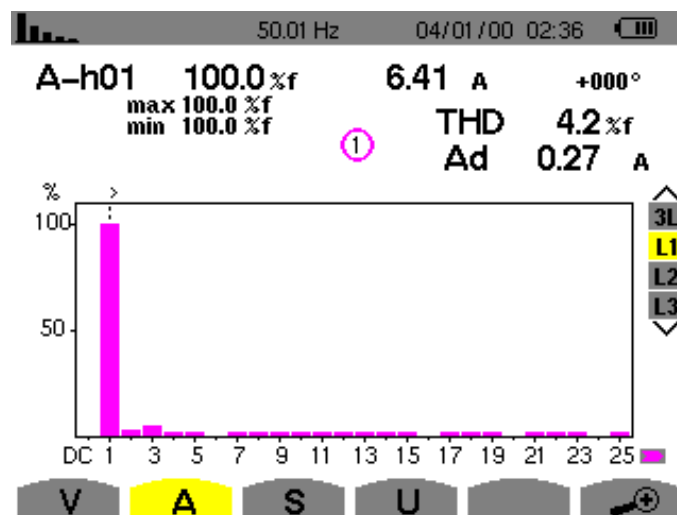


Figura 5.38 — Análise do espectro harmônico na fase a.

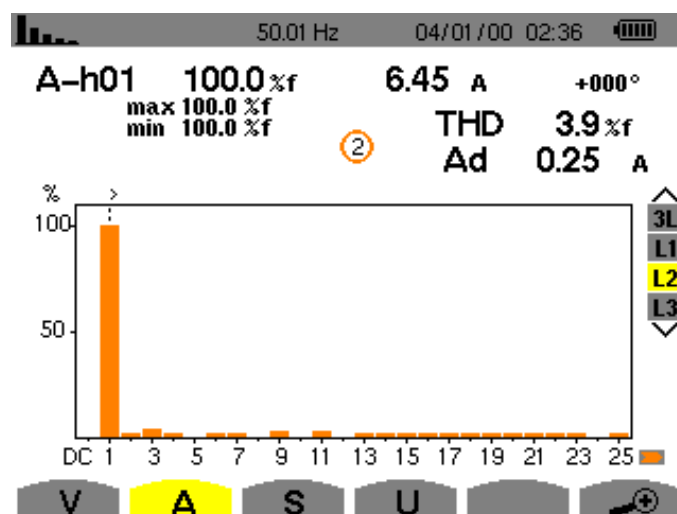


Figura 5.39 — Análise do espectro harmônico na fase b.

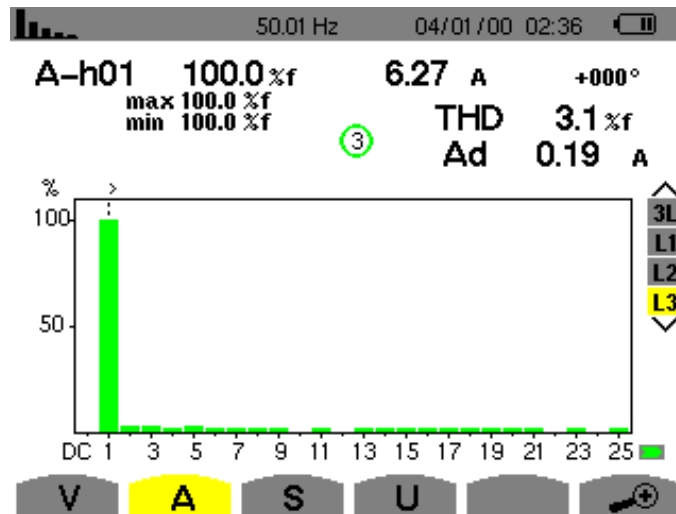


Figura 5.40 — Análise do espectro harmônico na fase c.

5.2.2.2 Parâmetros do Conversor Boost

A Figura 4.21 apresenta os três *jumpers* em cada módulo do retificador para medir a corrente do indutor Boost, corrente no MOSFET e a corrente do diodo Boost. Para medir as correntes, foi aplicada uma sonda de corrente de 10 mV/A. Assim, os valores de corrente em apenas um dos três módulos são apresentados a seguir.

Na Figura 5.41 é apresentada a corrente no indutor do conversor Boost, onde se pode observar que se trata de um sinal sinusoidal retificado com cerca de 9,2 A do valor de pico da corrente. Ao observar a forma da onda de corrente, nota-se que a mesma apresenta uma ondulação de corrente, gerada pelos estados de magnetização e desmagnetização do indutor Boost. Para uma melhor percepção, a corrente é monitorada em um período de 200 us e apresentada na Figura 5.42. Observa-se que o sinal de ondulação de corrente é semelhante ao sinal de ondulação de corrente na entrada do retificador (Figura 5.37), a diferença é que o sinal de corrente do indutor é uma sinusoidal retificada enquanto a corrente de entrada do retificador é uma sinusoidal alternada. Por outro lado, pode-se observar que em cada período de comutação, é formado por uma corrente mínima de 7 A e aumenta até atingir uma corrente máxima de 9.2 A (por se tratar de um controlo por corrente média). Desta forma, pode-se descrever que o sinal de corrente foi o esperado [4] pois é semelhante ao sinal apresentado na Figura 3.18 do Capítulo 3.

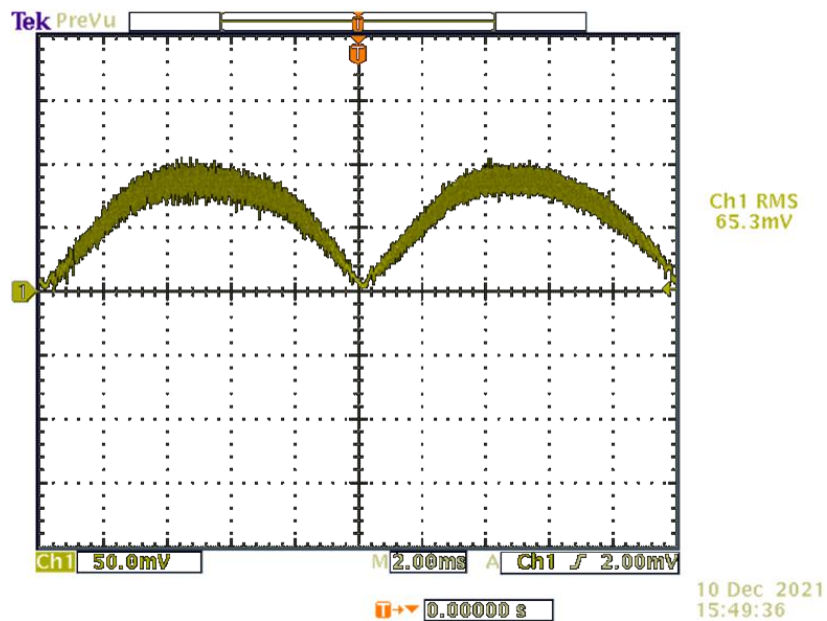


Figura 5.41 — Corrente no indutor Boost 1 (fase a).

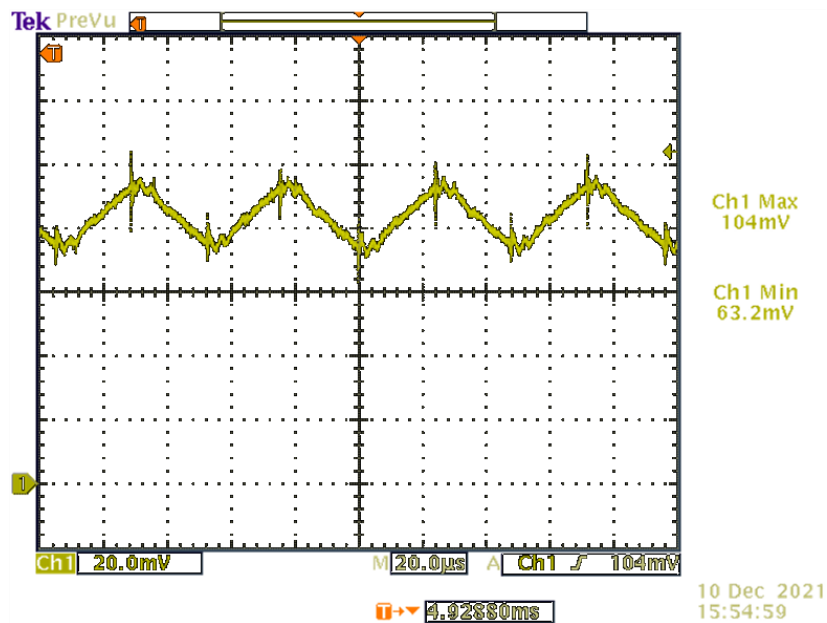


Figura 5.42 — Ondulação da corrente no indutor Boost 1 (fase a).

A corrente do MOSFET também foi monitorada e é apresentada na Figura 5.43. A forma da onda não apresenta uma boa qualidade de imagem, mas pode-se observar que o mesmo é constituído por vários pulsos de período de comutação. Para melhor detalhe dos períodos de comutação, é apresentado o mesmo sinal de corrente em um período de 200 µs na Figura 5.44. Considerando a Figura 5.44, pode-se observar que os períodos de comutação são formados pela corrente mínima e corrente máxima (por se tratar de um controlo por corrente média). Observa-se em cada período de comutação uma corrente mínima de 7 A e aumenta

até atingir uma corrente máxima de 9 A (portanto o valor médio da corrente é de 8 A), sendo o esperado, pois é semelhante ao sinal apresentado na Figura 3.18 do Capítulo 3. Observa-se também um pico de corrente de 10,9 A, que é considerado como interferência, conforme descrito anteriormente.

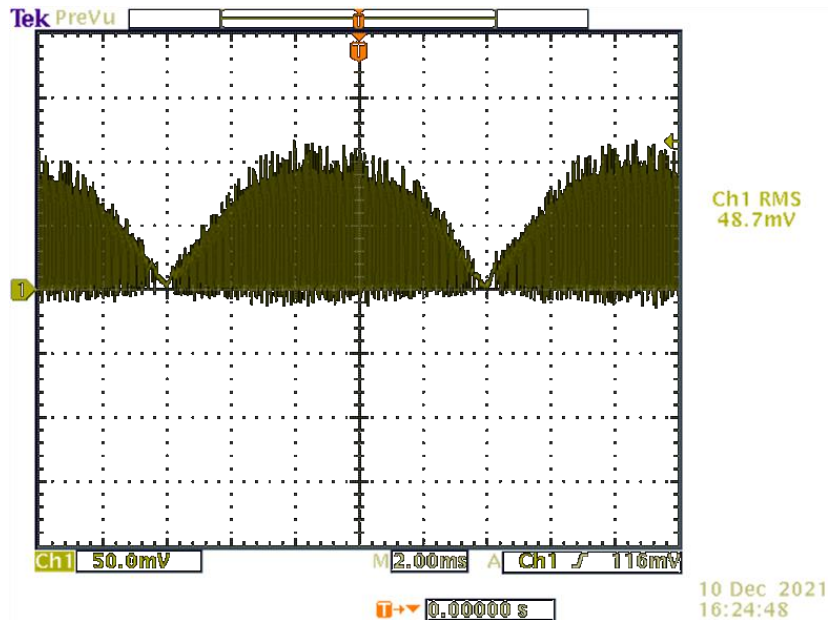


Figura 5.43 — Corrente no MOSFET do Boost 1 (fase a).

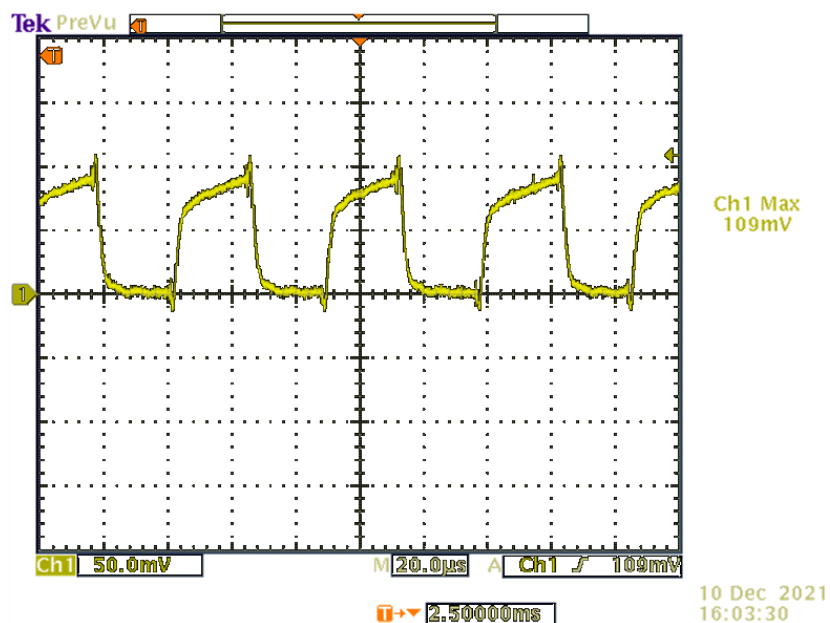


Figura 5.44 — Ondulação da corrente no MOSFET do Boost 1 (fase a).

No caso da corrente do diodo Boost, é apresentado na Figura 5.45, onde se observa que se trata de uma onda sinusoidal retificada composta por pulsos dos períodos de comutação. Para melhor compreensão, o mesmo sinal de corrente é representado no período de

200 μs na Figura 5.46, onde se observa que em um período de comutação a corrente máxima é de 9,3 A e desce até atingir um valor de corrente mínima de 7 A, sendo o esperado, pois é semelhante ao sinal apresentado na Figura 3.18 do Capítulo 3.

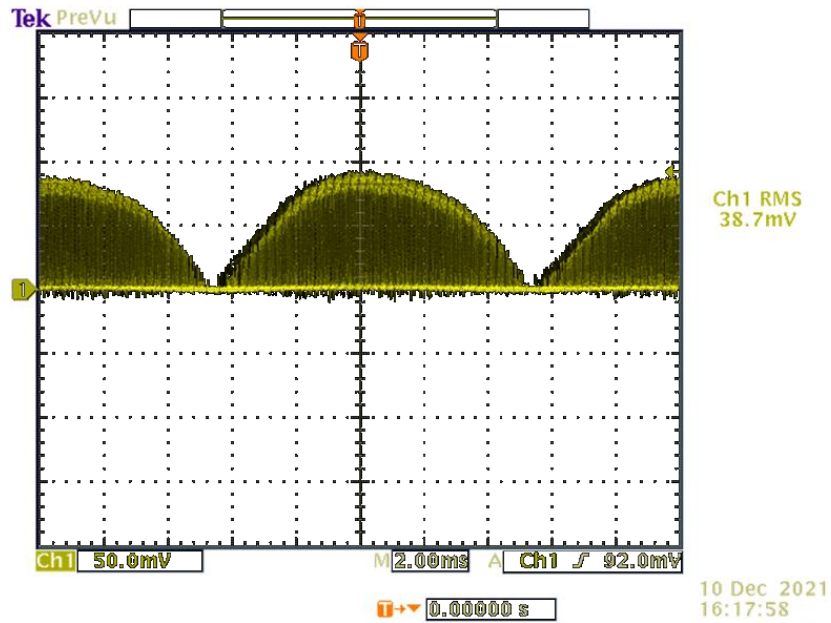


Figura 5.45 — Corrente no díodo do Boost 1 (fase a).

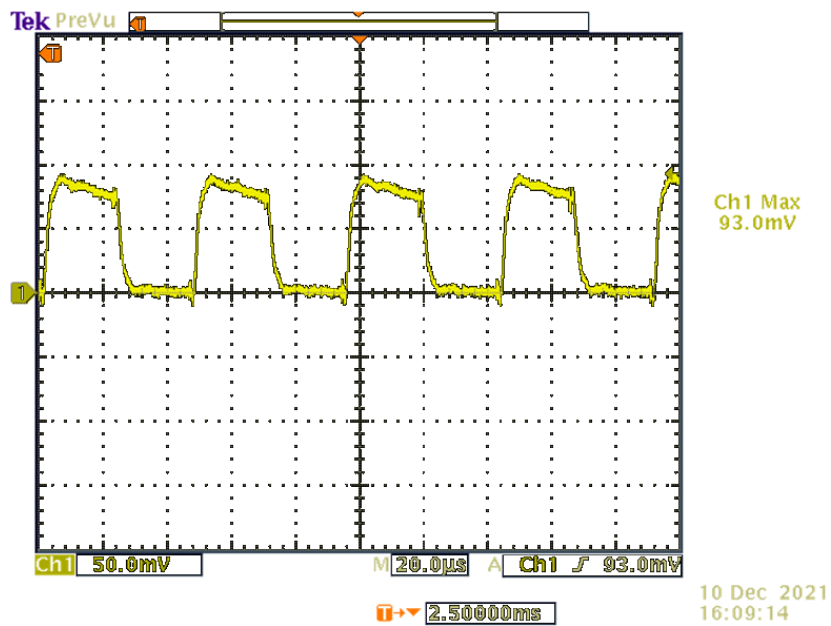


Figura 5.46 — Ondulação da corrente no díodo do Boost 1 (fase a).

5.2.2.3 Parâmetros na Saída do Retificador

No caso dos valores obtidos na saída do retificador, foram monitoradas a tensão (ponta de prova com atenuação fixa de 10 X) e a corrente de saída (sonda de corrente de 10 mV/A), apresentadas na Figura 5.47. Assim, a potência requerida pela carga é de 2608,2 W. Observe que, com a carga aplicada (30 lâmpadas de 100 W) não foi possível medir a ondulação da tensão de saída, pois a carga aplicada demanda uma potência menor em relação à capacidade do retificador, isso porque o banco de condensador implementado possui uma capacitância elevada de 1100 μF [4].

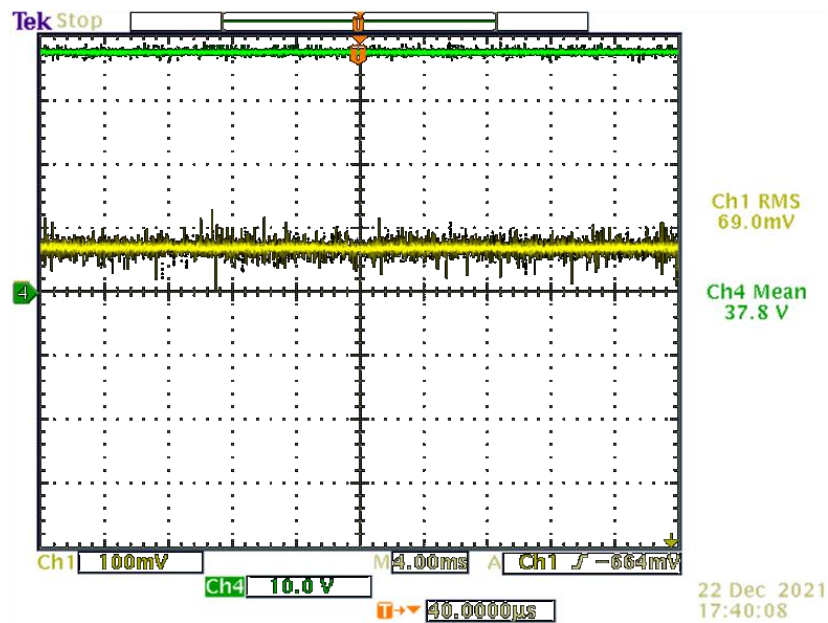


Figura 5.47 — Tensão e corrente na saída do retificador.

5.2.2.4 Análise Geral dos Parâmetros do Retificador

A Tabela 5.5 apresenta os principais valores obtidos no teste do retificador. Verifica-se que o retificador requer uma potência aparente de 2789,4 VA com um elevado PF de 99,8%, resultando assim em uma potência ativa de 2783,6 W. Sabendo que a carga requer uma potência de 2608,2 W, determina-se que o rendimento do retificador é de 93,7%. Os valores angulares das correntes de entrada estão dentro do esperado com um desfasamento de 120° . Os valores apresentados na Tabela 5.5 são validados nas Figuras obtida pelo analisador de energia (Apêndice A).

Tabela 5.5 — Valores obtidos do retificador, no modo controlo ligado

Fase	V_{ef} (V)	I_{ef} (A)	S (VA)	PF (%)	P (W)	V_o (V)	I_o (A)	P_o (W)	η (%)	THDi (%)	THDv (%)
F_a	145	6,40	929,1	99,8	927,4	378	6,9	2608,2	93,7	4,2	1,6
F_b	146,5	6,46	946,9	99,8	944,8					3,9	1,6
F_c	145,7	6,27	913,4	99,8	911,4					3,1	1,5
Total	146	6,40	2789,4	99,8	2783,6					3,7	1,6

5.3 Comparação

5.3.1 Simulação e Protótipo

A Tabela 5.6 apresenta uma breve comparação entre o RTH executado pela simulação e o RT do protótipo.

Na Tabela 5.6 é indicado que a THDi do RTH é maior que a THDi do RT. Essa diferença é observada porque a forma da onda de corrente obtida do RTH é formada pela corrente do retificador 1 e do retificador 2, causando pequenas deformações e, portanto, a THDi do RTH aumenta um pouco de valor. Isso pode ser confirmado ao analisar a corrente apresentada na Figura 5.27 (I_a). Neste caso, o teste foi realizado de forma que o retificador 2 transferisse a maior potência, melhorando assim a forma da onda de corrente e, portanto, a THDi=3,45 %. Isso prova que a THDi do RTH é maior que a THDi do RT, pois o funcionamento do RTH, prejudica ligeiramente a forma da onda de corrente e, portanto, aumenta ligeiramente a THDi. Mesmo assim, isso não representa um problema para o RTH, pois a THDi do RTH está em conformidade com as normas estabelecidas (IEEE Std 519-2014).

Observando as formas da onda de corrente geradas pelo RTH (Figura 5.2) e pelo RT (Figura 5.35), observa-se que aparentemente a deformação de cúspede ocorre com maior acentuação no RTH (simulação) do que no RT (protótipo). Isso se deve ao nível de ondulação de corrente definido, sendo 10% (da corrente) para o RTH e 25% (de corrente) no RT. Assim, torna-se mais difícil observar a deformação de cúspede no RT (protótipo).

Outro fator importante como comparação está relacionado às interferências. Através dos resultados do RTH (simulação), observou-se que não houve interferência entre os módulos, e no RT do protótipo houve uma ligeira interferência entre os módulos. Isso porque no RTH (simulação) foram aplicados componentes ideais e, portanto, as interferências entre os módulos não são perceptíveis.

Tabela 5.6 — Tabela comparativa dos parâmetros da simulação e do protótipo

	V_{ef} (V)	V_o (V)	PF (%)	THDi (%)
Simulação (RTH)	220	760	99,92	3,96
Protótipo (RT)	145	378	99,8	3,7

5.3.2 Modo do Controlo Desligado vs Ligado

Ao comparar o modo do controlo desligado e o modo do controlo ligado do protótipo, observa-se que a forma da onda das correntes do modo do controlo ligado são sinusoidais e em fase com as respetivas tensões, indicando que foi possível atingir a PFC, ao contrário das formas da onda das correntes do modo do controlo desligado. Assim, pode-se observar que no modo do controlo desligado, apresenta um PF=90,7 % e THDi=40,2 % (não atende as recomendações das normas internacionais, IEEE Std 519-2014). Assim que é ativado o modo do controlo ligado, esses parâmetros são aprimorados, passando para um PF=99,8 % e THDi=3,7 % (atende às recomendações das normas internacionais, IEEE Std 519-2014).

Em termos dos parâmetros de saída do modo do controlo desligado, observa-se que a corrente apresentou um valor de 5,46 A e o valor médio da tensão de saída de 320 V, observe que não há controlo e que esses parâmetros são dependentes da carga (a tensão de saída varia de acordo com a carga, bem como a corrente), ou seja, à medida que a carga aumenta, a tensão vai diminuir e a corrente aumenta, e vice-versa, o que para muitas aplicações não é adequado. No modo do controlo ligado, a corrente apresentou um valor de 6,9 A e o valor médio da tensão de saída de 378 V (variando de 378 à 380), observe que o controlo impôs um valor médio da tensão de saída de 378 V, ou seja, conforme a carga aumenta, a tensão de saída permanece constante e aumenta proporcionalmente a corrente, adequado para muitas aplicações.

Outro parâmetro importante é que no modo do controlo desligado o retificador apresentou uma eficiência $\eta = 86,5$ %, enquanto no modo do controlo ligado o retificador apresentou uma eficiência $\eta = 93,7$ %. Indicando que houve um aumento na eficiência de 7,2 %.

Com isso, pode-se concluir que o modo do controlo ligado apresenta melhorias significativas em relação ao modo do controlo desligado.

5.4 Conclusão

Neste Capítulo, são apresentados os resultados obtidos por simulação do RTH proposto, bem como os resultados dos testes com o protótipo do retificador trifásico modular. Para ambos casos, os resultados foram os esperados (satisfatórios), com alto PF e baixa THDi e um controlo de tensão de saída (mantendo a tensão de saída estável). Também foi possível fazer a distribuição correta de potencia entre os retificadores, conforme descrito na modelação do retificador.

Embora os resultados do protótipo tenham sido os esperados, no entanto, alguns pontos merecem ser salientados:

1. Foi possível eliminar as interações de corrente entre os módulos, porém foi detetado algum acoplamento entre os módulos do retificador trifásico;
2. Devido à sensibilidade do sensor de corrente de efeito Hall (LAH 25-NP) foi detetada diferença nos valores lidos da THDi para as três fases;
3. Em média, a THDi tem um valor de 3,7 %, esse valor poderia ser menor se a tensão de entrada tivesse um menor THDv. Como o sinal de referência programável é obtido do sinal de tensão de entrada e possui um THDv com valor de 1,6 %, os valores de THDi aumentam.

CONCLUSÃO

Este capítulo apresenta a conclusão deste trabalho sobre o tema do desenvolvimento de um retificador trifásico híbrido unidirecional com conversor Boost e PFC. As conclusões baseiam-se assim na revisão da literatura, na implementação e nos resultados obtidos do retificador, tanto por simulação como pelo protótipo. Por fim, são indicadas linhas de investigação para trabalhos futuros.

6.1 Conclusão

Neste trabalho, é realizado um estudo sobre os RTH existente na literatura. Os RTH também são retificadores em paralelo formados por dois ou mais retificadores, que funcionam de forma diferente (formas da onda de corrente diferente) mas com a finalidade de unir os benefícios de cada retificador e assim obter a retificação desejada.

Para o caso específico dos RTH constituídos por dois retificadores (retificador 1 e retificador 2), são classificados de acordo com o tipo de conversor implementado no retificador 2 (Boost, Vienna, SEPIC, etc.). Assim, destacam-se os RTH com conversor Boost, os RTH de Vienna, e os RTH com conversor SEPIC.

Foi proposto um retificador trifásico híbrido com conversor Boost. A estrutura é constituída por dois retificadores paralelos, o retificador 1 (ponte Graetz) e o retificador 2 (retificador trifásico modular). Ambos os retificadores são aplicados conversor Boost para permitir o controlo da tensão de saída e PFC. O problema encontrado neste tipo de RTH está relacionado à interação de corrente que surge entre os módulos do retificador 2, quando não são aplicados transformadores de isolamento em cada fase do RTH. O problema foi resolvido

pelo retificador proposto, substituindo os indutores Boost em cada módulo do retificador 2, por um indutor acoplado de sentido discordante.

É realizada uma modelação do RTH com conversor Boost proposto, sendo implementado e testado para uma potência de 20 kW, executado no software PSIM para validar o conceito do circuito de interface e o circuito do controlo. Também foi construído um protótipo do retificador 2 (retificador trifásico modular) com 3 kW de potência, com o objetivo de validar a mitigação da interação de corrente através do indutor acoplado de sentido discordante, e os demais circuitos.

Analisando os resultados obtidos pela simulação e pelo protótipo, mostraram ser promissores, pois estavam dentro do esperado.

No caso dos resultados da simulação, foi mostrado que em um RTH com conversor Boost sem transformador de isolamento é possível ser alcançado se o indutor do conversor Boost do retificador 2 for substituído por um indutor acoplado. A metodologia de ligação do circuito de potência com o circuito do controlo através do circuito de interface se mostrou viável, pois permite o isolamento entre os dois circuitos (potência e controlo). Neste sentido, também foi verificado o correto funcionamento do circuito retificador de precisão de tensão e o de corrente, bem como o circuito do sensor de tensão de entrada e do circuito gerador de tensão *feed-forward*.

O circuito do controlo modelado e desenvolvido com o UC3854B apresentou ser viável, uma vez que foi alcançada a estabilidade da tensão de saída (760 V), obteve-se também um alto PF de 99,92% e baixa THD de 3,96%, tendo inclusive cumprido com as normas internacionais. A correta distribuição de potência entre os retificadores também foi alcançada, com 55,1% no retificador 1 e 44,9% no retificador 2. Por outra, também foi comprovado que por meio do circuito do regulador de nível de corrente, é possível fazer um ajuste na distribuição de potência entre os dois retificadores.

No caso dos resultados obtidos a partir do protótipo, comprovou-se que é possível implementar um retificador trifásico constituído por três módulos monofásico, sem que haja interações de corrente entre os três módulos. Assim, a metodologia e construção do indutor acoplado de sentido discordante com núcleo de pó de ferro proposto mostrou-se possível e viável uma vez que os resultados indicam que não houve interação de corrente.

É importante salientar que alguns aspetos foram levados em consideração, como ruído sonoro vindo dos indutores, que aumentaram na mesma proporção do aumento da carga. É claro que os indutores no futuro devem ser impregnados em epóxi. Outro aspeto importante observado nos testes é sobre um aumento considerável de temperatura nos componentes

de comutação (quando o teste foi estendido acima de 2 minutos). Isso se deve ao dissipador de calor implementado, por isso há a necessidade de projetar dissipadores de calor adequados, como dissipadores de calor com sistema de ventilação forçada, caso a construção seja desenvolvida para potências superiores.

Também foi mostrada a validação da construção e funcionamento do circuito de interface e controlo com o UC3854B, pois os testes com o protótipo mostraram bom resultados, tendo atingido um valor médio da tensão de saída de 380 V (para uma tensão de entrada de 145 V), bem como um alto PF de 99,8% e baixa THD de 3,7%, atendendo assim com as normas internacionais. Outro parâmetro importante que comprova o desempenho do protótipo é a eficiência alcançada de 93,7%. Considerando que é um primeiro protótipo, o valor é aceitável, mas realça-se que o mesmo pode ser melhorado em trabalhos futuros.

Por outro lado, dependendo da construção do retificador (circuito de potência, circuito de interface e o circuito do controlo), o mesmo permite a facilidade de substituir os componentes ou circuitos contidos (caso haja necessidade).

Em suma, conclui-se que a implementação e o funcionamento do retificador trifásico híbrido com conversor Boost é possível, caso o indutor Boost de cada módulo do retificador 2 seja substituído por um indutor acoplado de sentido discordante.

6.2 Linhas de Investigação Futuras

Para a descrição das linhas futuras, considerando o estado da arte, a construção e implementação do retificador proposto bem como os resultados obtidos, foi possível traçar algumas linhas de investigação futuras para dar continuidade ao trabalho apresentado. Assim, as linhas de investigação para trabalhos futuros são as seguintes:

1. Construção do retificador trifásico híbrido unidirecional de 20 kW com conversor Boost e indutor acoplado;
2. Desenvolvimento de um carregador de VE em base ao retificador trifásico híbrido unidirecional com conversor Boost;
3. Retificador trifásico modular com conversor Boost e indutor acoplado de núcleo de ferrite;
4. Retificador trifásico modular com conversor Boost e indutor acoplado de núcleos de níquel de ferro (50% fe + 50% ni);
5. Retificador trifásico modular com conversor Buck-Boost com indutor acoplado.

BIBLIOGRAFIA

1. Key TS, Lai JS. Comparison of standards and power supply design options for limiting harmonic distortion in power systems. *IEEE Trans Ind Appl.* 1993;29(4):688–95. DOI: 10.1109/28.231980
2. Dugan RC, Mcgranaghan MF, Santoso S, Beaty HW. *Electrical power systems quality.* McGraw-Hill Education. 2012.
3. Gonçalves JT, Valtchev S, Melicio R, Al-Saadi M. Three-Phase Unidirectional Transformerless Hybrid Rectifier with Boost Converter. In: *Proceedings - 2019 IEEE 1st Global Power, Energy and Communication Conference, GPECOM 2019.* 2019. p. 158–63. DOI: 10.1109/GPECOM.2019.8778510
4. Gonçalves JT, Valtchev S, Melicio R. Current interactions mitigation in 3-phase PFC modular rectifier through differential-mode choke filter boost converter. *Appl Sci.* 2021;11(4):1–19. DOI: 10.3390/app11041684
5. Siebert A, Troedson A, Ebner S. AC to DC power conversion now and in the future. *IEEE Trans Ind Appl.* 2002;38(4):934–40. DOI: 10.1109/TIA.2002.800570
6. de Freitas LCG, Simoes MG, Canesin CA, de Freitas LC. A Novel Programmable PFC Based Hybrid Rectifier for Ultra Clean Power Application. In: *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat No04CH37551).* 2004. p. 2172–7. DOI: 10.1109/PESC.2004.1355456
7. de Freitas LCG, Simoes MG, Canesin CA, de Freitas LC. Programmable PFC Based Hybrid Multipulse Power Rectifier for Ultra Clean Power Application. *IEEE Trans Power Electron.* 2006;21(4):959–66. DOI: 10.1109/TPEL.2006.876859
8. de Freitas LCG, Coelho EAA, Finazzi AP, Simoes MG, Canesin CA, de Freitas LC. Programmable PFC based hybrid multipulse power rectifier for utility interface of power electronic converters. In: *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference.* IEEE; 2005. p. 2237–43. DOI: 10.1109/PESC.2005.1581943
9. de Freitas LCG, Vincenzi F, Freitas MAA, Fernandes ER, Mendonça RG, de Freitas LC. Programmable PFC Based Hybrid Multipulse Power Rectifier with Sinusoidal Input Line Current Imposed by Digital Controller. In: *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition.* 2007. p. 1356–61. DOI: 10.1109/APEX.2007.357692

10. Barbosa PM, Lee FC, Lindner D, Chen DY, Kohler W. Three-Phase Power Factor Correction Circuits for Low-Cost Distributed Power Systems. Virginia Polytechnic Institute and State University. 2002.
11. Wu B, Narimani M. High-power converters and AC drives. Second. John Wiley & Sons. 2017.
12. Siebert A, Troedson A, Ebner S. AC to DC Power Conversion Now and in the Future. *IEEE Trans Ind Appl.* 2002;38(4):934–40. DOI: 10.1109/TIA.2002.800570
13. Erickson RW, Maksimovic D. Fundamentals of power electronics. Second Edi. Springer Science & Business Media. 2007. DOI: 10.1007/978-0-306-48048-5
14. Soares J de O. Controle Digital Através de Dispositivo FPGA Aplicado a um Retificador Trifásico Híbrido Operando com Modulação por Histerese Variável. Universidade Estadual Paulista. 2008. Available from: <http://hdl.handle.net/11449/100310>.
15. Mohan N, Undeland TM, Robbins WP. Power Electronics: Converters, Applications and Design. 3rd editio. New York: John Wiley & Sons; 2001. Chapter 3, 38-43.
16. Alves RL. Concepção e Análise de Retificadores Híbridos Trifásicos Unidirecionais. Universidade Federal de Santa Catarina; 2008. Available from: <http://repositorio.ufsc.br/xmlui/handle/123456789/91412>
17. Kolar JW, Ertl H. Status of the Techniques of Three-phase Rectifier Systems with Low Effects on the Mains. In: 21st International Telecommunications Energy Conference INTELEC '99 (Cat No99CH37007). 1999. p. 14–11. DOI: 10.1109/INTLEEC.1999.794075
18. Gonçalves JT, Valtchev S, Melicio R, Gonçalves A, Blaabjerg F. Hybrid Three-Phase Rectifiers with Active Power Factor Correction: A Systematic Review. *Electronics.* 2021;10(13):1–31. DOI: 10.3390/electronics10131520
19. Alves RL, Barbi I. Analysis and Implementation of a Hybrid High-Power-Factor Three-Phase Unidirectional Rectifier. *IEEE Trans Power Electron.* 2009;24(3):632–40. DOI: 10.1109/TPEL.2008.2010219
20. Anbazhagan A, Kurinjimalar L, Shanmugavadivu KR, Anitha N. Power quality research on three-phase Pfc rectifier (Minnesota rectifier). *Int J Eng Adv Technol [Internet].* 2019;8(6):3566–70. Available from: <https://www.ijeat.org/wp-content/uploads/papers/v8i6/F9350088619.pdf>
21. Tangtheerajaronwong W, Hatada T, Wada K, Akagi H. Design and Performance of a Transformerless Shunt Hybrid Filter Integrated Into a Three-Phase Diode Rectifier. *IEEE Trans Power Electron.* 2007;22(5):1882–9. DOI: 10.1109/TPEL.2007.904166
22. Suarez CA, Melo GA, Canesin CA. A 7.5 kW Off-board Three-Phase Fast Charger Prototype for Electric Vehicles. In: 2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe). IEEE; 2018. p. 1–10.
23. Rodrigues DB, Silva PR, Lima GB, Coelho EAA, de Freitas LCG. Grid Connected DC Distribution Network Deploying High Power Density Rectifier for DC Voltage Stabilization. In: 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE; 2016. p. 3585–90. DOI: 10.1109/APEC.2016.7468384

24. Manjrekar MD, Steimer PK, Lipo TA. Hybrid Multilevel Power Conversion System: A Competitive Solution for High-Power Applications. *IEEE Trans Ind Appl.* 2000;36(3):834–41. DOI: 10.1109/28.845059
25. Manjrekar MD, Steimer P, Lipo TA. Hybrid Multilevel Power Conversion System: a competitive solution for high power applications. *IEEE Ind Appl Conf.* 1999;1520–7. DOI: 10.1109/28.845059
26. Chen J, Wu H, Zhu J, Li L, Xing Y. A Three-Phase AC/DC Power System with Paralleled Active and Passive Rectifiers for Low-Frequency Pulsed Load Applications. In: 2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia). 2020. p. 1595–9. DOI: 10.1109/IPEMC-ECCEAsia48364.2020.9368109
27. Zhu J, Wu H, Chen J, Li L, Hua M, Xing Y. A Hybrid Three-Phase AC/DC Power System for Low-Frequency Pulsed Load Applications. *IEEE Trans Ind Electron.* 2021;68(3):1871–82. DOI: 10.1109/TIE.2020.2977575
28. Costa AV, Rodrigues DB, Lima GB, de Freitas LC, Coelho EAA, Farias VJ, et al. New Hybrid High-Power Rectifier with Reduced THDI and Voltage-Sag Ride-Through Capability Using Boost Converter. *IEEE Trans Ind Appl.* 2013;49(6):2421–36. DOI:10.1109/TIA.2013.2262914
29. Costa A V., Rodrigues DB, de Freitas LC, Vieira JB, Coelho EAA, Farias VJ, et al. Hybrid High-Power Rectifier with Reduced THDi and Voltage Sag Ride-Through Capability. In: Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society). 2011. p. 1–6. DOI: 10.1109/IAS.2011.6074329
30. Costa A V., Rodrigues DB, Lima GB, de Freitas LC, Coelho EAA, Farias VJ, et al. Retrofitting Technique to Improve Voltage Sags Ride-Through Capability of ASD using SEPIC Rectifiers. In: IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC. IEEE; 2012. p. 1469–76. DOI: 10.1109/APEC.2012.6166014
31. Alves RL, Barbi I. A New Hybrid High Power Factor Three-Phase Unidirectional Rectifier. In: IEEE, editor. 2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. 2006. DOI:10.1109/ISIE.2006.295781
32. Font CHI, Barbi I. A New High Power Factor Bidirectional Hybrid Three-Phase Rectifier. In: Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006 APEC '06. IEEE; 2006. p. 1300–6. DOI: 10.1109/APEC.2006.1620707
33. Jiang Y, Wang J, Li Q, Feng Y, Mu X. The Passivity-based Hybrid Control of NPC Hybrid Three Phase Voltage Source Rectifier. In: 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC). IEEE; 2018. DOI:10.1109/PEAC.2018.8590434
34. de Freitas LCG, Coelho EAA, Parreira ÉF, Oliveira MAG, de Freitas LC. Multipulse Power Rectifier Without Using Multiphase Transformers. In: 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005 IECON 2005. IEEE; 2005. p. 519–24. DOI:10.1109/IECON.2005.1568959
35. Soares J de O, Canesin CA, de Freitas LC. A True Programmable HPF Hybrid Three-Phase Rectifier. In: 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference. IEEE; 2008. p.

- 3843–9. DOI: 10.1109/PESC.2008.4592554
36. Soares JO, Canesin CA, de Freitas LC. Hybrid Three-Phase HPF Rectifier with Programmable Input Current THD, Using FPGA Device and VHDL Language. In: 7th International Conference on Power Electronics. IEEE; 2007. p. 420–5. DOI:10.1109/ICPE.2007.4692421
 37. Costa A V., Rodrigues DB, de Freitas LC, Vieira JB, Coelho EAA, Farias VJ, et al. Hybrid three-phase rectifier with high power factor and voltage sags ride-through capability for utility interface of adjustable speed drives. In: XI Brazilian Power Electronics Conference. 2011. p. 582–8. DOI: 10.1109/COBEP.2011.6085275
 38. Bai L, Wang D, Zhou Y. Study on the Current Control Strategy of Hybrid Rectifier based on the PR Controller. In: International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). 2013. p. 1693–6. DOI: 10.1109/ICEMS.2013.6713346
 39. Alves RL, Font CHI, Barbi I. Novel Unidirectional Hybrid Three-Phase Rectifier System Employing Boost Topology. In: IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference. IEEE; 2005. p. 487–93. DOI: 10.1109/PESC.2005.1581669
 40. Li J, Wang M, Zhao Y, Wang J, Yang D, Lv X. Passivity-based control of the hybrid rectifier for medium and high-power application. IET Power Electron. 2019;12(15):4070–8. DOI: 10.1049/iet-pel.2019.0247
 41. Soeiro TB, Kolar JW. Analysis of high-efficiency three-phase two-and three-level unidirectional hybrid rectifiers. IEEE Trans Ind Electron. 2013;60(9):3589–601. DOI:10.1109/TIE.2012.2205358
 42. Gedroyc K, Jasinski M. All-SiC 5 kW/50 kHz Three-Phase Hybrid Rectifier with Reduced Input Current Harmonics. In: 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe). IEEE; 2017. p. 1–10. DOI:10.23919/EPE17ECCEurope.2017.8099276
 43. Soeiro TB, Friedli T, Hartmann M, Kolar JW. New Unidirectional Hybrid Delta-switch Rectifier. In: IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IEEE; 2011. p. 1474–9. DOI: 10.1109/IECON.2011.6119525
 44. Song W, Xie N, Wang Y, Dai Z, Pat W. Two methods to control neutral-point voltage fluctuation for a hybrid VIENNA rectifier. J Eng [Internet]. 2018 Jan 12;2018(13):654–60. Available from: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1049/joe.2018.0030>
 45. Song WZ, Dai ZH, Xie N, Wang YY, Wheeler P. Two methods for controlling three-time fundamental frequency neutral-point voltage oscillation in a hybrid VIENNA rectifier. IET Power Electron. 2019;12(4):932–43. DOI: 10.1049/iet-pel.2018.5017
 46. Yuanpeng F, Jiuhe W, Jianguo L, Xiaobin M. Research of Hybrid Rectifier with LCL Filter. In: IEEE International Conference of Safety Produce Informatization (IICSPI). IEEE; 2018. p. 575–81. DOI: 10.1109/IICSPI.2018.8690439
 47. de Freitas LCG, Simões MG, Canesin CA, de Freitas LC. Performance Evaluation of a Novel Hybrid Multipulse Rectifier for Utility Interface of Power Electronic Converters. IEEE Trans Ind Electron. 2007;54(6):3030–41. DOI: 10.1109/TIE.2007.907004

48. Rodrigues DB, Costa A V., Lima GB, de Freitas LC, Coelho EAA, Farias VJ, et al. DSP-Based Implementation of Control Strategy for Sinusoidal Snpurt Line Current Imposition for a Hybrid Three-Phase Rectifier. *IEEE Trans Ind Informatics*. 2013;9(4):1947–63. DOI: 10.1109/TII.2012.2227268
49. Barbi I. *Retificadores Monofásicos com Correção Ativa do Fator de Potência Empregando o Conversor Boost*. Santa Catarina: UFSC: Florianópolis, Brazil. 2015.
50. PFC demoboard - System solution: High power density 800W 130kHz Platinum server design [Internet]. 2016 [cited 2022 Apr 23]. p. 1–74. Available from: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-ApplicationNote_EVAL_800W_130PFC_C7-AN-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d4624cb7f111014d6b42c932713c
51. Rossetto L, Spiazzi G, Tenti P. Control Techniques For Power Factor Correction Converters. *Proc PEMC'94* [Internet]. 1994;1310–8. Available from: <http://blog.dianyuan.com/blog/u/51/1174286041.pdf%5Cnhttp://ru.scribd.com/doc/92966749/Control-Techniques-for-Power-Factor-Correction>
52. Silva C de S. Power Factor Correction with the UC3854. *Appl Note, Unitrode Integr Circuits Corp, Merrimack NH03054*. 1995;
53. Redl R, Balogh L. RMS, DC, Peak, and Harmonic Current in High-Frequency Power-Factor Correctors with Capacitive Energy Storage. In: [Proceedings] *APEC '92 Seventh Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*. 1992. p. 533–40. DOI:10.1109/APEC.1992.228364
54. Balogh L, Redi R. Power-Factor Correction with Interleaved Boost Converters in Continuous-Inductor-Current Mode. In: *Proceedings Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*,. 1993. p. 168–74. DOI:10.1109/apec.1993.290634
55. Andreyca B. Optimizing Performance in UC3854 Power Factor Correction Applications. *Unitrode Des Note DN-39E Texas Instruments*. 1999.
56. Bazinet J, Connor JAO. Analysis and Design of a Zero Voltage Transition Power Factor Correction Circuit. In: *Proceedings of 1994 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - ASPEC'94*. 1994. p. 591–7. DOI: 10.1109/APEC.1994.316344
57. ML4824 A. Application Note 42045 ML4824, A Novel Method for an Off-Line PFC-PWM Combo Controller. *Citeseer* [Internet]. 1998; Available from: <https://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.170.5072&rep=rep1&type=pdf>
58. Schott W. Power factor controllers TDA 4815/19: Higher power factor for switched-mode power supplies. *SIEMENS COMPONENTS*. 1993;28:1–10.
59. Moriconi U. A Bridgeless PFC Configuration Based on L4981 PFC Controller. *Appl Note AN1606* [Internet]. 2002;1606:1–18. Available from: www.hach.com/asset-get.download.jsa?id=7639984736?
60. Nelson C. The LT1248 Power-Factor Corrector. *Linear Technol Mag*. 1993;4.
61. Beams DM, Boppana S. Small-Signal Modeling of Boost Power-Factor Correction

- Controllers. In: 2010 53rd IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems. IEEE; 2010. p. 1025–8. DOI: 10.1109/MWSCAS.2010.5548816
62. Nalbant MK, Klein J. Design of a 1kW Power Factor Correction Circuit. In: Proc Power Conversion. 1989. p. 121–34.
 63. Klein J, Nalbant MK. Power Factor Correction - Incentives, Standards and Techniques. Power Convers Intell Motion. 1990;26–30.
 64. Maksimović D. Design of the Clamped-Current High-Power-Factor Boost Rectifier. IEEE Trans Ind Appl. 1995;31(5):986–92. DOI: 10.1109/28.464510
 65. Redl R, Erisman BP. Reducing Distortion in Peak-Current-Controlled Boost Power-Factor Correctors. In: 3rd International Power Electronic Congress Technical Proceedings CIEP '94. 1994. p. 576–83. DOI: 10.1109/APEC.1994.316346
 66. Zhou C, Jovanovic MM. Design Trade-offs in Continuous Current-Mode Controlled Boost Power-Factor Correction Circuits. In: 7th International Conference on High Frequency Power Conversion. 1992. p. 209–20. Available from: 1118019088.pdf (dianyuan.com)
 67. Zhou C. Design and Analysis of an Active Power Factor Correction Circuit. Master's thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University. 1989. Available from: <http://hdl.handle.net/10919/53729>
 68. Zhou C, Ridley RB, Lee FC. Design and Analysis of a Hysteretic Boost Power Factor Correction Circuit. In: 21st Annual IEEE Conference on Power Electronics Specialists. 1990. p. 800–7. DOI: 10.1109/PESC.1990.131271
 69. Canesin CA, Barbi I. A Unity Power Factor Multiple Isolated Outputs Switching Mode Power Supply Using a Single Switch. In: [Proceedings] APEC '91: Sixth Annual Applied Power Electronics Conference and Exhibition. 1991. p. 430–6. DOI:10.1109/APEC.1991.146207
 70. Font CHI. Retificadores Trifásicos Híbridos Bidirecionais com Fator de Potência Unitário. Florianópolis. 2009. Available from: <http://hdl.handle.net/10183/220684>
 71. Spiazzi G, Lee FC. Implementation of Single-Phase Boost Power-Factor-Correction Circuits in Three-Phase Applications. IEEE Trans Ind Electron. 1997;44(3):365–71. DOI:10.1109/41.585834
 72. Flores-Bahamonde F, Valderrama-Blavi H, Bosque JM, Martinez-Salamero L. Modular-Based PFC for Low Power Three-Phase Wind Generator. In: 7th International Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics (CPE). 2011. p. 125–30. DOI:10.1109/CPE.2011.5942219
 73. Flores-Bahamonde F, Valderrama-Blavi H, Bosque-Moncusi JM, Martinez-Salamero L, Leon-Masich A, Barrado JA. Single-Phase PFC for Three-Phase Wind Generator, a Modular Approach. system. 2012;88(1 A):56–60.
 74. Mao H, Lee FCY, Boroyevich D, Hiti S. Review of High-Performance Three-Phase Power-Factor Correction Circuits. IEEE Trans Ind Electron. 1997;44(4):437–46. DOI:10.1109/41.605616

75. Hahn J, Enjeti PN, Pitel IJ. A new three-phase power-factor correction (PFC) scheme using two single-phase PFC modules. *IEEE Trans Ind Appl.* 2002;38(1):123–30. DOI:10.1109/28.980366
76. AN4511 Application note: Common Mode Filters [Internet]. Life Augmented. 2016 [cited 2022 Mar 16]. p. 1–21. Available from: https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/d2/4d/6f/9d/bc/80/4d/97/DM00119609.pdf/files/DM00119609.pdf/jcr:content/translations/en/DM00119609.pdf
77. Todd PC. UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design. UNITRODE Appl note U-134. 1999;269–88.
78. Mayergoyz ID, Lawson W. *Basic Electric Circuit Theory: a one-semester text.* Gulf Professional Publishing. 1997. 382–400 p.
79. Zhang Z. *Coupled-Inductor Magnetics In Power Electronics.* california Institute of Technology. 1987.
80. Sundararajan D. *Introductory circuit theory.* Vol. 258, Springer International Publishing. 2020. 177–201 p.
81. Brusamarello VJ, Blauth YB. An analysis of k ii coupling coefficients. *Int J Electr Eng Educ.* 2012;49(1):16–25.
82. UCx854 High-Power Factor Preregulator [Internet]. Texas Instruments. 1998 [cited 2021 Nov 10]. Available from: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc3854.pdf?ts=1658734615774&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
83. Andreyark B. UC3854A and UC3854B Advanced Power Factor Correction Control ICs (DN-44). Unitrode Corp Appl note [Internet]. 1994 [cited 2021 Nov 10];1–5. Available from: https://www.ti.com/lit/an/slva177a/slva177a.pdf?ts=1659144072225&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
84. Oliveira R do C. *Conversor Buck CC-CC aplicado à termocicladores.* Universidade Federal do Pampa. 2018. Available from: <https://repositorio.unipampa.edu.br/jspui/handle/rii/3687>
85. Bezerra MAA. *Conversor CC-CA Para Painéis Fotovoltaicos com Conceito de Filtragem Ativa para Redução da Capacitância do Barramento CC.* Universidade Federal do Ceará. 2016. Available from: <http://www.repositorio.ufc.br/handle/riufc/57581>
86. *Cálculo de Indutores* [Internet]. *electronPI.* [cited 2022 Apr 4]. Available from: <http://www.eletronpi.com.br/calculo-de-indutor.aspx>
87. *Núcleos de Pó de Ferro: Material 034* [Internet]. *Magmattec.* [cited 2022 Feb 4]. Available from: https://www.magmattec.com.br/wp-content/uploads/2019/03/MATERIAL-034_01.pdf
88. *Current Transducer LAH 25-NP* [Internet]. *LEM Components - Data Sheet.* [cited 2022 Mar 10]. p. 3. Available from: <https://www.micro-semiconductor.com/datasheet/4f->

LAH-25-NP.pdf

89. Voltage Transducer LV 25-P [Internet]. LEM Components - Data Sheet. [cited 2022 Apr 13]. p. 1–4. Available from:
https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/lv_25-p.pdf
90. Gate Drive for Cree`s Generation 3 (C3M) SiC MOSFET: CGD15SG00D2 [Internet]. CREE. [cited 2022 Feb 8]. Available from:
<https://assets.wolfspeed.com/uploads/2020/12/CPWR-AN21.pdf>

APÊNDICE

Neste capítulo de apêndice encontram-se os resultados dos restantes testes efetuadas no protótipo por meio do analisador de energia.

A.1 Análise das Correntes de Entrada e Potência do Retificador Trifásico Modular

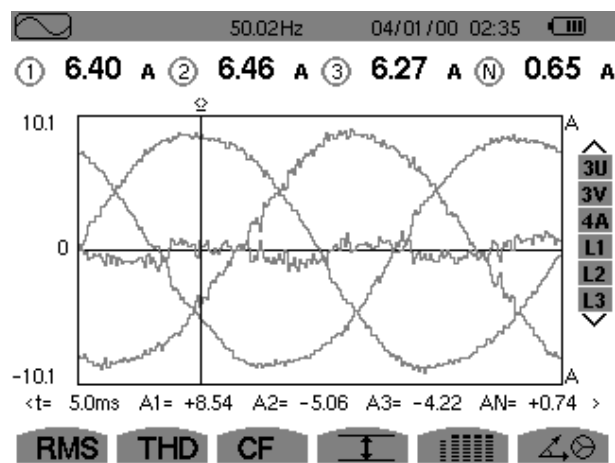


Figura A.1 — Análises das correntes de entrada

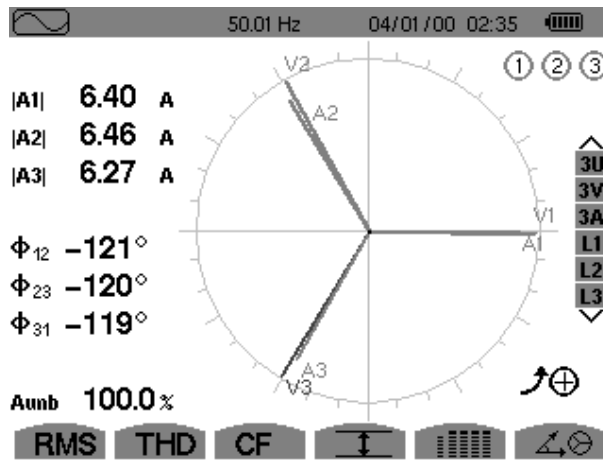


Figura A.2 — Distribuição angular das correntes de entrada.

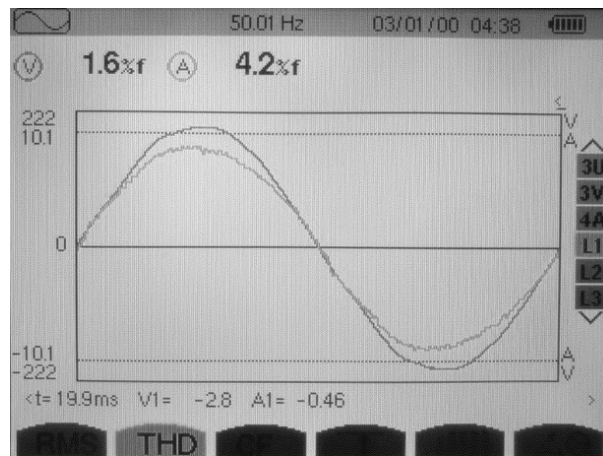


Figura A.3 — Tensão e corrente na fase a.

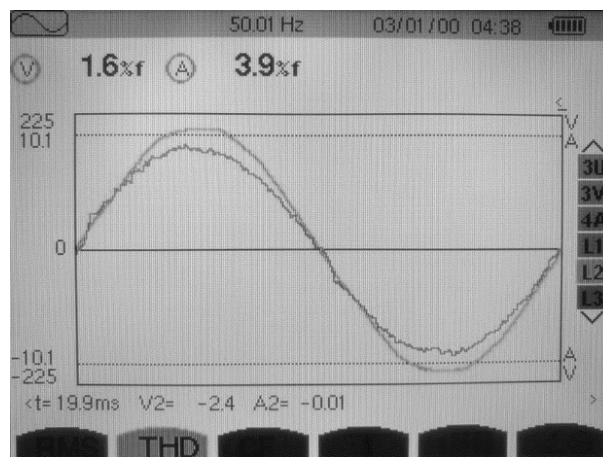


Figura A.4 — Tensão e corrente na fase b.

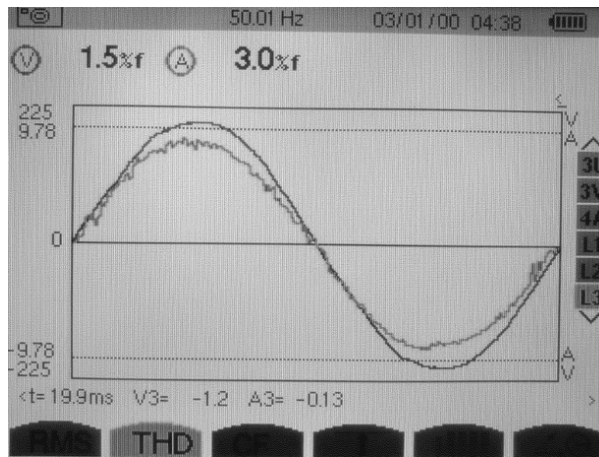


Figura A.5 — Tensão e corrente na fase c.

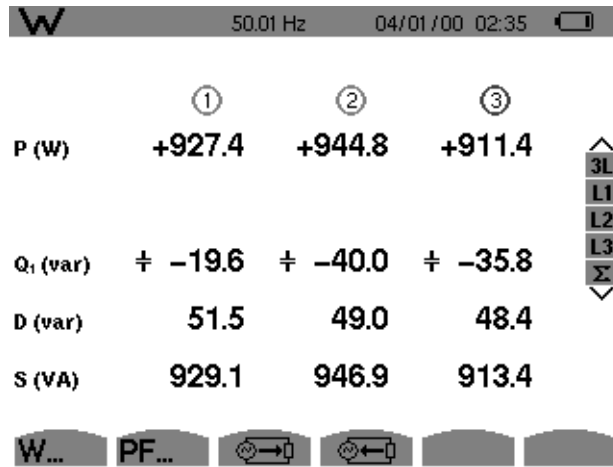


Figura A.6 — Análises das potências nas fases.

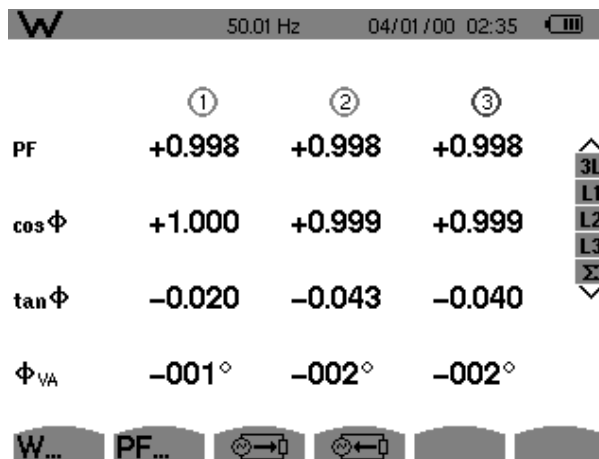


Figura A.7 — Análises do PF nas fases.

JOSÉ TEIXEIRA GONÇALVES

DESENVOLVIMENTO DE UM RETIFICADOR TRIFÁSICO
HÍBRIDO UNIDIRECIONAL COM CONVERSOR BOOST

