

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA**

**Matheos Coletto Wermuth**

**DESENVOLVIMENTO DE UM RETIFICADOR PWM PARA SISTEMAS DE  
ACIONAMENTO DE MOTORES DE INDUÇÃO NA IRRIGAÇÃO DE LAVOURAS  
DE ARROZ**

**Alegrete**

**2020**

**Matheos Coletto Wermuth**

**DESENVOLVIMENTO DE UM RETIFICADOR PWM PARA SISTEMAS DE  
ACIONAMENTO DE MOTORES DE INDUÇÃO NA IRRIGAÇÃO DE LAVOURAS  
DE ARROZ**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Guilherme Sebastião da Silva

Alegrete  
2020

Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos  
pelo(a) autor(a) através do Módulo de Biblioteca do  
Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais) .

W426d Wermuth, Matheos Coletto

Desenvolvimento de um retificador pwm para sistemas de  
acionamento de motores de indução na irrigação de lavouras de  
arroz / Matheos Coletto Wermuth.

101 p.

Trabalho de Conclusão de Curso(Graduação)-- Universidade  
Federal do Pampa, ENGENHARIA ELÉTRICA, 2020.

"Orientação: Guilherme Sebastião Da Silva".

1. Fronteira Oeste do Rio Grande do Sul. 2. Qualidade de  
Energia. 3. Rizicultura. 4. Retificador PWM. I. Título.



SERVIÇO PÚBLICO FEDERAL  
MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO  
Universidade Federal do Pampa

**MATHEOS COLETTO WERMUTH**

**DESENVOLVIMENTO DE UM RETIFICADOR PWM PARA SISTEMAS DE ACIONAMENTO  
DE MOTORES DE INDUÇÃO NA IRRIGAÇÃO DE LAVOURAS DE ARROZ**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 27 de Novembro de 2020.

Banca examinadora:

---

Prof. Dr. Guilherme Sebastião da Silva  
Orientador  
UNIPAMPA

---

Prof. Dr. Felipe Bovolini Grigoletto  
UNIPAMPA

---

Prof. Dr. Márcio Stefanello  
UNIPAMPA



Documento assinado eletronicamente por **FELIPE BOVOLINI GRIGOLETTO, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 27/11/2020, às 15:28, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **MARCIO STEFANELLO, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 27/11/2020, às 15:28, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **GUILHERME SEBASTIAO DA SILVA, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 27/11/2020, às 15:32, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site [https://sei.unipampa.edu.br/sei/controlador\\_externo.php?acao=documento\\_conferir&id\\_orgao\\_acesso\\_externo=0](https://sei.unipampa.edu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0), informando o código verificador **0413040** e o código CRC **636D9BA5**.

---

Universidade Federal do Pampa, Campus Alegrete  
Av. Tiarajú, 810 – Bairro: Ibirapuitã – Alegrete – RS CEP: 97.546-550  
Telefone: (55) 3422-8400

*Aos meus pais Arlete e Ivanor,  
Aos meus amigos e amigas,  
Pelo carinho, amor, incentivo e confiança.*

## **AGRADECIMENTOS**

Em primeiro lugar gostaria de agradecer aos meus pais, Arlete e Ivanor, pela motivação, pelo amor e suporte que me deram em toda a minha vida e em especial durante minha graduação. Aos meus familiares que sempre me motivaram a seguir meu sonho.

Ao Prof. Guilherme, por me inserir na área de pesquisa que hoje amo, por sua paciência e orientação durante toda a pesquisa e a realização deste trabalho, sempre me motivando a atingir melhores resultados, sempre confiando em meu desempenho e sempre me ajudando nos obstáculos que apareciam durante o caminho.

Aos meus colegas, amigos e amigas, irmãos e irmãs que fiz durante a vida e em especial durante a graduação, pela motivação, pelo convívio e pela amizade, que tornou ficar longe de casa mais aconchegante.

A todos os professores da UNIPAMPA, muito obrigado pela dedicação e competência depositada no curso de Eng. Elétrica, sem vocês não estaria a onde estou. Agradeço em especial aos professores Felipe B. Grigoletto e Márcio Stefanello pelo conhecimento, pelas conversas informais e também pela contribuição na realização deste trabalho.

Ao grupo de pesquisa LAPEC e à UNIPAMPA pela estrutura e por possibilitarem que pessoas excelentes fizessem parte da minha vida.

*"I see now that the circumstances of one's birth are irrelevant.  
It is what you do with the gift of life that determines who you are."  
(Mewtwo; Pokémon: The First Movie, 1999)*

## RESUMO

Devido a grande importância do agronegócio para a economia nacional, sistemas de irrigação são largamente utilizados para a manutenção de plantações, principalmente na Fronteira Oeste do Rio Grande do Sul onde grande parte da rizicultura é realizada de maneira irrigada. Estes sistemas de irrigação apresentam uma grande demanda de energia elétrica, já que em sua maioria são realizados por sistemas eletromecânicos. Logo, a qualidade do fornecimento de energia nestas regiões rurais é de grande importância, já que no mercado local, estão disponíveis apenas sistemas de acionamento que utilizam diodos para a retificação da tensão de entrada, assim, se tornando suscetíveis a falhas ocasionadas pela baixa qualidade de energia. Tendo isto em vista, em parceria com a empresa Esco GD, propõe-se a utilização do retificador PWM para a retificação da tensão de entrada, devido a baixa distorção das correntes de entrada, fator de potência unitário e tensão de saída com baixa ondulação. Primeiramente, caracteriza-se a rizicultura na região da Fronteira Oeste do Rio Grande do Sul, então, se descrevem aspectos importantes sobre a qualidade de energia, suas normas e agências reguladoras, também é realizado uma revisão sobre as topologias de sistemas de acionamento de motores mais utilizadas industrialmente. Então, é realizada a modelagem por espaço de estados em coordenadas síncronas do retificador PWM, para a obtenção do modelo que relaciona as correntes de entrada com a razão cíclica de cada braço do retificador e o segundo modelo que relaciona a tensão em seu barramento CC com as correntes de entrada. Estes modelos são utilizados para o projeto das malhas de controle de tensão e corrente, que são baseadas em controladores proporcional-integral. Em seguida, evidencia-se o sistema de sincronização com a rede, o *DSOGI-PLL* e os parâmetros utilizados para a sua implementação. Os resultados de simulação são divididos em três etapas, partida do sistema, onde é avaliado o desempenho do sistema durante o carregamento do barramento CC e partida do sistema de controle, regime permanente, onde avalia-se o desempenho do sistema durante sua operação nominal, e regime transitório, no qual o desempenho do retificador PWM é avaliado quando exposto a diversos fenômenos de precariedade do suprimento de energia elétrica da rede de distribuição. Por fim, nos anexos são abordados os projetos dos elementos armazenadores de energia do sistema e dos resistores de pré-carga do barramento CC.

**Palavras-chave:** Fronteira Oeste do Rio Grande do Sul, Qualidade de Energia, Rizicultura, Retificador PWM.

## ABSTRACT

Due to the great importance of agribusiness for the national economy, irrigation systems are widely used for the maintenance of plantations, mainly in the western border of Rio Grande do Sul, where much of the rice production is achieved using irrigation. These irrigation systems have a high demand for electricity, since most of them are driven by electromechanical groups. Consequently, the quality of energy supply in these rural regions is crucial, as the only locally available drive systems are using diodes for voltage rectifying, thus becoming susceptible to failures caused by poor power quality. In this context, in partnership with the company Esco GD, this work proposes the use of a PWM rectifier to rectify the input voltage, on account of the low distortion in the input currents, power factor close to unity and lower ripple in the output voltage. Firstly, the rice plantation in the western border of Rio Grande do Sul is characterized, then, important aspects about the power quality standards and regulatory agencies are described, topologies of industrially used motor drive systems are also described. Subsequently, the state-space representation of the PWM rectifier in the synchronous reference frame is calculated, to obtain the transfer function that relates the input currents with the duty cycle of each leg of the rectifier and to obtain the transfer function that relates the DC bus voltage with the input currents. These functions are used to design the voltage and current control loops, both of which are based in proportional-integral controllers. Thereafter, the grid synchronization method DSOGI-PLL is shown along with its implementation parameters. The simulation results are divided in three stages, system start up, where the performance of the system during the charging of the DC bus and starting the control system is evaluated, steady state, where the performance of the system during its nominal operation was assessed, and transient state, in which the performance of the PWM rectifier was evaluated during low power quality phenomena. Lastly, the design of the energy storage elements and the preload resistors are described in the attachments.

**Keywords:** Power quality, PWM rectifier, Rice farming, Rio Grande do Sul western border.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 – Municípios da Fronteira Oeste do RS . . . . .	20
Figura 2.2 – Demanda de energia referentes a períodos de inverno e verão na Fronteira Oeste - RS . . . . .	22
Figura 2.3 – Distorção harmônica da forma de onda de tensão . . . . .	24
Figura 2.4 – <i>Flicker</i> de tensão ocasionado por um forno a arco . . . . .	25
Figura 2.5 – Fenômeno de subtensão . . . . .	26
Figura 2.6 – <i>Spike</i> de tensão . . . . .	27
Figura 2.7 – Sobretensão ou <i>swell</i> . . . . .	27
Figura 2.8 – <i>Two-Level Voltage Source Inverter</i> (2L-VSI) . . . . .	30
Figura 2.9 – <i>Three-Level Neutral Point Clamped Inverter</i> (NPC) . . . . .	31
Figura 2.10– <i>Current Source Inverter</i> (CSI) . . . . .	32
Figura 2.11–Cicloconversor Clássico . . . . .	33
Figura 2.12– <i>Direct Matrix Converter</i> (DMC) . . . . .	34
Figura 2.13– <i>Indirect Matrix Converter</i> (IMC) . . . . .	34
Figura 3.1 – Topologia do sistema completo . . . . .	35
Figura 3.2 – Retificador PWM . . . . .	36
Figura 3.3 – Circuito equivalente do retificador PWM . . . . .	37
Figura 3.4 – Rotação dos vetores dq em relação ao eixo $\alpha\beta$ . . . . .	39
Figura 3.5 – Modelo do Retificador PWM visto a partir da entrada . . . . .	42
Figura 3.6 – Circuito equivalente CC do Retificador PWM . . . . .	45
Figura 3.7 – Sistema de controle multi malha genérico . . . . .	46
Figura 3.8 – Malhas de controle de corrente . . . . .	47
Figura 3.9 – Malhas de controle de corrente desacopladas . . . . .	48
Figura 3.10–Diagrama de Bode da malha de corrente . . . . .	50
Figura 3.11–Malha de controle de tensão . . . . .	51
Figura 3.12–Diagrama de Bode da malha de tensão . . . . .	53
Figura 3.13–Malha de controle de corrente com <i>feedforward</i> de tensão . . . . .	54
Figura 3.14–Estrutura básica do laço de captura de fase PLL . . . . .	55
Figura 3.15–Diagrama de blocos do <i>SOGI-QSG</i> . . . . .	57
Figura 3.16–Diagrama de blocos do <i>DSOGI-QSG</i> e <i>PSC</i> . . . . .	57
Figura 3.17–Diagrama de blocos do <i>DSOGI-PLL</i> . . . . .	58
Figura 4.1 – Sistema completo simplificado . . . . .	59
Figura 4.2 – Tensão do barramento CC durante a partida do sistema . . . . .	61
Figura 4.3 – Tensão de fase de entrada durante a partida do sistema . . . . .	62
Figura 4.4 – Correntes de fase de entrada durante a partida do sistema . . . . .	62
Figura 4.5 – Detalhe rampa de referência de tensão do barramento CC . . . . .	63
Figura 4.6 – Detalhe da conexão de carga ao retificador PWM . . . . .	64
Figura 4.7 – Detalhe das correntes de entrada durante a pré-carga do barramento CC . . . . .	65

Figura 4.8 – Detalhe da <i>Startup Inrush Current</i> nas correntes de entrada . . . . .	66
Figura 4.9 – Tensões de entrada em regime permanente . . . . .	67
Figura 4.10–Barramento CC em regime permanente . . . . .	68
Figura 4.11–FFT da tensão do barramento . . . . .	69
Figura 4.12–Correntes de entrada em regime permanente . . . . .	70
Figura 4.13–FFT da fase A das correntes de entrada . . . . .	71
Figura 4.14–Detalhes da FFT da fase A das corrente de entrada . . . . .	71
Figura 4.15–Tensão do barramento CC durante variação de carga . . . . .	72
Figura 4.16–Correntes de entrada durante variação de carga . . . . .	73
Figura 4.17–Tensões de entrada com degrau na tensão de entrada . . . . .	73
Figura 4.18–Correntes de entrada com degrau na tensão de entrada . . . . .	74
Figura 4.19–Tensão do barramento CC com degrau na tensão de entrada . . . . .	75
Figura 4.20–Correntes de entrada para variações de frequência . . . . .	76
Figura 4.21–Tensão do barramento CC para variações de frequência . . . . .	76
Figura 4.22–Tensões de entrada com afundamento desequilibrado de tensão . . . . .	77
Figura 4.23–Correntes de entrada com afundamento desequilibrado de tensão . . . . .	78
Figura 4.24–Tensão do barramento CC com afundamento desequilibrado de tensão . . . . .	78
Figura 4.25– $v_a$ e $10I_a$ para um afundamento desequilibrado de tensão . . . . .	79
Figura 4.26–Tensões de entrada com componentes harmônicas . . . . .	80
Figura 4.27–Correntes de entrada para inserção de componentes harmônicas . . . . .	81
Figura 4.28–FFT da fase A das correntes de entrada . . . . .	81
Figura 4.29–Tensão do barramento CC para inserção de componentes harmônicas . . . . .	82
Figura 4.30–FFT da tensão do barramento CC . . . . .	82
Figura A.1 – Rede de alimentação trifásica balanceada . . . . .	90
Figura A.2 – Razões cíclicas de cada braço . . . . .	91
Figura A.3 – Comparação de sinais com a portadora . . . . .	92
Figura A.4 – Circuito para o estado topológico A . . . . .	93
Figura A.5 – Circuito equivalente para o estado topológico A . . . . .	93
Figura A.6 – Circuito para o estado topológico B . . . . .	93
Figura A.7 – Circuito equivalente para o estado topológico B . . . . .	94
Figura A.8 – Circuito para o estado topológico C . . . . .	94
Figura A.9 – Circuito equivalente para o estado topológico C . . . . .	94
Figura A.10–Circuito equivalente total . . . . .	95
Figura A.11–Circuito equivalente total simplificado . . . . .	95
Figura A.12–Etapas de funcionamento para o circuito equivalente total . . . . .	96
Figura B.1 – Retificador PWM com circuito de pré-carga do barramento CC . . . . .	98
Figura B.2 – Circuito resultante . . . . .	99
Figura B.3 – Circuito equivalente CC . . . . .	99
Figura B.4 – Circuito equivalente de Thevenin . . . . .	99

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Safra de 2018/19 Rio Grande do Sul . . . . .	21
Tabela 2.2 – Limites de variação de tensão para pontos de conexão de 1 kV até 69 kV. . . . .	23
Tabela 4.1 – Parâmetros físicos do sistema simulado . . . . .	60
Tabela 4.2 – Ganhos dos controladores PI utilizados . . . . .	60
Tabela 4.3 – Componentes harmônicas utilizadas . . . . .	79
Tabela A.1 – Estados topológicos para o ponto de operação definido. . . . .	92
Tabela B.1 – Valores percentuais da tensão do capacitor em função do tempo . . . . .	100

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

2L-VSI	<i>Two-Level Voltage Source Inverter</i>
3L-NPC	<i>Three-Level Neutral Point Clamped Converter</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCV	<i>Cycloconverter</i>
CSI	<i>Current Source inverters</i>
DMC	<i>Direct Matrix Converter</i>
DSOGI-PLL	<i>Double Second Order Generalized Integrator PLL</i>
GCTS	<i>Gate Commutated Thyristor</i>
GTO	<i>Gate Turn-off Thyristors</i>
IEC	Comissão Eletrotécnica Internacional
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IGCT	<i>Integrated Gate Commutated Thyristors</i>
IMC	<i>Indirect Matrix Converter</i>
MF	Margem de Fase
MG	Margem de Ganho
PI	Proporcional-Integral
PIB	Produto Interno Bruto
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
SISO	<i>Single Input Single Output</i>
SOGI-QSG	<i>Second Order Generalized Integrator Quadrature Signal Generator</i>

SRF-PLL     *Synchronous Reference Frame PLL*

THD         *Total Harmonic Distortion*

VSI         *Voltage Source Inverter*

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO . . . . .	17
1.1	Objetivos . . . . .	18
1.2	Organização do trabalho . . . . .	18
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA . . . . .	20
2.1	Produção de Arroz na Fronteira Oeste do RS . . . . .	20
2.2	Qualidade de Energia . . . . .	22
2.2.1	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST . . . . .	23
2.2.2	Distorções Harmônicas . . . . .	24
2.2.3	Flutuações de Tensão . . . . .	25
2.2.4	Subtensão e Sobretensão . . . . .	25
2.2.5	Variação de Frequência . . . . .	28
2.3	Topologias Empregadas no Acionamento de Motores Elétricos . . . . .	28
2.3.1	Conversores Baseados em Fonte de Tensão . . . . .	29
2.3.2	Conversores Baseados em Fonte de Corrente . . . . .	31
2.3.3	Conversores Diretos . . . . .	32
3	METODOLOGIA . . . . .	35
3.1	Considerações Iniciais da Aplicação . . . . .	35
3.2	Modelagem em Eixos Estacionário e Síncrono do Retificador PWM . . . . .	36
3.2.1	Modelagem do Retificador PWM Visto a Partir da Entrada (CA) . . . . .	36
3.2.2	Modelagem do Retificador PWM Visto a Partir da Saída (CC) . . . . .	42
3.3	Projeto do Sistema de Controle . . . . .	45
3.3.1	Pré-Requisitos Para o Projeto do Controle . . . . .	45
3.3.2	Malha Interna de Controle de Corrente . . . . .	46
3.3.2.1	Projeto dos Compensadores . . . . .	48
3.3.3	Malha Externa de Controle de Tensão . . . . .	50
3.3.4	Fenômeno de <i>Startup Inrush Current</i> e Métodos Utilizados Para Sua Mitigação . . . . .	53
3.4	Método de Sincronização Com a Rede de Alimentação . . . . .	55
3.4.1	Duplo Integrador Generalizado de Segunda Ordem <i>DSOGI-PLL</i> . . . . .	56
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO . . . . .	59
4.1	Considerações Iniciais . . . . .	59
4.2	Sistema Completo Simulado . . . . .	59
4.3	Resultados da Partida do Sistema . . . . .	61
4.4	Resultados em Regime Permanente . . . . .	66
4.4.1	Barramento CC em Regime Permanente . . . . .	67

4.4.2	Correntes de Entrada em Regime Permanente . . . . .	69
4.5	Resultados em Regime Transitório . . . . .	72
4.5.1	Variação de Carga . . . . .	72
4.5.2	Degrau de Tensão de Entrada . . . . .	73
4.5.3	Variações de Frequência . . . . .	75
4.5.4	Afundamento Desequilibrado de Tensão . . . . .	77
4.5.5	Distorções Harmônicas . . . . .	79
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .	83
5.1	Conclusão . . . . .	83
5.2	Trabalhos Futuros . . . . .	83
	REFERÊNCIAS . . . . .	85
	<b>ANEXOS</b>	<b>89</b>
	ANEXO A – CÁLCULO DOS ELEMENTOS PASSIVOS . . . . .	90
A.1	Cálculo do Indutor de Entrada . . . . .	90
A.2	Cálculo da Capacitância do Barramento CC . . . . .	97
	ANEXO B – SISTEMA DE PRÉ-CARGA DO BARRAMENTO CC	98

## 1 INTRODUÇÃO

O agronegócio representa uma considerável parcela do Produto Interno Bruto (PIB) nacional, totalizando 21,58% no ano de 2017 e 21,4% em 2019 (CNA; CEPEA, 2017; CNA; CEPEA, 2019). Dentro do agronegócio nacional, a produção de arroz na Fronteira Oeste do Rio Grande do Sul destaca-se por sua expressiva contribuição na safra de 2018/19 (IRGA, 2019).

Sendo o arroz irrigado a maior parte da rizicultura presente no estado do Rio Grande do Sul, se faz necessário sistemas de irrigação para a manutenção de lâminas d'água ao longo do crescimento da planta. Em sua maioria, utilizam-se sistemas de irrigação eletromecânicos conectados a rede de em média 150 CV por unidade. Com a utilização destes sistemas, a demanda energética aumenta consideravelmente (KAEHLER et al., 2013).

Com o aumento da demanda, problemas referentes a baixa qualidade de energia presente em redes rurais se intensificam, surgindo assim, o interesse em estudos de qualidade de energia, visto que é de grande importância adequar o sistema utilizado para o acionamento destas máquinas de irrigação ao local de sua aplicação.

Estudos sobre a Qualidade de Energia Elétrica (QEE) apresentam suas raízes em meados da década de 70, com o termo *power quality* sendo citado. A QEE tem por interesse analisar o comportamento das formas ondas de tensão e corrente e verificar desvios de seus comportamentos ideais, como desbalanceamentos, harmônicas, afundamentos, entre outros (BOLLEN, 2000).

Diversos fenômenos podem ocasionar precariedades na energia elétrica fornecida ao consumidor, destacam-se distorções harmônicas, flutuações de tensão e variações de frequência.

Para que os sistemas de irrigação possam ser ligados a rede alimentação, são necessários sistemas de acionamento de motores. Estes sistemas devem suprir uma grande variedade de requerimentos, como: ajuste de velocidade angular, torque, aceleração e posição linear, rápida eliminação de erros, alta confiabilidade e eficiência (KAZMIERKOWSKI et al., 2011).

Topologias de acionamento de motores podem ser divididas em três áreas, topologias baseadas em fonte de tensão, fontes de corrente e topologias diretas. Estas se diferenciam pelos elementos passivos utilizados em seu barramento CC e semicondutores de potência (RIZZO; ZARGARI, 2004; KAZMIERKOWSKI et al., 2011).

Os sistemas de acionamento mais difundidos pela região da Fronteira Oeste do Rio Grande do Sul, segundo a empresa EscoGD, utilizam circuitos passivos para a retificação da tensão de entrada. Estes que também são conhecidos como retificadores a diodo, são utilizados devido a simplicidade de seu circuito e ausência de um circuito de controle. Porém, estas topologias introduzem diversos fenômenos de qualidade de energia na rede, como alto conteúdo harmônico das correntes de entrada, baixo fator de potência, distorção

das tensões, entre outros (BORGONOVO, 2005).

Desta forma, topologias de retificação ativa se tornam cada vez mais atrativas, com vantagens como: baixa distorção harmônica das correntes de entrada, possibilidade de fluxo bidirecional de potência e fator de potência unitário na entrada (NETO, 2015). Entretanto, há o ônus do aumento da complexidade do sistema, já que se torna necessário a utilização de um circuito de controle e de sincronização com a rede elétrica.

Em vista disto, juntamente com a empresa Esco GD, propõe-se uma topologia de retificador ativo em redes rurais, sincronizada com a alimentação, utilizando um retificador PWM, do inglês *Pulse Width Modulation* ou modulação por largura de pulso, devido a sua simplicidade dentre as topologias chaveadas.

Para isso, inicialmente serão realizadas modelagens matemáticas para a obtenção de funções de transferência para o retificador em questão. Baseando-se nessas funções de transferência o sistema de controle é exposto e projetado, juntamente com o método escolhido de sincronização com a rede, o Duplo Integrador Generalizado de Segunda Ordem, do inglês *DSOGI-PLL*. Por fim, busca-se avaliar o desempenho do retificador PWM juntamente com seu sistema de pré-carga, controle e sincronização utilizando simulações no software MATLAB/Simulink. O retificador será avaliado durante sua partida, operação nominal em regime permanente e também seu desempenho frente a transitórios esperados na região rural da Fronteira Oeste do Rio Grande do Sul.

## 1.1 Objetivos

Este trabalho apresenta uma contribuição geral nas áreas de eletrônica de potência, controle de sistemas. Os principais objetivos são elencados a seguir:

- Aplicar uma topologia de conversor que seja capaz de operar em redes elétricas rurais;
- Projetar um sistema de controle capaz de atuar em redes com baixa QEE;
- Projetar um sistema de sincronização robusto frente a variações na rede elétrica.

## 1.2 Organização do trabalho

- Capítulo 1 - Contém uma introdução geral ao tema, bem como os objetivos pretendidos com este trabalho.
- Capítulo 2 - É realizada uma revisão bibliográfica, caracterizando a região de aplicação do sistema, principais problemas de qualidade de energia encontrados e as topologias largamente utilizadas para o propósito de acionamento de máquinas elétricas.
- Capítulo 3 - É apresentada a metodologia proposta, demonstrando as considerações iniciais sobre a topologia, modelagem matemática do circuito do retificador PWM,

projeto do sistema de controle adotado, uma breve explicação do fenômeno de irrupção de corrente durante a partida do sistema, juntamente com a solução implementada para a sua mitigação e por fim a descrição do método de sincronização com a rede utilizado.

- Capítulo 4 - Se avalia o desempenho do retificador PWM durante a sua partida e operação nominal e também a sua operação durante os fenômenos de baixa qualidade de energia descritos na seção 2.2 utilizando simulações via *MATLAB/Simulink*.
- Capítulo 5 - São apresentadas as conclusões gerais deste trabalho.

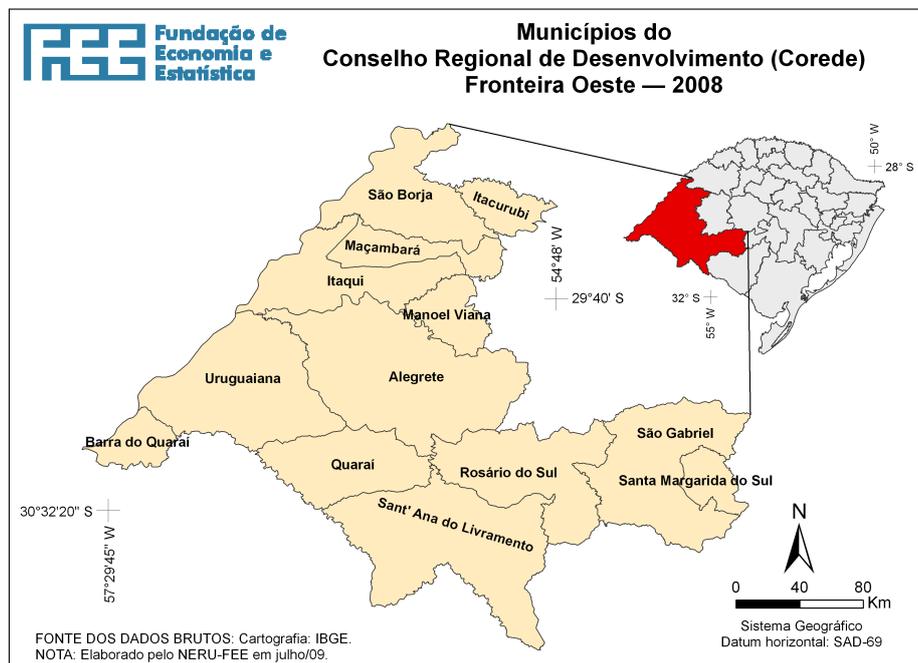
## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo é apresentada uma breve introdução sobre a produção de arroz irrigado na Fronteira Oeste do Rio Grande do Sul e junto a isto um panorama geral sobre Qualidade de Energia Elétrica (QEE), o PRODIST e sobre os principais fenômenos que afetam a qualidade de energia. Por fim, também serão apresentadas topologias de conversores trifásicos, comumente utilizados em sistemas de acionamento de motores na indústria.

### 2.1 Produção de Arroz na Fronteira Oeste do RS

O agronegócio é um dos grandes pilares da economia brasileira, correspondendo a 21,58% do Produto Interno Bruto (PIB) no ano de 2017 e 21,4% no ano de 2019 (CNA; CEPEA, 2017; CNA; CEPEA, 2019). Dentro do agronegócio, destaca-se a produção de arroz, principalmente na Fronteira Oeste do Rio Grande do Sul (Brasil). Localidade composta por 13 municípios, entre eles, Alegrete, Barra do Quaraí, Maçambará, entre outros, mostrados na Figura 2.1.

Figura 2.1 – Municípios da Fronteira Oeste do RS



Fonte: Obtido de Fundação de Economia e Estatística

No Brasil, a região sul, composta pelos estados do Paraná, Santa Catarina e Rio Grande do Sul, é a maior produtora de arroz, tanto em área plantada, 1.168,8 mil *ha* quanto em produção, 8.622,2 mil toneladas de grãos (CONAB, 2019). A Tabela 2.1 que mostra os dados sobre a safra 2018/19 no estado do Rio Grande do Sul referente à área

colhida em hectares, produção em toneladas e a produtividade em quilogramas por hectare.

Tabela 2.1 – Safra de 2018/19 Rio Grande do Sul

Regiões	Área Colhida ( <i>ha</i> )	Produção ( <i>t</i> )	Produtividade ( <i>kg/ha</i> )
Fronteira Oeste	284.985	2.185.627	7.669
Campanha	139.985	998.387	7.132
Central	132.519	961.552	7.256
P. Costeira Interna	138.655	1.018.029	7.342
P. Costeira Externa	112.774	802.076	7.112
Zona Sul	155.619	1.275.788	8.198

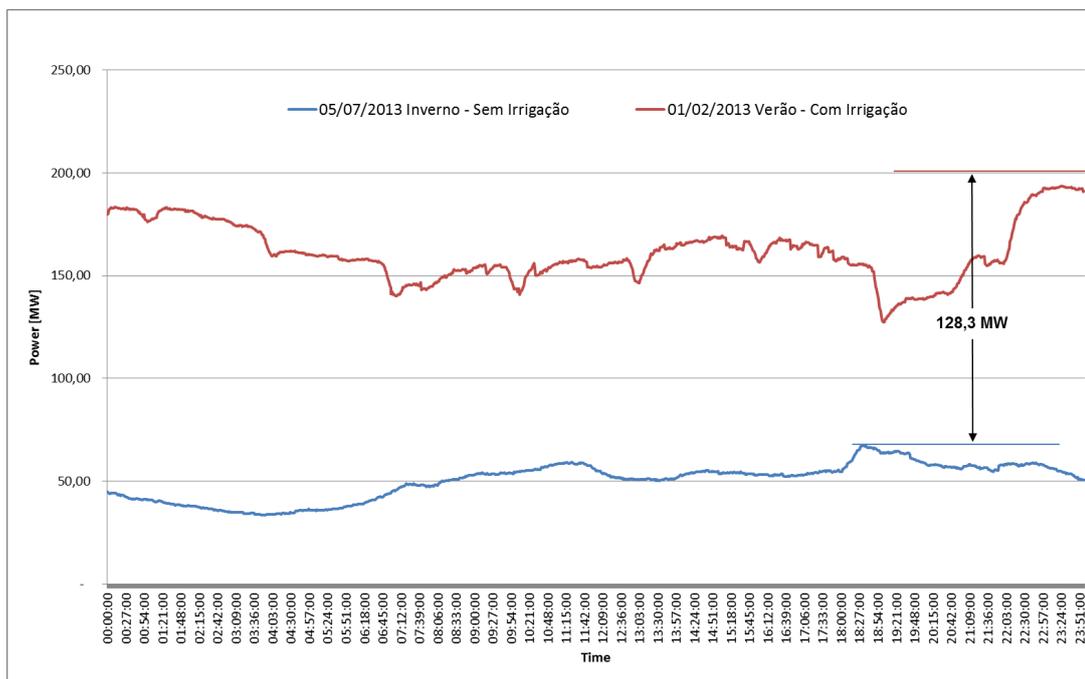
Fonte: Modificado de IRGA (2019)

Segundo Kaehler et al. (2013) a cultura no Estado do Rio Grande do Sul é em sua maioria de arroz irrigado, sendo semelhante nos países vizinhos. O processo de cultivo adota a inundação da lavoura, mantendo uma lâmina d'água de cerca de 10 cm ao longo de todo o processo de crescimento da planta. A rizicultura tradicional não atinge os níveis de produtividade do arroz irrigado. Encontram-se três tipos de irrigação presentes na região, eletromecânica, natural e diesel-mecânica, sendo a primeira a mais utilizada.

A carga demandada por estes sistemas eletromecânicos têm característica sazonal e varia de acordo com as condições pluviométricas, operando com motores de em média 150 CV por unidade em um período médio de 90 a 120 dias nos meses de verão, por cerca de 21 horas por dia.

O grande volume de irrigação gera um aumento na demanda de energia, como pode ser visto na Figura 2.2. A demanda adicionada pelo uso do bombeamento por meios eletromecânicos em 2013 foi de 128,3 MW. O fator de carga durante o bombeamento realizado no verão é cerca de 83,4%, enquanto no inverno apresenta-se cerca de 74,4% (KAEHLER et al., 2013).

Figura 2.2 – Demanda de energia referentes a períodos de inverno e verão na Fronteira Oeste - RS



Fonte: Obtido de Kaehler et al. (2013)

Com o aumento da demanda, vinda do uso de bombeamentos eletromecânicos, surgem problemas referentes a baixa qualidade de energia das redes rurais, variando desde subtensões e sobretensões até desconexão de sistemas de bombeamento devido ao grande desbalanço das tensões de entrada. Tendo isto em vista, é de grande importância a manutenção da qualidade de energia para que a produção anual da safra não seja prejudicada.

## 2.2 Qualidade de Energia

Desde meados da década de 70 o termo *power quality* ou Qualidade de Energia Elétrica (QEE) tem sido citado, mostrando que a preocupação com este tema é relativamente nova, tendo em vista a história de energia elétrica. A qualidade de energia é a combinação da qualidade de tensão e qualidade de corrente, portanto a QEE tem interesse em analisar o comportamento das formas de onda de tensão e corrente e verificar o quanto essas formas de onda diferem do comportamento considerado ideal. Ressalta-se que qualidade de energia elétrica não tem relação com variações no produto entre tensões e correntes (potência) em comparação a valores ideais (BOLLEN, 2000).

Existe um grande interesse em relação à estudos sobre a qualidade de energia, já que os alguns equipamentos utilizados amplamente no âmbito industrial se tornaram mais suscetíveis a defeitos, assim ocasionando perdas na produção. Além disso, os próprios

equipamentos são fontes de problemas de qualidade de energia, devido a não linearidade intrínseca presente neles, estes equipamentos originam-se do desenvolvimento da eletrônica de potência e microeletrônica (VENDRAMETO, 2015).

### 2.2.1 Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST

No ano de 1996 instituiu-se a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), que vinculada ao Ministério de Minas e Energia tem a finalidade de regular e fiscalizar a produção, transmissão e comercialização de energia elétrica, em conformidade com as diretrizes do Governo Federal

A ANEEL elaborou documentos com intuito de normatizar e padronizar as atividades técnicas relacionadas aos sistemas de distribuição de energia elétrica, estes documentos são os Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) (PRODIST, 2017). O oitavo módulo do PRODIST trata sobre a qualidade de energia, a qual pode ser dividida em qualidade do serviço e qualidade do produto. A qualidade de serviço refere-se à continuidade de fornecimento, com indicadores sobre o tempo e frequência das interrupções e a qualidade do produto analisa a conformidade das formas de onda em regime permanente e as perturbações na forma de onda de tensão e corrente (VENDRAMETO, 2015).

O principal interesse se dá na qualidade do produto, a qual acompanha fenômenos como: desequilíbrio de tensão, distorção harmônica, fator de potência, flutuação de tensão, variação de frequência e variação de tensão de curta duração (ANEEL, 2018).

A ANEEL avalia em termos de níveis de tensão os pontos de conexão à rede básica, rede de distribuição, aos pontos de conexão entre concessionárias e também nos pontos de entrega de energia aos consumidores. Para os níveis de tensão em regime permanente são definidos limites de variação de tensão, estes limites são Adequado, Precário e Crítico (USIDA, 2007). Esses limites, para pontos de conexão em tensão superior a 1 kV e inferior a 69 kV, podem ser vistos na Tabela 2.2, onde TA é a Tensão de Atendimento, TL a Tensão de Leitura e TR a Tensão de Referência.

Tabela 2.2 – Limites de variação de tensão para pontos de conexão de 1 kV até 69 kV.

Tensão de Atendimento (TA)	Faixa de variação da TL em relação à TR
Adequada	$0,93TR \leq TL \leq 1,05TR$
Precária	$0,90TR \leq TL < 0,93TR$
Crítica	$TL < 0,90TR$ ou $TL > 1,05TR$

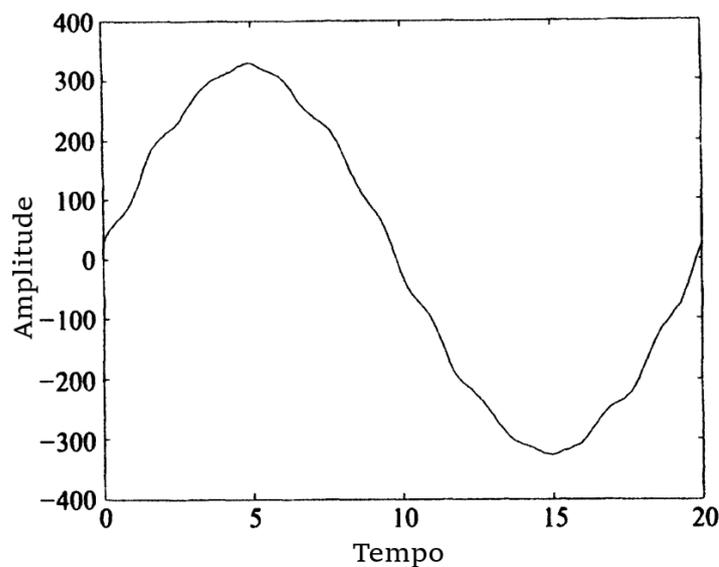
Fonte: Modificado de ANEEL (2018)

### 2.2.2 Distorções Harmônicas

As formas de onda no sistema de distribuição raramente serão exatamente senoidais. Estes fenômeno é chamado de Distorção harmônica quando esta deformação é similar em cada ciclo da frequência fundamental da forma de onda em questão (BOLLEN, 2000).

Dispositivos que apresentam relação não linear entre tensão e corrente, como motores e transformadores, que apresentam núcleos ferromagnéticos sujeitos a saturação, geralmente inserem harmônicas de frequências múltiplas inteiras da fundamental. Cargas que além da não linearidade apresentam variações no tempo podem produzir distorções variáveis no tempo, levando ao aparecimento de frequências inter-harmônicas e também harmônicas moduladas, como é o caso de compensadores reativos a tiristores e fornos a arco (DECKMANN; POMILIO, 2010). Um exemplo de distorção harmônica pode ser visto na Figura 2.3.

Figura 2.3 – Distorção harmônica da forma de onda de tensão



Fonte: Modificado de Bollen (2000)

Uma das formas de caracterizar as harmônicas é pelo uso das componentes simétricas, advindas do Teorema de Fortescue (formulado em 1918), que constata que qualquer sistema polifásico desequilibrado pode ser decomposto como a soma de três componentes simétricas, sendo as componentes de sequência positiva, negativa e zero. O significado físico para essas componentes é que a sequência positiva produz um campo girante no mesmo sentido da fundamental, a sequência negativa produz um campo com rotação contrária e a sequência zero produz um campo oscilante (LEÃO; SAMPAIO; ANTUNES, 2014).

A presença de componentes harmônicas geram vários efeitos indesejados, como a diminuição do rendimento de motores, elevação de temperatura em transformadores e

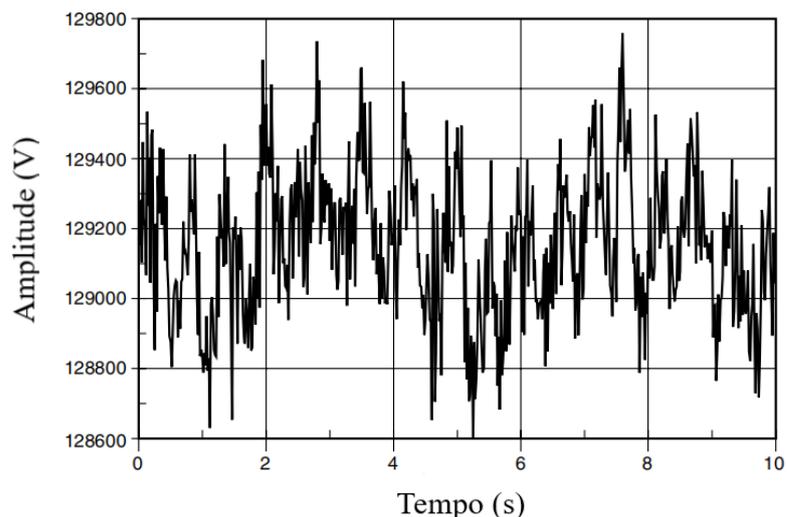
bancos de capacitores, devido ao aumento de perdas elétricas, e diminuem a vida útil de cabos e isoladores (VENDRAMETO, 2015)

### 2.2.3 Flutuações de Tensão

Flutuações de tensão são variações aleatórias, repetitivas ou esporádicas do valor eficaz da tensão. Fenômeno caracterizado por uma variação visualmente representada por uma modulação no envoltório da forma de onda de tensão, esta variação na magnitude de tensão é aleatória e costuma variar 10% para mais ou para menos que o valor nominal de tensão. A flutuação de tensão também pode ser denominada *flicker* de tensão, o termo *flicker* é derivado do impacto que as flutuações de tensão apresentam em lâmpadas incandescentes, fazendo com que estas cintilem (DUGAN et al., 2003).

As flutuações de tensão ocorrem quando o sistema não consegue suprir o requerimento de potência reativa demandada pelas cargas conectadas à rede. O aumento da demanda de potência reativa é originado pela queda de tensão na carga e este fenômeno é causado principalmente pela variação ao longo do tempo da impedância das cargas ligadas ao sistema de potência. Um dos principais equipamentos causadores destes distúrbios são os fornos ou fornalhas a arco que utilizam grandes quantidades de corrente elétrica para fundir metais (SIQUEIRA, 2017). A Figura 2.4 representa um *flicker* de tensão causado pela operação de um forno a arco.

Figura 2.4 – *Flicker* de tensão ocasionado por um forno a arco



Fonte: Obtido de Dugan et al. (2003)

### 2.2.4 Subtensão e Sobretensão

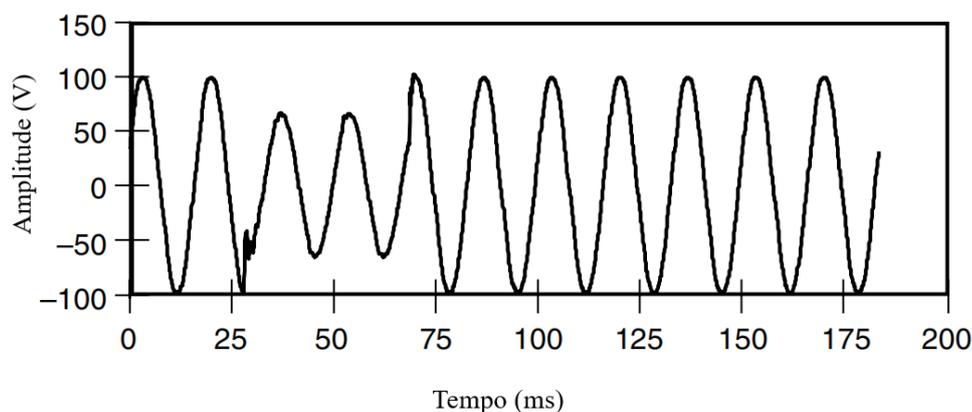
Fenômenos de subtensão são conhecidos por diversas nomenclaturas dependendo da bibliografia utilizada, a Comissão Eletrotécnica Internacional (*IEC*) utiliza o termo

*dip* para classificar fenômenos de sub-tensão, já o Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (*IEEE*) utiliza o termo *sag*. Este fenômeno é caracterizado pela redução da magnitude da tensão de alimentação seguido da recuperação do valor nominal em um período finito de tempo (BOLLEN, 2000).

Este evento pode ser classificado em duas características de tempo, curta duração, entre 10 *ms* e 1 minuto e longa duração, durando mais de 1 minuto (BOLLEN, 2000; MEHL, 2000).

Eventos de curta duração são classificados pela *IEC* como a redução da tensão de alimentação para um valor entre 90% e 1% da tensão nominal e para a *IEEE* é classificado como uma redução de tensão entre 10% e 90% do valor nominal (BOLLEN, 2000). Um exemplo de subtensão pode ser visto na Figura 2.5.

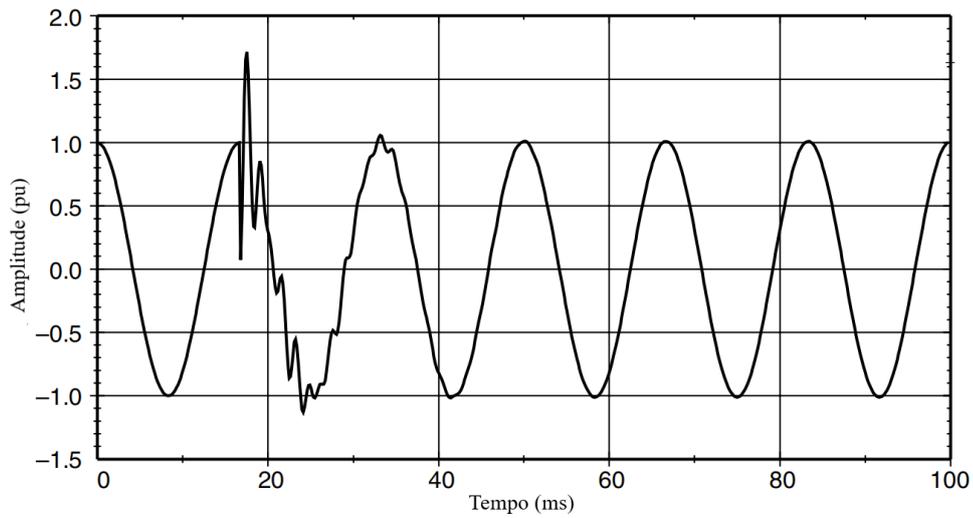
Figura 2.5 – Fenômeno de subtensão



Fonte: Modificado de Dugan et al. (2003)

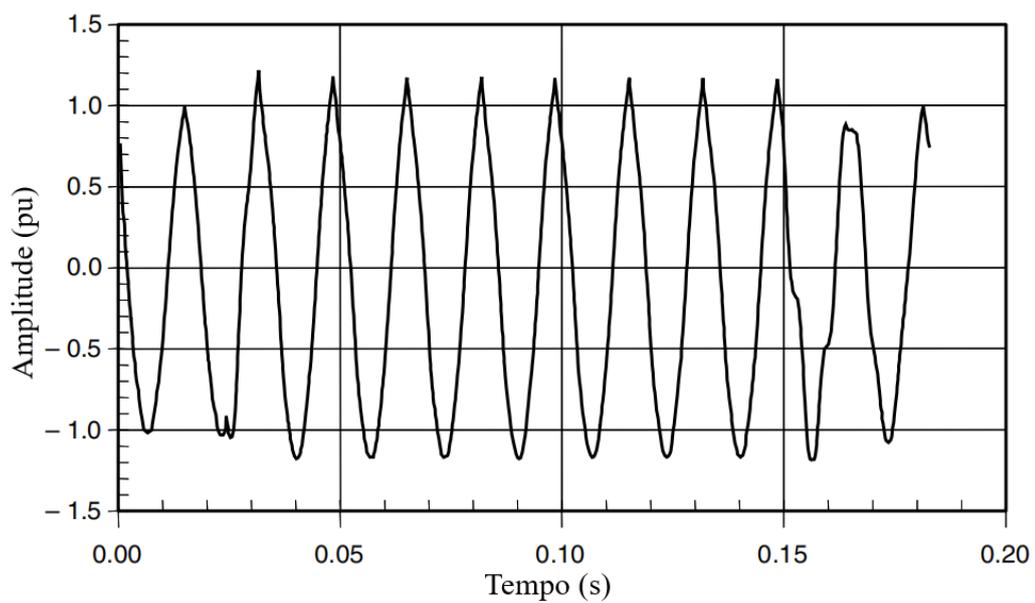
Eventos de sobretensão são opostos aos eventos citados anteriormente, este remete a elevação da tensão acima de seu valor nominal, também recebendo diferentes nomenclaturas devido a sua duração, como, *swell*, *spike* e sobretensão (IVANOV, 2017).

Transitórios de sobretensão ou *spikes* de tensão ocorrem de forma rápida, na ordem de milissegundos a segundos, caracterizando uma elevação de tensão e um retorno ao seu valor nominal de forma rápida (MEHL, 2000). Um exemplo de *spike* de tensão pode ser visto na Figura 2.6.

Figura 2.6 – *Spike* de tensão

Fonte: Modificado de Dugan et al. (2003)

Já os eventos de *swell* de tensão são elevações de tensão que ocorrem entre 1 ciclo da fundamental a 1 minuto. Eventos normalmente denominados de *overvoltage* ou sobretensão são aqueles que tem sua duração superior a 1 minuto (IVANOV, 2017). Um exemplo de sobretensão ou *swell* pode ser visto na Figura 2.7.

Figura 2.7 – Sobretensão ou *swell*

Fonte: Modificado de Dugan et al. (2003)

### 2.2.5 Variação de Frequência

Assim como a magnitude, a frequência da tensão e da corrente não são exatamente constantes. Variações de frequência são definidas como o afastamento da frequência nominal do sistema de seu valor especificado, de 60 Hz para o Brasil. A frequência do sistema está diretamente relacionada a velocidade de rotação dos geradores que alimentam o sistema, existindo pequenas variações naturais de frequência, devido ao equilíbrio dinâmico entre carga e geração (DUGAN et al., 2003).

Variações de frequência que saem dos limites considerados usuais, por mais que raras em sistemas interligados, podem ser geradas por falhas em sistemas de transmissão, grandes cargas sendo desconectadas abruptamente ou grandes bancos de geradores sendo desligados (BOLLEN, 2000).

Para as redes de distribuição brasileiras, o PRODIST determina que o sistema de distribuição e os sistemas de geração conectadas a ele, devem operar em condições nominais dentro dos limites de frequência de  $59,1\text{ Hz}$  e  $60,1\text{ Hz}$ , também é determinado que ao ocorrer algum distúrbio no sistema, os geradores conectados a este devem fazer com que a frequência retorne para a faixa de  $59,5\text{ Hz}$  e  $60,5\text{ Hz}$  dentro de 30 segundos, caso saia desta faixa. Estes limites são empregados para garantir a recuperação do equilíbrio entre cargas e geração (ANEEL, 2018).

Estas variações são muito mais prováveis de ocorrer quando se tem uma carga suprida por um gerador isolado da rede de alimentação, devido a isto, não se é recomendado abastecer cargas sensíveis a frequência em sistemas isolados, visto que a resposta de controle do sistema pode não ser suficientemente rápida para que se evite danos a carga. Entalhamentos<sup>1</sup> de tensão podem ser confundidos com variação de frequência, já que estes entalhamentos podem ocorrer próximos a origem da forma de onda, assim causando erros de medição em sensores que utilizam o cruzamento por zero para a medição de frequência (DUGAN et al., 2003).

## 2.3 Topologias Empregadas no Acionamento de Motores Elétricos

Os sistemas de acionamento de motores atuais devem suprir uma grande variedade de requerimentos, como: grande gama de ajuste de velocidade angular, torque, aceleração angular e posição linear, rápida eliminação de erros, máxima eficiência na conversão de potência e também devem ter alta confiabilidade e facilidade de operação. Atualmente a engenharia de acionamento de motores utiliza diversos conceitos interdisciplinares, entre eles, teorias de motores elétricos, controle e eletrônica de potência (KAZMIERKOWSKI et al., 2011).

<sup>1</sup> Conhecido como *Notching*, este fenômeno é causado pela operação nominal de dispositivos eletrônicos de potência que comutam a corrente de uma fase para outra. Quando a corrente é comutada, ocorre um curto-circuito instantâneo entre fases trazendo a tensão tão próximo a zero quanto permitido pela impedância do sistema (DUGAN et al., 2003).

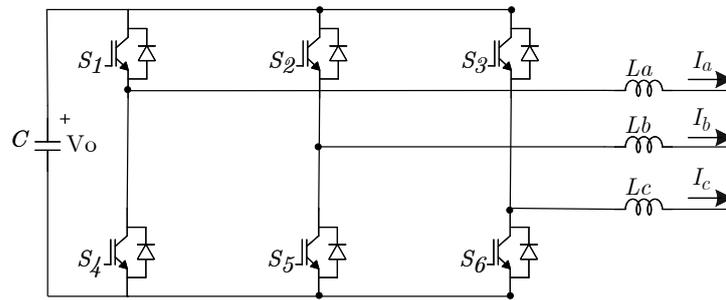
Como exposto em Rizzo e Zargari (2004) e Kazmierkowski et al. (2011), topologias de acionamento de motores podem ser divididas basicamente em três grandes áreas; topologias baseadas em fontes de tensão; fontes de corrente e topologias diretas. Estas topologias podem ser classificadas baseando-se nos componentes utilizados em seus barramentos CC e semicondutores de potência utilizados. Vale ressaltar que existe uma lista infindável de topologias que podem ser utilizadas em acionamentos elétricos, devido a isto será feita uma exposição das topologias típicas e mais conhecidas atualmente.

### 2.3.1 Conversores Baseados em Fonte de Tensão

Conversores, baseados em fonte de tensão, (VSIs), do inglês *Voltage Source Inverter*, são considerados topologias amplamente difundidas e se tornaram as mais comumente utilizadas na indústria. Apresentam em seu barramento CC uma fonte de tensão ou um arranjo de capacitores para o fornecimento de tensão constante, é desta configuração que o nome destas topologias é originado. Os semicondutores comumente utilizados nestes arranjos são os transistores bipolares de porta isolada ou IGBT (do inglês *Insulated Gate Bipolar Transistor*), e os tiristores de comutação por porta integrada ou IGCT (do inglês *integrated Gate Commutated Thyristors*) (HILLER; SOMMER; BEUERMANN, 2010).

A topologia mais comum de VSIs é o VSI de dois níveis, conhecido como 2L-VSI (do inglês *Two-Level Voltage Source Inverter*). Esta topologia é composta por dois semicondutores por fase e um capacitor ou fonte de tensão em seu barramento. O sinal de controle é complementar entre as chaves da fase, enquanto uma está conduzindo a outra está aberta, para que não ocorra um curto-circuito entre os terminais positivo e negativo do barramento CC.

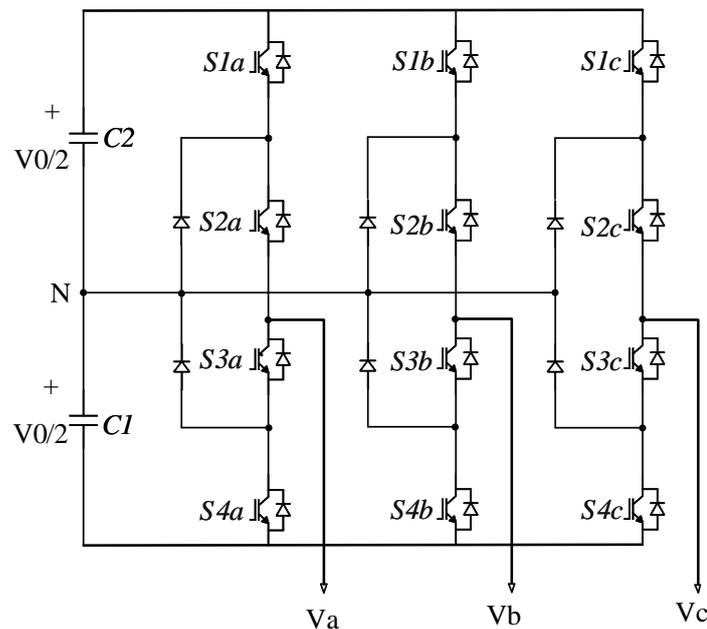
Esta topologia pode gerar apenas dois níveis de tensão de fase, ao conectar a carga no terminal positivo ou negativo. A tensão máxima de saída depende da tensão do barramento e para cargas de alta potência se faz necessário grandes tensões CC no barramento. Devido ao grande conteúdo harmônico das tensões de saída que precisam ser filtradas para que tensões senoidais sejam produzidas, esses conversores são utilizados em cargas indutivas, como motores. Na prática, o maior limitante dos níveis de tensão do conversor são os níveis de tensão de bloqueio dos semicondutores utilizados (KAZMIERKOWSKI et al., 2011). O circuito do 2L-VSI pode ser visto na Figura 2.8.

Figura 2.8 – *Two-Level Voltage Source Inverter (2L-VSI)*

Fonte: Elaborado pelo Autor.

Outra topologia muito difundida é o conversor de três níveis com diodo de grampeamento (3L-NPC), do inglês *Three-Level Neutral Point Clamped Converter*, proposto por Nabae, Takahashi e Akagi (1981). Este conversor contém menos harmônicas em sua tensão de saída, devido ao aumento dos níveis da mesma. Apresenta seu barramento CC dividido, quatro chaves por fase, ou braço, do conversor e 6 diodos de grampeamento (dois por fase) utilizados para definir um caminho para a corrente entre a carga e o ponto neutro do barramento CC.

Este conversor apresenta a possibilidade de três níveis de tensão de saída, ao fechar ambas as chaves superiores a carga é conectada a tensão positiva,  $+V_0/2$ , se ambas as chaves centrais estão acionadas, a carga é conectada ao ponto neutro e se ambas as chaves inferiores estão acionadas a carga é conectada a tensão negativa do barramento,  $-V_0/2$ . Cada chave deve bloquear apenas metade da tensão total do barramento, devido ao ponto neutro, assim, se pode atingir níveis de potência superiores ao 2L-VSI utilizando os mesmos semicondutores (RODRÍGUEZ et al., 2010). Além disso, mais níveis de tensão podem ser obtidos com o 3L-NPC, bastando apenas dividir o barramento CC em maior número utilizando vários capacitores e com isso expandir o número de chaves e conexões à esses pontos extras. O circuito do 3L-NPC pode ser visto na Figura 2.9.

Figura 2.9 – *Three-Level Neutral Point Clamped Inverter (NPC)*

Fonte: Elaborado pelo Autor.

### 2.3.2 Conversores Baseados em Fonte de Corrente

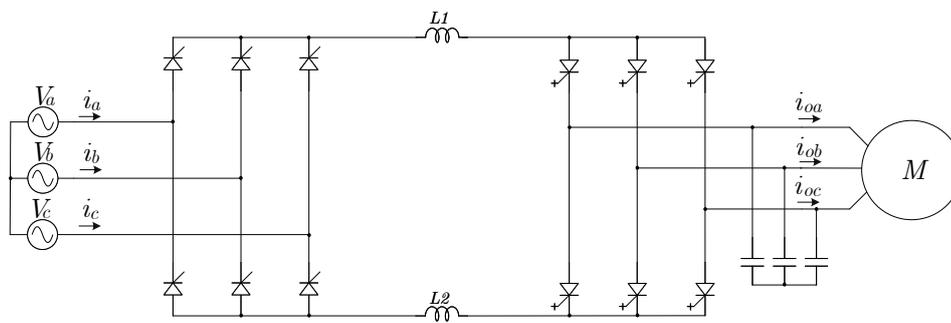
Conversores baseados em fontes de corrente (CSI), do inglês *Current Source Inverter*, apresentam conjunto de indutores em seu barramento CC e, devido a isso, necessitam de um retificador controlado para que corrente contínua possa ser fornecida ao barramento CC. A corrente de saída deste conversor não pode ser diretamente aplicada à uma carga indutiva, tornando imprescindível o uso de capacitores como filtro de saída para que a distorção harmônica seja reduzida e uma pequena tensão seja aplicada na carga (NAGUIB; LOPES, 2010).

Em CSIs, os semicondutores usados devem ser capazes de bloquear tensão em ambos os sentidos. Esses semicondutores são chamados de dispositivos com bloqueio simétrico. Dispositivos com bloqueio simétrico existem, porém, é comum adicionar um diodo em série com um semicondutor assimétrico para que o bloqueio bidirecional seja atingido. Em comparação aos VSIs que apresentam o seu diodo de roda livre em anti-paralelo em relação as suas chaves, a adição deste diodo em série causará um aumento nas perdas, visto que haverá uma queda de tensão adicional, portanto, perdas maiores devem ser toleradas ao se comparar os CSIs aos VSIs (LUTZ et al., 2011).

Diversos tipos de semicondutores vem sendo usados em CSIs ao longo dos anos, primeiramente tiristores GTO simétricos (do inglês *Gate Turn-off Thyristor*) foram utilizados até o final dos anos 90 quando tiristores comutados simétricos GCTs (do inglês *Gate Commutated Thyristor*) foram inseridos no mercado. Os semicondutores mais atuais

amplamente utilizados são o IGCT simétrico e o IGBT de alta tensão, conhecido como HV-IGBT (do inglês *High-Voltage IGBT*) (BILGIN; ERMIS, 2010). A topologia clássica de um conversor baseado em fonte de corrente, utilizando IGCTs na saída, pode ser vista na Figura 2.10.

Figura 2.10 – *Current Source Inverter (CSI)*

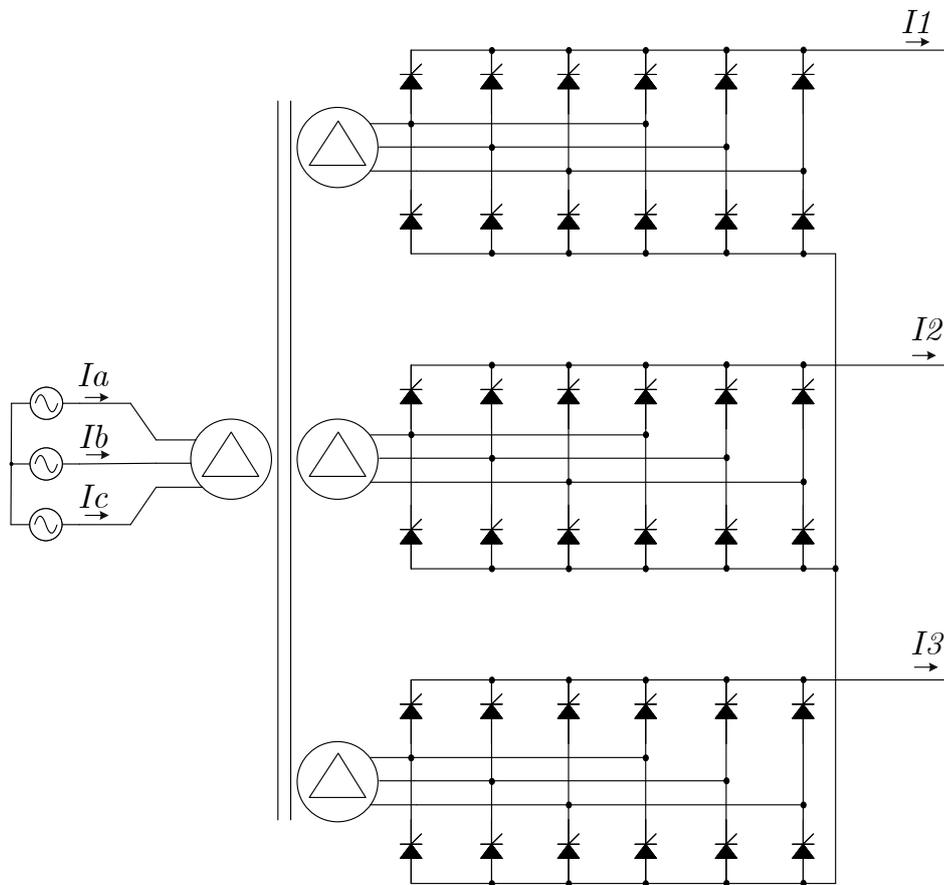


Fonte: Elaborado pelo Autor.

### 2.3.3 Conversores Diretos

Conversores diretos têm esta denominação devido a transferência direta de energia da fonte para a carga sem passar por barramentos de armazenamento, como é o caso do VSI (capacitores no barramento) e do CSI (indutores no barramento). Em contra partida, necessitam de estratégias de controle mais complexas que os conversores anteriores. Dentro das topologias de conversores diretos, os Cicloconversores (CCV) do inglês *Cycloconverter* são os mais utilizados, com apenas um arranjo de semicondutores de potência estes conversores podem conectar diretamente a fonte de alimentação à sua carga, convertendo as tensões de entrada trifásica alternadas em tensões trifásicas alternadas com amplitude e frequência variável. Este conversor também permite o fluxo de potência em ambas as direções. A topologia pode ser alimentada por transformadores com defasamento entre as fases, buscando o cancelamento dos harmônicos nas correntes de entrada (WU et al., 2008). A topologia de um CCV clássico pode ser vista na Figura 2.11.

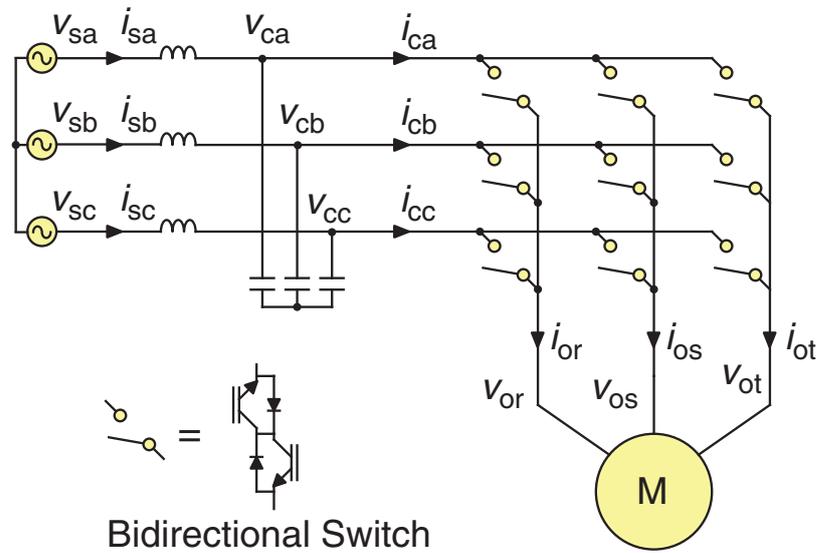
Figura 2.11 – Cicloconversor Clássico



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Outras topologias de conversores muito difundidas a partir do final dos anos 90 são o conversor matricial direto (DMC) e indireto (IMC), do inglês *Direct Matrix Converter* e *Indirect Matrix Converter*, respectivamente. Estes conversores utilizam um arranjo de chaves semicondutoras bidirecionais controladas para criar uma tensão de saída sem restrições de frequência. Como todo conversor direto, ambas as topologias DMC e IMC não apresentam elementos armazenadores de energia. A chave para o funcionamento do conversor matriz são os semicondutores operáveis em quatro quadrantes, assim permitindo operações em alta frequência (WHEELER et al., 2002). O desenvolvimento do conversor matricial começou com o trabalho de Venturini e Alesina (1980), que introduziram o termo *Matrix Converter* e fizeram uma extensiva dedução matemática sobre o funcionamento do mesmo. A topologia do DMC pode ser vista na Figura 2.12.

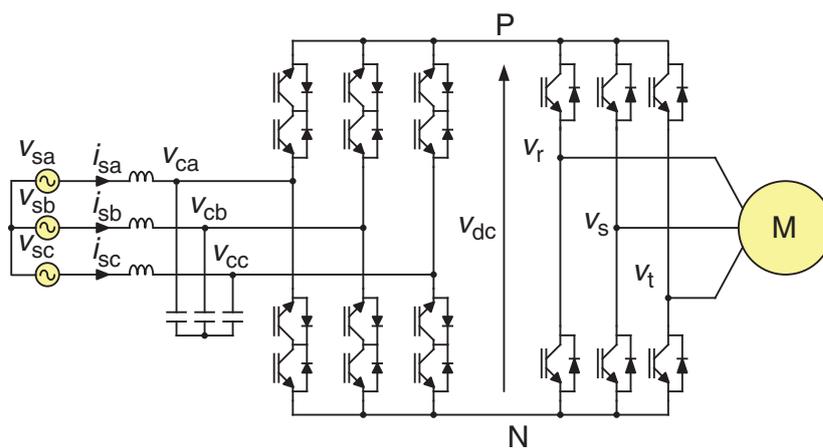
Figura 2.12 – *Direct Matrix Converter (DMC)*



Fonte: Modificado de Kazmierkowski et al. (2011)

O IMC é uma derivação do DMC, composto por um retificador trifásico, um barramento CC virtual e um inversor trifásico. Como não apresenta elementos armazenadores de energia é classificado como um conversor direto, apesar de sua nomenclatura. O funcionamento de um IMC é igual a de um DMC proporcionando fluxo de potência bidirecional (REYES et al., 2008). A topologia de um IMC pode ser vista na Figura 2.13.

Figura 2.13 – *Indirect Matrix Converter (IMC)*



Fonte: Modificado de Kazmierkowski et al. (2011)

### 3 METODOLOGIA

#### 3.1 Considerações Iniciais da Aplicação

A Fronteira Oeste do Rio Grande do Sul utiliza grandes quantidades de energia elétrica para a irrigação durante a época de plantio de arroz. Porém, a qualidade de energia nas redes rurais, que estes sistemas estão instalados, é precária.

As topologias de acionamento mais difundidas pela região, segundo a empresa Esco GD, são topologias que utilizam diodos para a retificação da tensão da rede. Estas topologias de retificação passiva de tensão são utilizadas em grande escala devido a sua simples estrutura, baixo custo e ausência de controle.

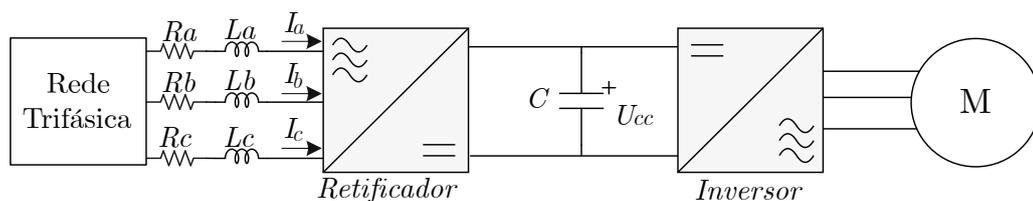
Porém, estes retificadores a diodos drenam da rede correntes pulsadas em sua entrada, assim, se tornando cargas não lineares que drenam correntes compostas de componentes harmônicas em diversas frequências múltiplas da fundamental da tensão da rede (BORGONOVO, 2005).

Estas componentes harmônicas de corrente drenadas da rede, dão origem a diversos problemas para todo o sistema, desde a geração e transmissão, até a distribuição e acoplamento das cargas, como por exemplo: baixo fator de potência, distorção das tensões da rede, aumento das perdas elétricas, interferência eletromagnética em equipamentos sensíveis, entre outros (BORGONOVO, 2005; BARBI et al., 2002). Estes problemas podem ser observados nas redes rurais da região.

Topologias ativas, isto é, que utilizem IGBTs, MOSFETs, TBJs, entre outros tipos de semicondutores de potência controlados, não estão presentes no mercado local. Neste trabalho é utilizado o retificador PWM, o qual apresenta algumas vantagens se comparado aos retificadores convencionais, entre elas: fator de potência unitário na entrada, possibilidade de fluxo bidirecional de potência, baixa distorção harmônica das correntes de entrada e fornecimento de tensão CC com baixa ondulação mantendo correntes e tensões de entrada aproximadamente senoidais (NETO, 2015).

Portanto, juntamente com a empresa Esco GD propõe-se uma topologia chaveada, sincronizada com a rede de alimentação, utilizando um retificador PWM para o acionamento de motores voltados à irrigação de lavouras de arroz. A topologia do sistema completo pode ser vista na Figura 3.1.

Figura 3.1 – Topologia do sistema completo



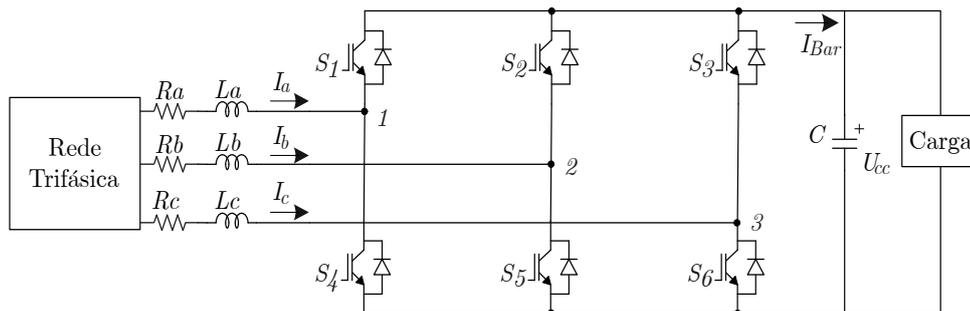
Fonte: Elaborado pelo Autor.

Onde,  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  correspondem aos filtros de entrada do sistema para cada fase,  $R_a$ ,  $R_b$  e  $R_c$  às resistências de cada filtro e  $U_{CC}$  é a tensão no barramento CC compartilhado entre o retificador e o inversor. Neste trabalho, será realizada a modelagem, o controle e a sincronização do retificador PWM com a rede.

### 3.2 Modelagem em Eixos Estacionário e Síncrono do Retificador PWM

Para a topologia do retificador, escolheu-se um retificador PWM, devido a sua simplicidade e adequação para o sincronismo com a rede. Este retificador opera similarmente ao 2L-VSI, visto na Figura 2.8, porém, ao invés de entregar potência do barramento CC para alguma carga, o retificador converte tensões de entrada CA, provenientes da rede, para tensões CC que são entregues ao inversor e as demais cargas conectadas à ele, neste caso, futuramente um inversor de frequência e um motor elétrico. A topologia do retificador PWM pode ser vista na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Retificador PWM

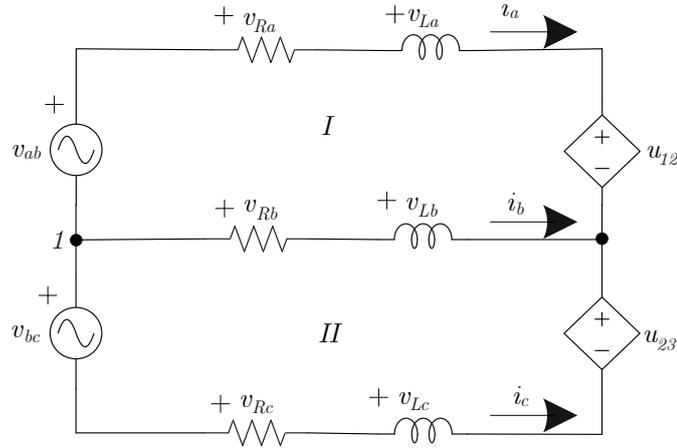


Fonte: Elaborado pelo Autor.

#### 3.2.1 Modelagem do Retificador PWM Visto a Partir da Entrada (CA)

Utilizando a Figura 3.2 juntamente com o método descrito por Camargo (2006), foi possível obter as equações de estado da planta do retificador, para o lado CA, tanto em coordenadas  $abc$ , quanto  $\alpha\beta 0$  e também em coordenadas  $dq0$ . Primeiramente obteve-se o circuito equivalente para o retificador trifásico, visto na Figura 3.3, considerando a rede trifásica equilibrada e sem distorções.

Figura 3.3 – Circuito equivalente do retificador PWM



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Onde,  $v_{ab}$  é a tensão de linha entre as fases A e B e  $v_{bc}$  a tensão de linha entre as fases B e C,  $u_{12}$  e  $u_{23}$  são as diferenças de potencial entre os pontos 1 e 2 e, 2 e 3 respectivamente, Como a resistência e a indutância do filtro de entrada são iguais para cada fase, estas serão representadas como  $R$  e  $L$ , respectivamente. Primeiramente, aplica-se as leis de Kirchhoff das tensões nas malhas I e II da Figura 3.3 e assim, obtém-se as seguintes equações referente as tensões de cada malha:

$$-v_{ab} + v_{Ra} + v_{La} + u_{12} - v_{Lb} - v_{Rb} = 0 \quad (3.1)$$

$$-v_{bc} + v_{Rb} + v_{Lb} + u_{23} - v_{Lc} - v_{Rc} = 0 \quad (3.2)$$

A seguir, aplicam-se as leis das correntes de Kirchhoff no nó 1, obtendo-se:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.3)$$

A partir da equação (3.3), pode-se concluir que:

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} = 0 \quad (3.4)$$

Assume-se que a resistência e indutância do filtro de entrada sejam iguais para todas as fases, assim, pode-se definir suas quedas de tensão como:

$$v_{Ri} = Ri; v_{Li} = L \frac{di_i}{dt} \quad (3.5)$$

Ao multiplicar a resistência do filtro de entrada ( $R$ ) na equação (3.3) obtém-se que a soma das quedas de tensão nessas resistências também é nula. Analogamente, ao multiplicar-se a indutância do filtro de entrada ( $L$ ) na equação (3.4) obtém-se que a soma das quedas de tensão nas indutâncias do filtro é nula.

Reescrevendo as equações (3.1) e (3.2), de maneira matricial, e isolando os termos referentes as quedas de tensão no filtro, tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_{Ra} + v_{La} \\ v_{Rb} + v_{Lb} \\ v_{Rc} + v_{Lc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -u_{12} + v_{ab} \\ -u_{23} + v_{bc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

As grandezas do lado direito da equação (3.6) podem ser transformadas de linha para para fase utilizando a matriz de transformação a seguir:

$$T_{l-f} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Com isso, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_{Ra} + v_{La} \\ v_{Rb} + v_{Lb} \\ v_{Rc} + v_{Lc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Agora, pode-se isolar os termos  $v_{Li}$  da equação (3.8) e obtendo as correntes e suas derivadas a partir das equações (3.3) e (3.4), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = \frac{R}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

A partir da equação (3.9) obtém-se a representação por espaço de estados em coordenadas estacionárias  $abc$ , que é dada por:

$$\dot{X}(t) = A_{abc}X(t) + B_{abc}U(t) + F_{abc}W(t) \quad (3.10)$$

Onde,  $X(t)$  é o vetor de estados do sistema, representado pelas correntes em cada fase,  $U(t)$  é o vetor de controle do sistema, representado pelas tensões produzidas pelo retificador em cada braço, e  $W(t)$  são os distúrbios constantes do sistema, no caso, as tensões de fase equilibradas da rede.

A transformação do sistema trifásico em coordenadas  $abc$  para um sistema em coordenadas  $\alpha\beta 0$  pode ser obtida através da matriz de transformação  $T_{\alpha\beta 0}$  invariante na potência, conforme a equação seguir:

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Assim, tem-se que:

$$X_{\alpha\beta 0}(t) = T_{\alpha\beta 0}X(t); U_{\alpha\beta 0}(t) = T_{\alpha\beta 0}U(t); W_{\alpha\beta 0}(t) = T_{\alpha\beta 0}W(t). \quad (3.12)$$

As variáveis  $X(t)$ ,  $U(t)$  e  $W(t)$  das equações (3.12) podem ser isoladas e substituídas na equação (3.10), assim, obtém-se:

$$T_{\alpha\beta 0}^{-1} \dot{X}_{\alpha\beta 0}(t) = A_{abc} T_{\alpha\beta 0}^{-1} X_{\alpha\beta 0}(t) + B_{abc} T_{\alpha\beta 0}^{-1} U_{\alpha\beta 0}(t) + F_{abc} T_{\alpha\beta 0}^{-1} W_{\alpha\beta 0}(t) \quad (3.13)$$

Multiplica-se pela direita ambos os lados da equação (3.13) pela matriz  $T_{\alpha\beta 0}$ , assim, obtém-se a representação por espaço de estados em coordenadas  $\alpha\beta 0$ , que é dada por:

$$\dot{X}_{\alpha\beta 0}(t) = A_{\alpha\beta 0} X_{\alpha\beta 0}(t) + B_{\alpha\beta 0} U_{\alpha\beta 0}(t) + F_{\alpha\beta 0} W_{\alpha\beta 0}(t) \quad (3.14)$$

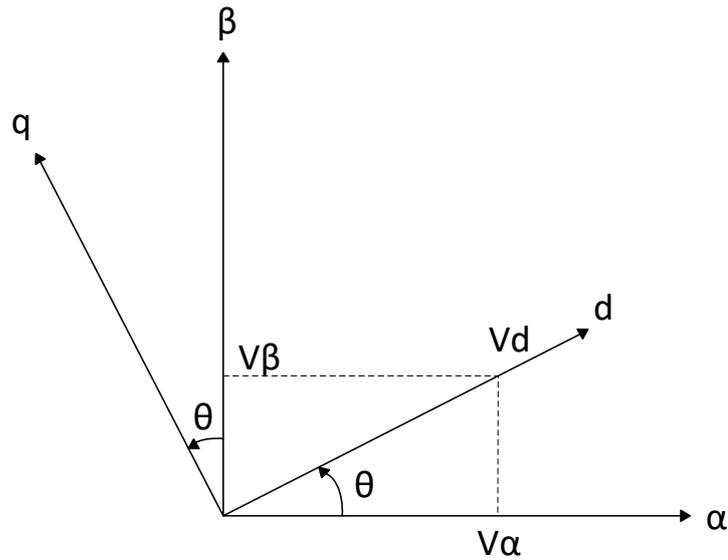
onde:

$$X_{\alpha\beta 0}(t) = \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ 0 \end{bmatrix}; U_{\alpha\beta 0}(t) = \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \\ u_0 \end{bmatrix}; W_{\alpha\beta 0}(t) = \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \\ v_0 \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

$$A_{\alpha\beta 0} = \frac{R}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}; B_{\alpha\beta 0} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; F_{\alpha\beta 0} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.16)$$

Para a transformação entre o sistema de coordenadas estáticas  $\alpha\beta 0$  e o sistema de coordenadas síncronas  $dq 0$  é necessário que um plano de referência seja determinado entre as variáveis. Este plano pode ser visto na Figura 3.4.

Figura 3.4 – Rotação dos vetores dq em relação ao eixo  $\alpha\beta$



Fonte: Elaborado pelo Autor.

A partir dos eixos coordenados da Figura 3.4 a matriz de transformação  $T_{dq0}$  a seguir pode ser obtida.

$$[T_{dq0}] = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \text{sen}(\omega t) & 0 \\ -\text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Logo, obtém-se:

$$X_{dq0}(t) = T_{dq0}X_{\alpha\beta0}(t); U_{dq0}(t) = T_{dq0}U_{\alpha\beta0}(t); W_{dq0}(t) = T_{dq0}W_{\alpha\beta0}(t). \quad (3.18)$$

Isolando os termos  $X_{\alpha\beta0}(t)$ ,  $U_{\alpha\beta0}(t)$  e  $W_{\alpha\beta0}(t)$  da equação (3.18) e substituindo-os na equação (3.14), obtém-se:

$$(T_{dq0}^{-1}\dot{X}_{dq0}(t)) = A_{\alpha\beta0}T_{dq0}^{-1}X_{dq0}(t) + B_{\alpha\beta0}T_{dq0}^{-1}U_{dq0}(t) + F_{\alpha\beta0}T_{dq0}^{-1}W_{dq0}(t) \quad (3.19)$$

Agora, expande-se a parcela da esquerda da equação (3.19) em relação a sua derivada parcial e isola-se o termo  $\dot{X}_{dq0}$ , assim tem-se:

$$\dot{X}_{dq0}(t) = [-T_{dq0}\dot{T}_{dq0}^{-1} + T_{dq0}A_{\alpha\beta0}T_{dq0}^{-1}]X_{dq0}(t) + T_{dq0}B_{\alpha\beta0}T_{dq0}^{-1}U_{dq0}(t) + T_{dq0}F_{\alpha\beta0}T_{dq0}^{-1}W_{dq0}(t) \quad (3.20)$$

Então, a partir da equação (3.20), deduz-se que:

$$\dot{X}_{dq0}(t) = A_{dq0}X_{dq0}(t) + B_{dq0}U_{dq0}(t) + F_{dq0}W_{dq0}(t) \quad (3.21)$$

onde:

$$X_{dq0}(t) = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix}; U_{dq0}(t) = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ U_{CC} \end{bmatrix}; W_{dq0}(t) = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix}. \quad (3.22)$$

$$A_{dq0} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}; B_{dq0} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; F_{dq0} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.23)$$

Para sistemas trifásicos a três fios a componente zero pode ser desprezada, já que será sempre nula, então as matrizes da equação (3.22) e da equação (3.23) se tornam:

$$X_{dq}(t) = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}; U_{dq}(t) = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}; W_{dq}(t) = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}. \quad (3.24)$$

$$A_{dq} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}; B_{dq} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}; F_{dq} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.25)$$

Por fim, a equação que modela o espaço de estados em coordenadas síncronas  $dq$  é dada por:

$$\dot{X}_{dq}(t) = A_{dq}X_{dq}(t) + B_{dq}U_{dq}(t) + F_{dq}W_{dq}(t) \quad (3.26)$$

A partir da representação em espaço de estados em coordenadas  $dq$  pode-se obter a função de transferência que representa o funcionamento do sistema e a partir dela a planta que modela o circuito do retificador PWM.

Primeiramente, considera-se que a tensão de saída, ou seja, a tensão no barramento CC, é constante e tem o valor  $U_{CC}$ . Determina-se que a tensão média em cada braço do conversor em coordenadas  $dq$  é obtida pelo modelo médio das chaves utilizadas.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = U_{CC} \begin{bmatrix} d_d(t) \\ d_q(t) \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Onde,  $d_d(t)$  e  $d_q(t)$  são as razões cíclicas referentes as chaves superiores  $S1$ ,  $S2$  e  $S3$  em coordenadas  $dq$ .

Visando obter a função de transferência das correntes de entrada em função das razões cíclicas, serão incluídas perturbações nas razões cíclicas que resultarão em perturbações nas correntes (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

$$\begin{aligned} d_d(t) &= D_d + \hat{d}_d(t) \\ d_q(t) &= D_q + \hat{d}_q(t) \\ i_d(t) &= I_d + \hat{i}_d(t) \\ i_q(t) &= I_q + \hat{i}_q(t) \end{aligned} \quad (3.28)$$

onde:

$$\begin{aligned} |D_d| &\gg |\hat{d}_d(t)| \\ |D_q| &\gg |\hat{d}_q(t)| \\ |I_d| &\gg |\hat{i}_d(t)| \\ |I_q| &\gg |\hat{i}_q(t)| \end{aligned} \quad (3.29)$$

Assim, aplicando as perturbações e considerações sobre a tensão no barramento nas equações (3.24) e (3.25) podemos obter as equações que descrevem o comportamento das correntes deste retificador.

$$\begin{aligned} \frac{d(I_d + \hat{i}_d(t))}{dt} &= -\frac{R}{L}(I_d + \hat{i}_d(t)) + \omega(I_q + \hat{i}_q(t)) - \frac{U_{CC}}{L}(D_d + \hat{d}_d(t)) + \frac{1}{L}v_d \\ \frac{d(I_q + \hat{i}_q(t))}{dt} &= -\omega(I_d + \hat{i}_d(t)) - \frac{R}{L}(I_q + \hat{i}_q(t)) - \frac{U_{CC}}{L}(D_q + \hat{d}_q(t)) + \frac{1}{L}v_q \end{aligned} \quad (3.30)$$

As equações (3.30) podem ser linearizadas ao desprezarem-se os termos CC e as perturbações constantes da rede  $v_d$  e  $v_q$ , assim, obtendo as seguintes equações:

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_d(t)}{dt} &= -\frac{R}{L}\hat{i}_d(t) + \omega\hat{i}_q(t) - \frac{U_{CC}}{L}\hat{d}_d(t) \\ \frac{d\hat{i}_q(t)}{dt} &= -\omega\hat{i}_d(t) - \frac{R}{L}\hat{i}_q(t) - \frac{U_{CC}}{L}\hat{d}_q(t) \end{aligned} \quad (3.31)$$

Por fim, aplica-se a transformada de Laplace obtendo as funções de transferência a seguir:

$$s\hat{I}_d = -\frac{R}{L}\hat{I}_d + \omega\hat{I}_q - \frac{U_{CC}}{L}\hat{D}_d \quad (3.32)$$

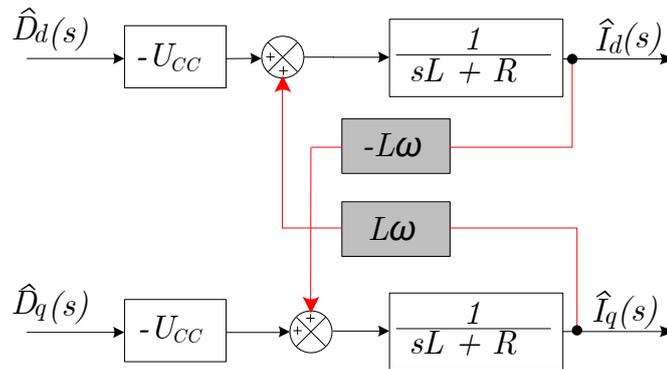
$$s\hat{I}_q = -\omega\hat{I}_d - \frac{R}{L}\hat{I}_q - \frac{U_{CC}}{L}\hat{D}_q$$

Para fins de simplificação, pode-se multiplicar  $L$  em ambos os lados das equações (3.32), obtendo-se:

$$\begin{aligned} sL\hat{I}_d &= -R\hat{I}_d + L\omega\hat{I}_q - U_{CC}\hat{D}_d \\ sL\hat{I}_q &= -L\omega\hat{I}_d - R\hat{I}_q - U_{CC}\hat{D}_q \end{aligned} \quad (3.33)$$

A partir das equações (3.33) o modelo do retificador PWM pode ser obtida e é representada na Figura 3.5.

Figura 3.5 – Modelo do Retificador PWM visto a partir da entrada



Fonte: Elaborado pelo Autor.

A partir do modelo visto na Figura 3.5, pode-se obter a função de transferência a partir de sua entrada em CA. Para o projeto dos controladores da malha de corrente, ignora-se o acoplamento entre as coordenadas  $d$  e  $q$ , destacados na Figura 3.5, já que este acoplamento será compensado na malha de controle. Assim, a seguinte função de transferência simplificada é obtida:

$$G_c(s) = \frac{I_{dq}(s)}{D_{dq}(s)} = -\frac{U_{CC}}{sL + R} \quad (3.34)$$

### 3.2.2 Modelagem do Retificador PWM Visto a Partir da Saída (CC)

Partindo novamente da Figura 3.2 e utilizando a modelagem demonstrada por Borgonovo (2001), afirma-se que o valor médio da corrente que flui para o barramento CC do retificador é :

$$i_{Bar}(t) = i_a(t)d_a(t) + i_b(t)d_b(t) + i_c(t)d_c(t) \quad (3.35)$$

Onde  $i_i$  e  $d_i$  correspondem a corrente de fase na entrada do retificador e a razão cíclica respectivamente, para  $i = (a, b, c)$ . Logo, aplicando a transformada de  $abc$  para  $dq0$  à equação (3.35), obtém-se:

$$i_{Bar}(t) = i_d(t)d_d(t) + i_q(t)d_q(t) \quad (3.36)$$

Objetiva-se obter a função de transferência da tensão do barramento CC em função das correntes  $i_d$  e  $i_q$ , para isso inclui-se perturbações nas razões cíclicas, assim, resultando perturbações nas correntes.

$$\begin{aligned} d_d(t) &= D_d + \hat{d}_d(t) \\ d_q(t) &= D_q + \hat{d}_q(t) \\ i_d(t) &= I_d + \hat{i}_d(t) \\ i_q(t) &= I_q + \hat{i}_q(t) \\ i_{Bar}(t) &= I_{Bar} + \hat{i}_{Bar}(t) \end{aligned} \quad (3.37)$$

Onde, assim, como em (3.29), as parcelas constantes da perturbação tem o módulo muito maior que as parcelas variantes no tempo. Logo, aplicando as equações (3.37) em (3.36):

$$I_{Bar} + \hat{i}_{Bar}(t) = [I_d + \hat{i}_d(t)][D_d + \hat{d}_d(t)] + [I_q + \hat{i}_q(t)][D_q + \hat{d}_q(t)] \quad (3.38)$$

Assim, despreza-se os termos CC e os termos de segunda ordem, originários de produtos entre perturbações e aplicando a transformada de Laplace:

$$\hat{I}_{Bar}(s) = I_d \hat{D}_d(s) + D_d \hat{I}_d(s) + I_q \hat{D}_q(s) + D_q \hat{I}_q(s) \quad (3.39)$$

A partir das equações (3.32) obtém-se que:

$$\hat{D}_d = \omega \frac{L}{U_{CC}} \hat{I}_q(s) - \frac{L}{U_{CC}} \left( s + \frac{R}{L} \right) \hat{I}_d(s) \quad (3.40)$$

$$\hat{D}_q = -\omega \frac{L}{U_{CC}} \hat{I}_d(s) - \frac{L}{U_{CC}} \left( s + \frac{R}{L} \right) \hat{I}_q(s) \quad (3.41)$$

Substituindo as equações (3.40) e (3.41) em (3.39), obtém-se:

$$\hat{I}_{Bar}(s) = \left[ D_q + \omega \frac{LI_d}{U_{CC}} - \frac{LI_q}{U_{CC}} \left( s + \frac{R}{L} \right) \right] \hat{I}_q(s) + \left[ D_d - \omega \frac{LI_q}{U_{CC}} - \frac{LI_d}{U_{CC}} \left( s + \frac{R}{L} \right) \right] \hat{I}_d(s) \quad (3.42)$$

Assim, busca-se obter os valores nominais de operação de  $I_d$ ,  $I_q$ ,  $D_d$  e  $D_q$ . Para isso, partindo de (3.30), considera-se que o sistema está em regime permanente, ou seja, as variações de correntes são nulas e também considera-se que o eixo  $d$  está alinhado com a referência das tensões de entrada. Assim, com essas considerações, obtém-se:

$$\begin{aligned} -\frac{R}{L}I_d + \omega I_q - \frac{U_{CC}}{L}D_d + \frac{1}{L}V_d &= 0 \\ -\omega I_d - \frac{R}{L}I_q - \frac{U_{CC}}{L}D_q + \frac{1}{L}V_q &= 0 \end{aligned} \quad (3.43)$$

Onde:

$$\begin{aligned} V_d &= \sqrt{\frac{3}{2}}V_p \\ V_q &= 0 \end{aligned} \quad (3.44)$$

Onde,  $V_p$  corresponde a tensão de pico de fase. A partir das considerações de tensão, obtém-se que:

$$\begin{aligned} D_d &= \omega \frac{LI_q}{U_{CC}} + \frac{V_p}{U_{CC}}\sqrt{\frac{3}{2}} - \frac{R}{U_{CC}}I_d \\ D_q &= -\omega \frac{LI_d}{U_{CC}} - \frac{R}{U_{CC}}I_q \end{aligned} \quad (3.45)$$

O valor nominal de  $I_d$  e  $I_q$  pode ser definido partindo das potências médias de entrada do retificador em coordenadas  $dq$ :

$$\begin{aligned} P_{in} &= V_d I_d + V_q I_q \\ Q_{in} &= V_d I_q - V_q I_d \end{aligned} \quad (3.46)$$

Como definido em (3.44),  $V_q$  é nulo, assim:

$$\begin{aligned} P_{in} &= V_d I_d \\ Q_{in} &= V_d I_q \end{aligned} \quad (3.47)$$

Logo, a corrente  $I_q$  é responsável pela potência reativa de entrada e  $I_d$  é responsável pela potência ativa. Assim, temos que os valores nominais das correntes são:

$$I_d = \frac{P_{in}}{V_d} = \frac{P_{out}}{\eta V_p} \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (3.48)$$

$$I_q = \frac{Q_{in}}{V_p} \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (3.49)$$

Onde  $\eta$  representa o rendimento do retificador. Então, substituindo (3.48) e (3.49) em (3.45), obtém-se:

$$D_d = \frac{\omega L}{U_{CC}} \frac{Q_{in}}{V_p} \sqrt{\frac{2}{3}} + \frac{V_p}{U_{CC}} \sqrt{\frac{3}{2}} - \frac{R}{U_{CC}} \frac{P_{out}}{\eta V_p} \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (3.50)$$

$$D_q = -\frac{\omega L}{U_{CC}} \frac{P_{out}}{\eta V_p} \sqrt{\frac{2}{3}} - \frac{R}{U_{CC}} \frac{Q_{in}}{V_p} \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (3.51)$$

Logo, as equações (3.48), (3.49), (3.50) e (3.51) representam os valores no ponto nominal de operação de  $I_d$ ,  $I_q$ ,  $D_d$  e  $D_q$  respectivamente. Substituindo esses valores em

(3.42) obtêm-se a equação referente a perturbação da corrente que flui para o barramento CC em função das perturbações das correntes em quadratura:

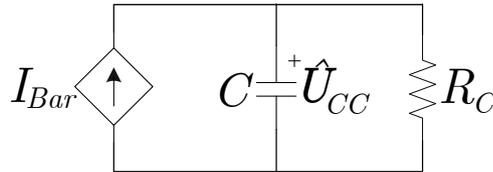
$$\hat{I}_{Bar}(s) = - \left[ (sL + 2R) \frac{Q_{in}}{U_{CC} V_p} \sqrt{\frac{2}{3}} \right] \hat{I}_q(s) + \left[ \frac{V_p}{U_{CC}} \sqrt{\frac{2}{3}} - (sL + 2R) \frac{P_{out}}{\eta U_{CC} V_p} \sqrt{\frac{2}{3}} \right] \hat{I}_d(s) \quad (3.52)$$

Para garantir que o fator de potência seja unitário, a potência reativa na entrada do retificador deve ser nula, então:

$$\hat{I}_{Bar}(s) = \left[ \frac{V_p}{U_{CC}} \sqrt{\frac{2}{3}} - (sL + 2R) \frac{P_{out}}{\eta U_{CC} V_p} \sqrt{\frac{2}{3}} \right] \hat{I}_d(s) \quad (3.53)$$

Para que uma relação entre a corrente CC e a tensão do barramento possa ser obtida faz-se uso do circuito a seguir mostrado na Figura 3.6. Onde a entrada do retificador, juntamente com suas chaves, foram modelados por uma fonte de corrente controlada, conectada ao barramento.

Figura 3.6 – Circuito equivalente CC do Retificador PWM



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para uma carga puramente resistiva, obtêm-se a seguinte função de transferência:

$$\frac{\hat{U}_{CC}(s)}{\hat{I}_{Bar}(s)} = \frac{R_C}{R_C C s + 1} \quad (3.54)$$

Assim, obtêm-se que a função de transferência da tensão do barramento CC,  $U_{CC}$ , e a corrente  $I_d$ :

$$G_v(s) = \frac{\hat{U}_{CC}(s)}{\hat{I}_d(s)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_p}{U_{CC}} R_C \frac{\left[ 1 - (sL + 2R) \frac{2 P_{out}}{3 \eta V_p^2} \right]}{R_C C s + 1} \quad (3.55)$$

### 3.3 Projeto do Sistema de Controle

#### 3.3.1 Pré-Requisitos Para o Projeto do Controle

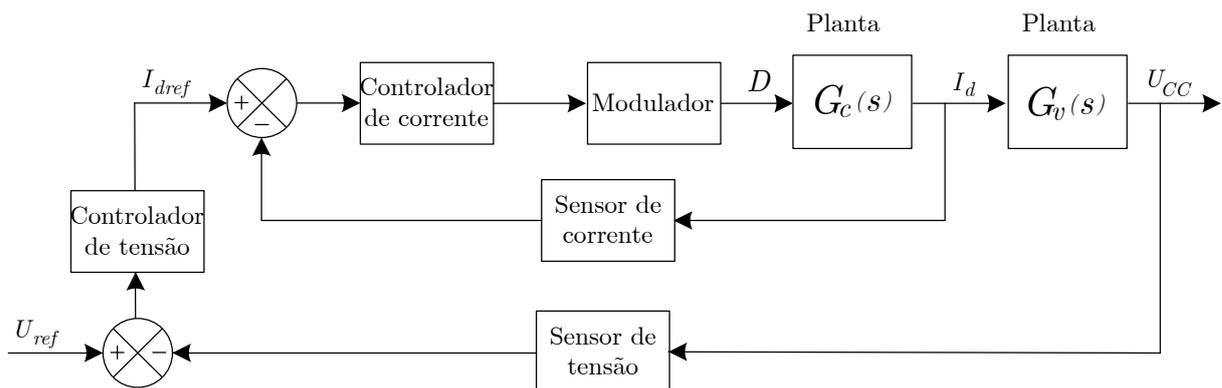
Primeiramente, o controle deste sistema será feito utilizando variáveis reais (tensão, corrente, impedâncias, entre outras), visto que as deduções apresentadas anteriormente não apresentam valores normalizados. Com este sistema de controle, algumas especificações devem ser atendidas:

- Erro nulo em regime permanente;
- Correntes de entrada aproximadamente senoidais, com baixa distorção harmônica total;
- A tensão de saída deve ser aproximadamente constante;
- As variáveis controladas devem apresentar um comportamento adequado em regime transitório e permanente, mesmo com variações na rede elétrica.

Como detalhado nas subseções 3.2.1 e 3.2.2 os modelos obtidos para o retificador PWM estão em coordenadas de quadratura  $dq$ , este sistema de coordenadas altera a referência de sinais alternados de forma que eles se tornem sinais contínuos. Portanto, necessita-se de um sistema de controle adequado para esta função.

Desta forma, o sistema de controle utilizado é baseado em duas malhas de controle, uma malha interna de controle de corrente e uma malha externa de controle de tensão. A malha interna é utilizada para um controle preciso e efetivo das correntes de entrada do retificador sendo assim mais rápida que a malha externa de tensão, na ordem de  $kHz$ . A malha externa de tensão regula a tensão de saída do retificador na ordem de  $Hz$ . Essa diferença de velocidade das malhas promove o desacoplamento dinâmico que elimina todas as interações entre ambas a cada instante do tempo, fazendo com que uma malha interprete a outra apenas como um ganho. Um sistema de controle genérico com ambas as malhas pode ser visto na Figura 3.7.

Figura 3.7 – Sistema de controle multi malha genérico



Fonte: Elaborado pelo autor.

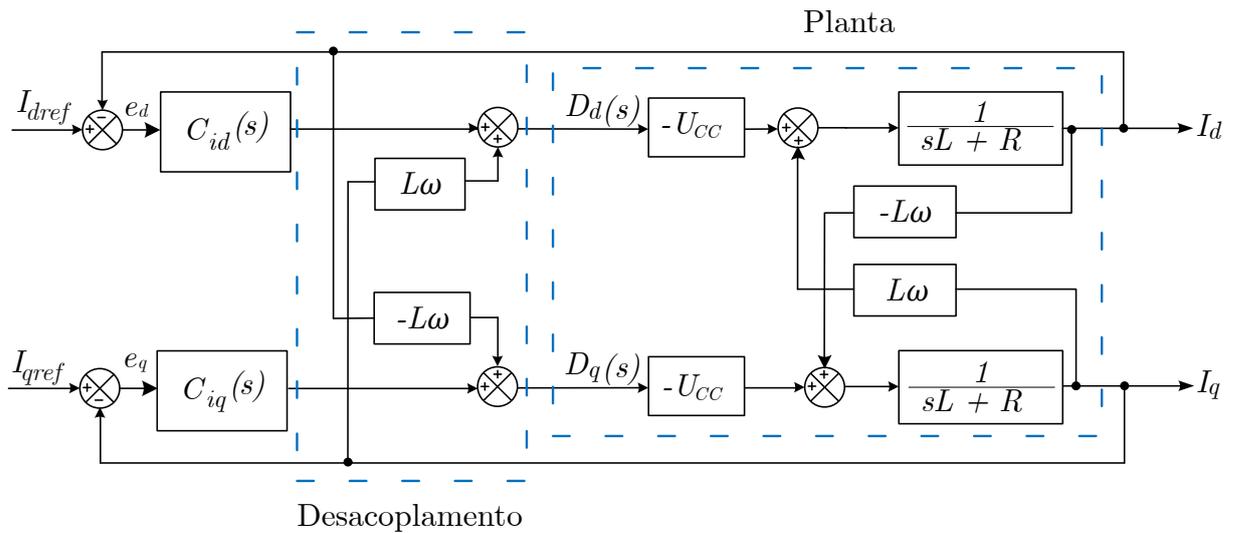
### 3.3.2 Malha Interna de Controle de Corrente

Utilizando a planta de corrente do retificador PWM, Figura 3.5, é possível realizar o projeto da malha de controle de corrente, a qual garantirá o comportamento desejado das correntes de entrada do retificador. Devido ao emprego de variáveis não normalizadas na

obtenção da planta, o ganho do sensor de corrente é unitário, assim, não será considerado. Assim como o ganho do modulador PWM, já que a ação de controle e a portadora triangular apresentam a mesma variação de  $-800\text{ V}$  a  $800\text{ V}$ .

Desta maneira, a malha interna de controle de corrente é composta por dois controladores proporcionais-integrais (PI),  $C_{id}(s)$  e  $C_{iq}(s)$ , um para o eixo direto ( $d$ ) e outro para o eixo em quadratura ( $q$ ), um bloco de desacoplamento dinâmico de variáveis e a planta do retificador, conforme exposto na Figura 3.8.

Figura 3.8 – Malhas de controle de corrente

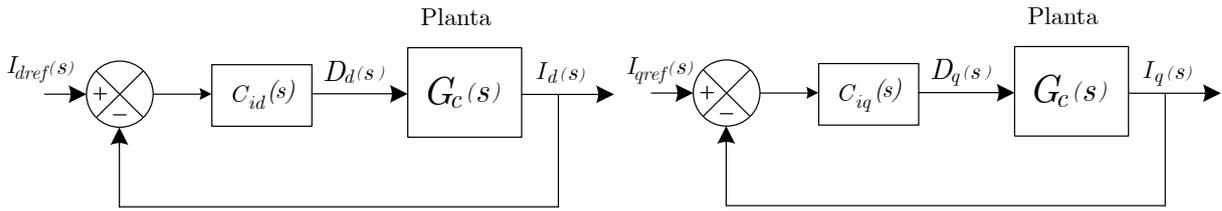


Fonte: Elaborado pelo autor.

O bloco de desacoplamento dinâmico de variáveis tem como objetivo eliminar os efeitos do acoplamento cruzado entre as variáveis do eixo  $d$  e do eixo  $q$  em todos os instantes de tempo, assim permitindo que o projeto dos compensadores seja feita através de uma análise de malha do tipo SISO (*Single Input, Single Output*) (OGUNNAIKE; RAY, 1994; LIAO; YEH, 2000). O compensador de corrente proporcional-integral é responsável por garantir que a corrente de entrada medida siga a referência imposta pela malha externa de tensão, os erros  $e_d$  e  $e_q$  são a subtração da corrente de entrada medida com a referência gerada em seus respectivos eixos.

Com o bloco de desacoplamento, as malhas de controle para as correntes  $I_d$  e  $I_q$  são independentes, como visto na Figura 3.9, assim é possível seguir uma metodologia de projeto convencional.

Figura 3.9 – Malhas de controle de corrente desacopladas



Fonte: Elaborado pelo autor.

Como ambas as malhas apresentam a mesma dinâmica e a mesma função de transferência para a planta de corrente desacoplada, exposta na equação (3.34), o projeto de ambos os controladores PI empregados serão idênticos, portanto, será exposto apenas o projeto para o controlador do eixo  $d$ .

### 3.3.2.1 Projeto dos Compensadores

O compensador proporcional-integral (PI) foi escolhido devido a sua simplicidade e por apresentar erro nulo em regime permanente ao controlar variáveis contínuas, como é o caso das coordenadas  $dq$ .

Este controlador é utilizado para aumentar o ganho do sistema em malha fechada para baixas frequências, de forma que a sua saída é melhor regulada em CC e frequências abaixo da frequência de cruzamento do controlador (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). O compensador apresenta um ganho proporcional  $K_{pc}$ , um polo posicionado na origem e um zero posicionado em  $-Z_c$ , a sua função de transferência pode ser vista na equação (3.56).

$$C_{id,iq}(s) = K_{pc} \frac{(s + Z_c)}{s} \quad (3.56)$$

O polo posicionado na origem aumenta o ganho CC, obtendo-se erro nulo em regime permanente e também para degraus de referência. O zero é posicionado em uma frequência  $f_c$  suficiente menor que a frequência de cruzamento por zero do sistema compensado, geralmente uma década abaixo, para que a fase do controlador tenha pouca influência sobre a margem de fase do sistema (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

Assim, conhecendo o compensador e a planta desacoplada do sistema se faz possível o projeto do compensador de corrente para o eixo direto  $C_{id}(s)$ . Sabendo que os ganhos do modulador PWM e do sensor de corrente são unitários, a função de transferência em malha aberta compensada é exposta na equação (3.57) a seguir.

$$FTMA_{cd}(s) = C_{id}(s) \cdot G_c(s) \quad (3.57)$$

O projeto do compensador proporcional-integral consiste em definir a sua frequência de cruzamento por zero ( $f_z$ ), que deve ser menor que a metade da frequência de chaveamento do inversor, fixar a posição de seu zero ( $Z_c$ ), e calcular o seu ganho proporcional através da análise da função de transferência malha aberta. (OLIVEIRA, 2009).

Então, posicionou-se o zero uma década abaixo da frequência de cruzamento do controlador, desta maneira garantindo que a margem de fase do controlador tenha pouca influência na resposta da malha de controle de corrente do sistema:

$$f_z = 5 \text{ kHz} \quad (3.58)$$

$$Z_c = \omega_c = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_z}{10} = 3141,6 \text{ rad/s} \quad (3.59)$$

Assim, utilizando o critério do ganho definido pelo método do Lugar das Raízes, desenvolvido por Evans (1950), juntamente com os valores anteriores é possível determinar o ganho proporcional do controlador PI:

$$|C_{id}(s) \cdot G_{cd}(s)| = 1 \quad (3.60)$$

$$\left| K_{pc} \frac{(s + 3141,6)}{s} \cdot \frac{-U_{CC}}{sL + R} \right| = 1 \quad (3.61)$$

Então, definindo-se  $U_{CC} = 800 \text{ V}$ ,  $R = 0,5 \Omega$  e como calculado no Anexo A:  $L = 4,7 \text{ mH}$ . Assim, aplicando-se a relação  $s \rightarrow j\omega$ , tem-se:

$$\left| K_{pc} \frac{(j\omega + 3141,6)}{j\omega} \cdot \frac{-800}{j\omega \cdot 0,0047 + 0,5} \right| = 1 \quad (3.62)$$

Assim, considerando que  $\omega = 2\pi f_c = 10000\pi$  se torna possível determinar o valor do ganho proporcional  $K_{pc}$ :

$$K_{pc} = \frac{1}{\left| \frac{(j \cdot 10000\pi + 3141,6)}{j \cdot 10000\pi} \cdot \frac{-800}{j \cdot 10000\pi \cdot 0,0047 + 0,5} \right|} = 0,1837 \quad (3.63)$$

Como a planta apresenta um ganho negativo, evidenciado na equação (3.34), o ganho proporcional do controlador PI da malha de corrente deverá ser negativo também para que o sistema seja estável. Portanto, a função de transferência do controlador PI é:

$$C_{id}(s) = -0,1837 \frac{(s + 3141,6)}{s} \quad (3.64)$$

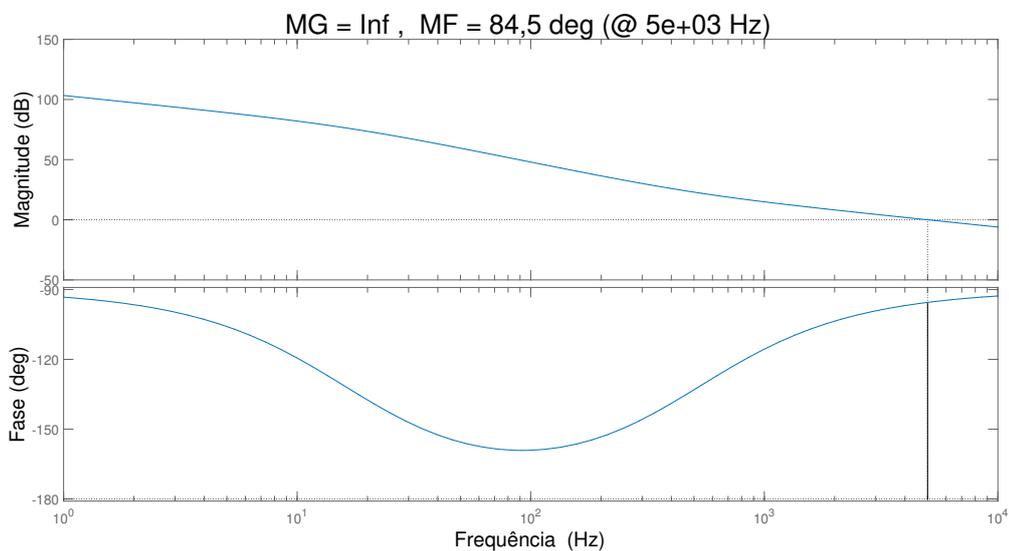
Assim, é possível avaliar a estabilidade da malha fechada de controle de corrente a partir da análise da resposta em frequência da sua função de transferência de malha aberta. Para isso, utilizou-se o diagrama de bode e seus parâmetros de margem de fase e

margem de ganho. O diagrama de bode da malha de controle de corrente compensada pode ser visto na Figura 3.10.

Segundo Ogata (2010), a margem de fase é o atraso de fase adicional na frequência de cruzamento do ganho, necessária para levar o sistema ao limiar da instabilidade, já a margem de fase indica, em decibéis, o quanto o módulo da função de malha aberta está abaixo de  $0\text{ dB}$ . Para que um sistema seja estável é necessário que ambos os parâmetros sejam positivos.

Portanto, a partir da Figura 3.10, pode-se avaliar que a malha fechada de controle de corrente é estável, já que apresenta margem de fase (MF) de  $84,5^\circ$  na frequência de corte de  $5\text{ kHz}$  e sua margem de ganho (MG) é infinita.

Figura 3.10 – Diagrama de Bode da malha de corrente

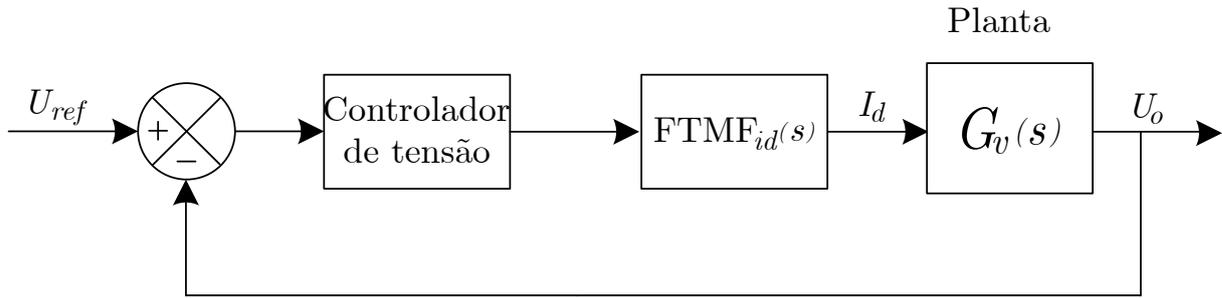


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.3.3 Malha Externa de Controle de Tensão

A amplitude da corrente de entrada do retificador afeta diretamente a magnitude da tensão no barramento CC, assim se faz necessário uma malha externa de regulação de tensão que fornecerá referência  $I_{dref}$  para a malha de corrente. Para a malha de tensão o ganho do sensor de medição é unitário e não será representado. A função de transferência em malha fechada da malha de corrente ( $FTMF_{id}$ ) deve ser adicionada em série com a planta de tensão para que sua dinâmica seja representada. O esquemático da malha de controle de tensão pode ser visto na Figura 3.11.

Figura 3.11 – Malha de controle de tensão



Fonte: Elaborado pelo autor.

O objetivo do controlador PI ( $C_v(s)$ ) é fornecer a ação de controle que regulará a tensão de saída, baseada no erro  $e_v$  entre a tensão medida no barramento  $U_{CC}$  e a tensão de referência determinada  $U_{CCref}$ . Desta maneira, a função de transferência em malha aberta controlada para a malha de tensão será:

$$FTMA_v(s) = C_v(s) \cdot FTMF_{id}(s) \cdot G_v(s) \quad (3.65)$$

Devido a malha de corrente ser projetada de modo à possuir uma banda passante maior que a de tensão, pode-se obter uma aproximação da  $FTMF_{id}$  fazendo com que  $s \rightarrow 0$ :

$$\lim_{s \rightarrow 0} FTMF_{id}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \left( \frac{K_p \frac{(s + Z_c)}{s} \cdot \frac{U_{CC}}{sL + R}}{1 + K_p \frac{(s + Z_c)}{s} \cdot \frac{U_{CC}}{sL + R}} \right) \approx 1 \quad (3.66)$$

Após, define-se os seguintes parâmetros para a planta de tensão do retificador, vista na equação (3.55):

- $V_p = 311 V$ ;
- $U_{CC} = 800 V$ ;
- $R_c = 100 \Omega$ ;
- $C = 880 \mu F$  (Calculado no Anexo A);
- $P_{out} = 6,4 kW$
- $\eta = 100\% = 1$

Assim, tem-se que:

$$G_v(s) = \frac{\hat{U}_{CC}(s)}{\hat{I}_d(s)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_p}{U_{CC}} R_c \frac{\left[ 1 - (sL + 2R) \frac{2 P_{out}}{3 \eta V_p^2} \right]}{R_C C s + 1} \quad (3.67)$$

$$G_v(s) = \frac{-0,009867s + 45,53}{0,088s + 1} \quad (3.68)$$

O controlador para a malha de tensão foi escolhido e projetado seguindo o mesmo procedimento que o controlador de corrente, exposto na seção 3.3.2.1. Primeiro, definiu-se uma frequência de corte ( $f_z$ ) baixa o suficiente para filtrar variações de alta frequência na tensão de saída e então posicionou-se o zero deste controlador uma década abaixo, como visto a seguir.

$$f_z = 25 \text{ Hz} \quad (3.69)$$

$$Z_c = \omega_v = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_c}{10} = 15,708 \text{ rad/s} \quad (3.70)$$

Assim, tem-se:

$$C_v(s) = K_{pv} \frac{(s + 15,708)}{s} \quad (3.71)$$

Agora, aplicam-se as equações (3.71), (3.68) e (3.66) em (3.65), o que resulta em:

$$FTMA_v(s) = K_{pv} \frac{(s + 15,708)}{s} \cdot 1 \cdot \frac{-0,009867s + 45,53}{0,088s + 1} \quad (3.72)$$

Utilizando novamente o método descrito na seção 3.3.2.1, é possível obter o ganho proporcional  $K_{pv}$  que garantirá a frequência de corte projetada:

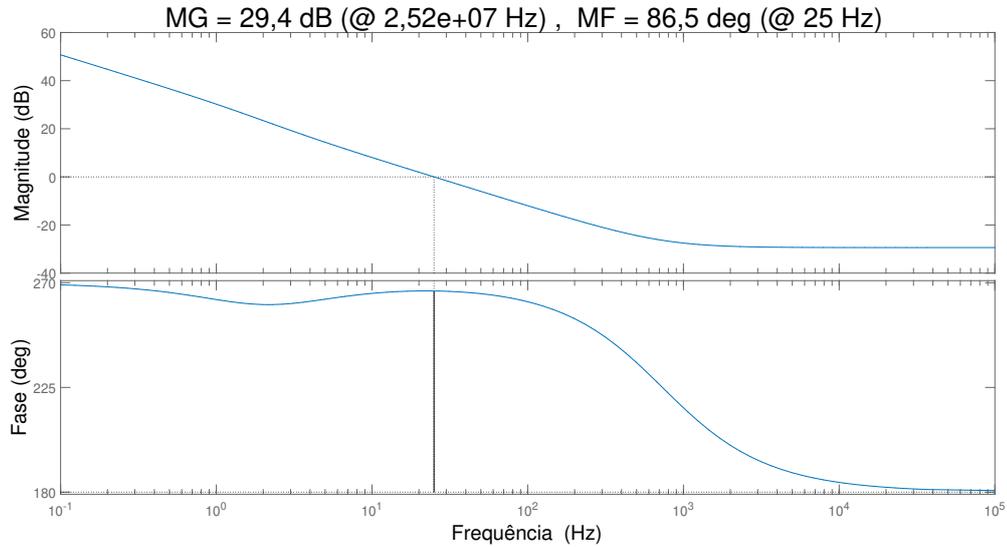
$$K_{pv} = \frac{1}{\left| \frac{(j \cdot 50\pi + 15,708)}{j \cdot 50\pi} \cdot \frac{-0,009867 \cdot j \cdot 50\pi + 45,53}{0,088 \cdot j \cdot 50\pi + 1} \right|} = 0,3027 \quad (3.73)$$

Portanto, a função de transferência do compensador para a malha de tensão pode ser vista na equação (3.74).

$$C_v(s) = 0,3027 \frac{(s + 15,708)}{s} \quad (3.74)$$

Assim, a resposta em frequência para a função de transferência em malha fechada da malha de controle de tensão ( $FTMf_z$ ) pode ser vista na Figura 3.12.

Figura 3.12 – Diagrama de Bode da malha de tensão



Fonte: Elaborado pelo autor.

Por conseguinte, pode-se constatar que a malha de controle de tensão também é estável, apresentando margem de ganho de 29,4 dB e uma margem de fase de 86,5° em 25 Hz.

### 3.3.4 Fenômeno de *Startup Inrush Current* e Métodos Utilizados Para Sua Mitigação

O retificador PWM juntamente com o controlador PI são largamente utilizados na indústria, devido as vantagens anteriormente mencionadas do retificador PWM e devido a simplicidade e facilidade computacional de aplicação do controlador PI. Porém, este controlador sozinho não apresenta uma resposta satisfatória durante o transitório do sistema, gerando assim uma irrupção de corrente durante a inicialização do sistema de controle, denominada *Startup Inrush Current* (CHOI et al., 2016).

O fenômeno de *inrush current* pode ser compreendido ao considerar as equações do modelo do retificador PWM. Considerando a equação (3.31) para o eixo direto incluindo as perturbações constantes da rede, tem-se:

$$L \frac{d\hat{i}_d(t)}{dt} = -R\hat{i}_d(t) + \omega L\hat{i}_q(t) - U_{CC}\hat{d}_d(t) + v_d \quad (3.75)$$

Os termos  $R\hat{i}_d(t)$  e  $\omega L\hat{i}_q(t)$  podem ser ignorados já que são consideravelmente menores que a tensão da rede  $v_d$  e a tensão de comando do retificador  $U_{CC}\hat{d}_d(t)$ , desta maneira, tem-se:

$$L \frac{d\hat{i}_d(t)}{dt} = v_d - U_{CC} \hat{d}_d(t) \quad (3.76)$$

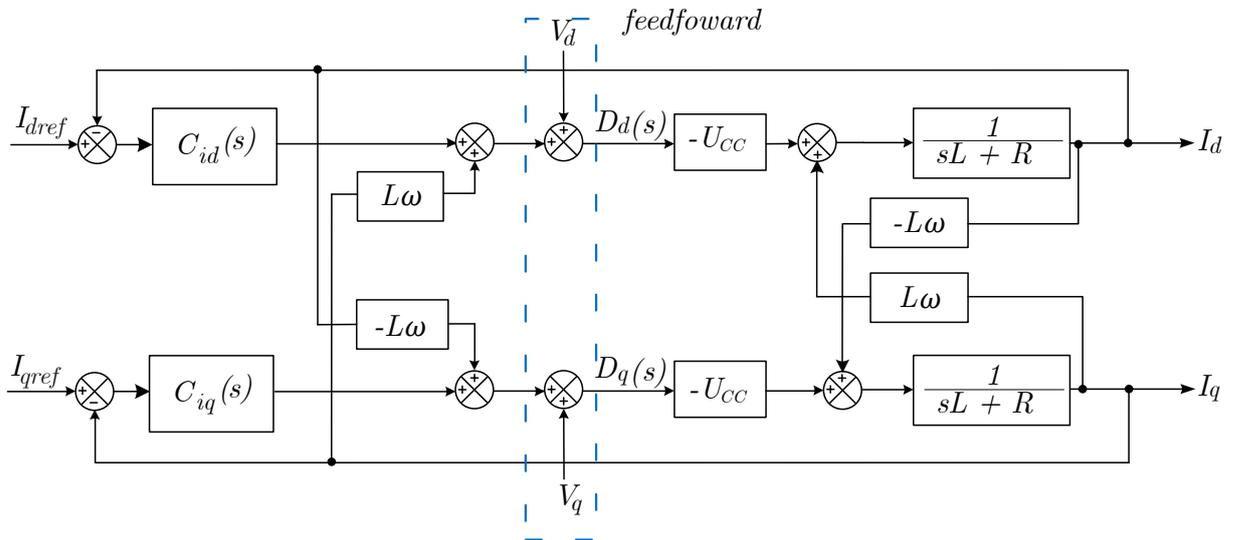
Nota-se então, que a variação da corrente de entrada do retificador PWM depende diretamente da diferença entre as tensões da rede e as tensões internas geradas pelo próprio retificador.

Na partida do sistema de controle, a tensão medida no barramento CC é sempre menor que a tensão de referência da malha de controle, onde se é comumente utilizado um degrau de referência. Então, esta diferença gera um grande erro, saturando o controlador PI da malha de tensão, que então enviará uma referência  $I_d$  elevada para a malha de corrente e devido esta elevada referência, as correntes de entrada crescem rapidamente, ocorrendo assim a *Startup Inrush Current* (BO; XIAO; YU, 2009).

Foram implementados dois métodos para mitigar esta ocorrência. O primeiro é a utilização de uma rampa de referência de tensão, assim, tornando gradual a elevação de tensão do barramento CC e diminuindo a diferença inicial entre a tensão da rede a tensão de comando do retificador.

A segunda estratégia, como demonstrado em Bo, Xiao e Yu (2009), foi a utilização de um *feedforward* da tensão da rede em eixo síncrono na malha de corrente, visto na Figura 3.13. Desta forma, o valor inicial da tensão de comando  $U_{CC} \hat{d}_d(t)$  passa a ser igual a tensão da rede  $V_d$  e não mais igual a zero, sendo o mesmo efeito para o eixo  $q$ .

Figura 3.13 – Malha de controle de corrente com *feedforward* de tensão



Fonte: Elaborado pelo autor.

Consequentemente, a equação (3.76) passa a ser:

$$L \frac{d\hat{i}_d(t)}{dt} = 0 \quad (3.77)$$

Desta maneira, o retificador converge para um valor inicial antes da partida do controle, sem variações de corrente. Portanto, reduzindo drasticamente a amplitude da irrupção de corrente de entrada (BO; XIAO; YU, 2009).

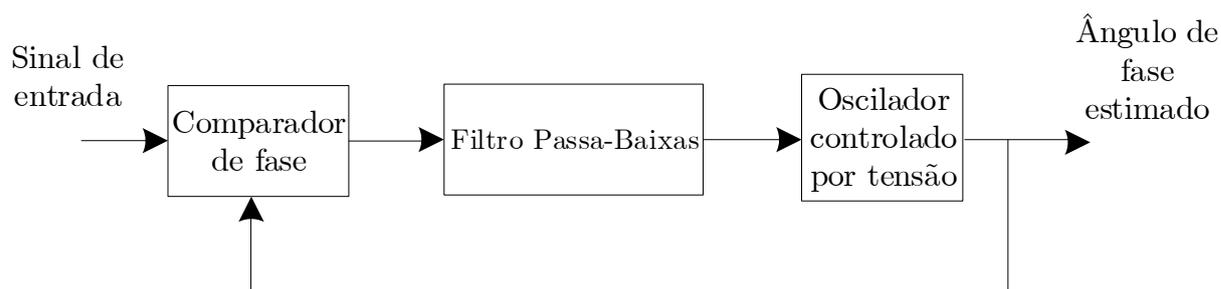
### 3.4 Método de Sincronização Com a Rede de Alimentação

Sistemas de acionamento conectados a rede necessitam de sincronização para que as transformações de coordenadas, no caso  $abc$  para  $dq0$ , tenham uma fase de referência. A ideia básica de um sistema de sincronização é a detecção de uma diferença instantânea entre a frequência e a fase dos sinais de tensão da rede e os sinais de tensão produzidas internamente pelo sistema (retificador ou inversor) (POMILIO; PAREDES; DECKMANN, 2017).

Com o crescimento de distúrbios de qualidade de energia devido, principalmente, ao aumento de cargas não lineares no sistema, diversos métodos de sincronização foram desenvolvidos, dentre eles podem se destacar os métodos em malha aberta e malha fechada.

Métodos em malha fechada apresentam a obtenção do ângulo de sincronização através de uma estrutura que possibilite que o valor estimado do ângulo de fase rastreie o valor real do ângulo, para isto, utilizam um laço de captura de fase (PLL) do inglês *Phase Locked Loop*, a estrutura básica de um PLL está representada no diagrama de blocos da Figura 3.14. Estes métodos apresentam baixa sensibilidade a variações de frequência na rede, porém, cuidados devem ser tomadas com a relação entre característica de filtragem das distorções da rede e o tempo de execução e também com escorregamentos de ciclo (HARNEFORS; NEE, 2000).

Figura 3.14 – Estrutura básica do laço de captura de fase PLL



Fonte: Elaborado pelo autor.

Métodos em malha aberta determinam o ângulo de sincronização a partir das tensões da rede ou da estimação das tensões. Estes métodos destacam-se pelas sua simplicidade em relação aos métodos em malha fechada, porém, existem poucos métodos na literatura que resultem em um bom desempenho quando desequilíbrios, harmônicos e variações de frequência se fazem presentes (CAMARGO, 2006).

### 3.4.1 Duplo Integrador Generalizado de Segunda Ordem *DSOGI-PLL*

Devido a melhor adaptação dos métodos em malha fechada à operação em condições adversas da rede de alimentação, escolhe-se para esta aplicação o método de sincronização conhecido como *DSOGI-PLL*, do inglês *Double Second Order Generalized Integrator PLL*, proposto por Rodriguez et al. (2006).

O método do DSOGI é utilizado para a extração das componentes de sequência positiva das tensões da rede, a partir de tensões em quadratura que representam o sistema de eixos estacionários bifásico ( $v_\alpha$  e  $v_\beta$ ).

A extração das componentes simétricas é possível devido aos estudos de Waldo V. Lyon no início dos anos 30 que ramificou o uso do método das componentes simétricas de Fortescue para o domínio do tempo (NETO, 2015). Utilizando este princípio é possível obter as componentes de sequência positiva  $\vec{v}_{abc}^+$  de um vetor genérico de tensões desequilibradas a partir da matriz  $T_+$  que representa a teoria das componentes simétricas no domínio do tempo.

$$\vec{v}_{abc}^+ = [T_+] \vec{v}_{abc} \quad (3.78)$$

Onde

$$[T_+] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.79)$$

Neste caso, o operador  $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$  corresponde a um deslocamento no tempo equivalente a  $120^\circ$  em relação a frequência fundamental (SOUZA, 2008). Como o retificador PWM adotado neste trabalho é um conversor que não apresenta neutro, a componente de sequência zero será desconsiderada. Assim, pode-se utilizar a Transformação de Clarke invariante na amplitude, vista na equação (3.80), para obter o vetor de componentes de sequência positiva em coordenadas  $\alpha\beta$ :

$$[T_{\alpha\beta}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (3.80)$$

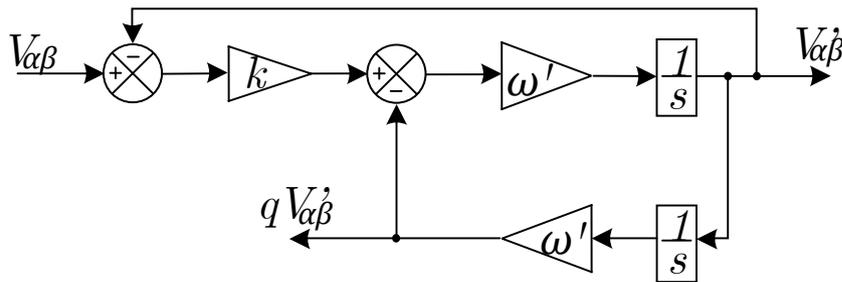
$$\vec{v}_{\alpha\beta}^+ = [T_{\alpha\beta}] [T_+] \vec{v}_{abc}^+ \quad (3.81)$$

$$\vec{v}_{\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \vec{v}_{\alpha\beta} \quad (3.82)$$

Onde  $q = e^{-j\frac{\pi}{2}}$  é um operador de deslocamento de fase no domínio do tempo, o qual é utilizado para a obtenção da forma de onda em quadratura com  $90^\circ$  de atraso em relação ao sinal original. Este atraso no tempo introduzido pelo operador  $q$  é definido dinamicamente de acordo com a frequência fundamental da tensão de entrada (RODRIGUEZ et al., 2006).

Nesta aplicação o Integrador Generalizado de Segunda Ordem (*SOGI*) é utilizado para a obtenção dos sinais em quadratura (*QSG*) do inglês *Quadrature-Signal Generator*. O *SOGI* é escolhido devido a sua capacidade de atenuar harmônicos presentes na tensão de entrada e também por tornar o sistema adaptável à frequência (RODRIGUEZ et al., 2006). O esquemático do *SOGI-QSG* pode ser visto na Figura 3.15.

Figura 3.15 – Diagrama de blocos do *SOGI-QSG*



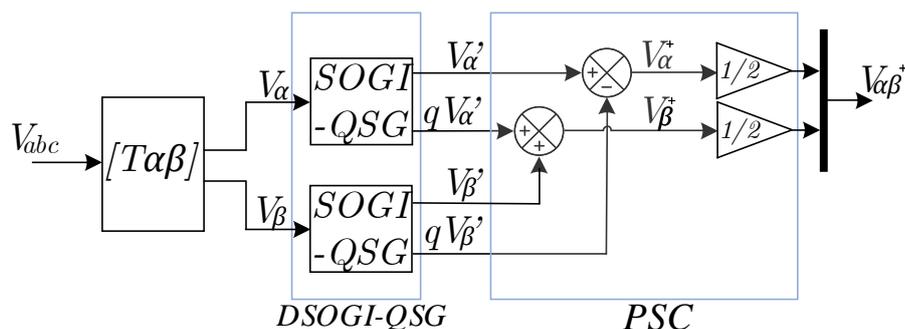
Fonte: Elaborado pelo autor.

Onde  $\omega'$  é a frequência angular de ressonância, que deve ser idêntica à frequência angular da rede  $\omega$ , podendo ser obtida diretamente do laço *PLL* e  $k$  é o fator de amortecimento (NETO, 2015).

Quanto menor o valor de  $k$  mais seletivo será a resposta do filtro, resultando em um maior tempo de estabilização, uma resposta criticamente amortecida é atingida quando  $k = \sqrt{2}$ , resultando em uma resposta interessante em termos de estabilização e valores de sobressinal (SOUZA, 2008).

O *DSOGI-PLL* utiliza um *SOGI* duplo para a geração dos sinais filtrados e em quadratura para  $v_\alpha$  e  $v_\beta$ . A saída deste conjunto de integradores serve como entrada para o *Positive-Sequence Calculator (PSC)*, visto na Figura 3.16, o qual estende o método de componentes simétricas instantâneas para o domínio  $\alpha\beta$ . O *PSC* utiliza os sinais em fase e em quadratura de ambas as coordenadas.

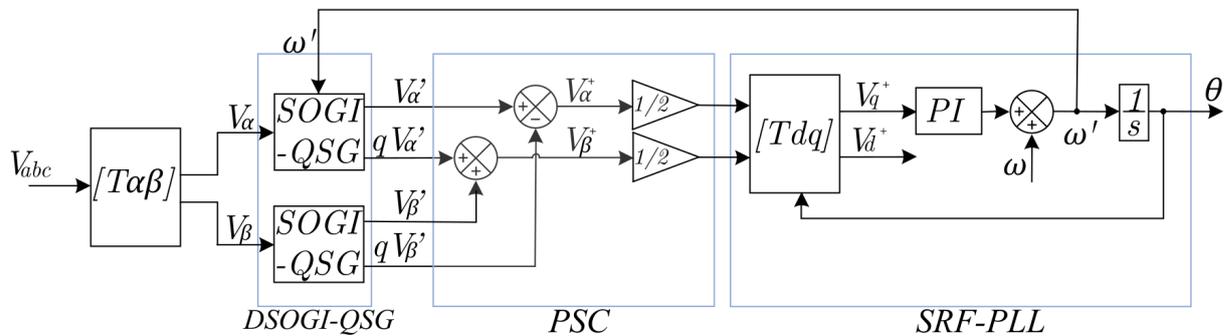
Figura 3.16 – Diagrama de blocos do *DSOGI-QSG e PSC*



Fonte: Elaborado pelo autor.

Por fim, o *DSOGI-PLL* utiliza um laço *PLL* de referência síncrona, denominado *SRF-PLL*. As componentes de sequência positiva  $[v_\alpha^+, v_\beta^+]^T$  são transformadas para o vetor em referencial síncrono  $[v_d^+, v_q^+]^T$ . A tensão em quadratura  $v_q$  passa por um controlador *PI* que tem o objetivo de torná-la nula. Assim, a projeção do vetor tensão sobre o eixo  $d$  coincide com o seu módulo quando  $v_q = 0$ , e a posição angular ( $\theta$ ) calculada na saída do *SRF-PLL* corresponde ao ângulo de fase do vetor de tensão da rede. A velocidade angular estimada na saída do controlador *PI* é adicionada a velocidade angular nominal, tornando mais rápida a estabilização do sistema. (SOUZA, 2008). Os parâmetros para o controlador *PI* foram escolhidos de acordo com Neto (2015). O Diagrama de blocos do *DSOGI-PLL* pode ser visto na Figura 3.17.

Figura 3.17 – Diagrama de blocos do *DSOGI-PLL*



Fonte: Elaborado pelo autor.

## 4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

### 4.1 Considerações Iniciais

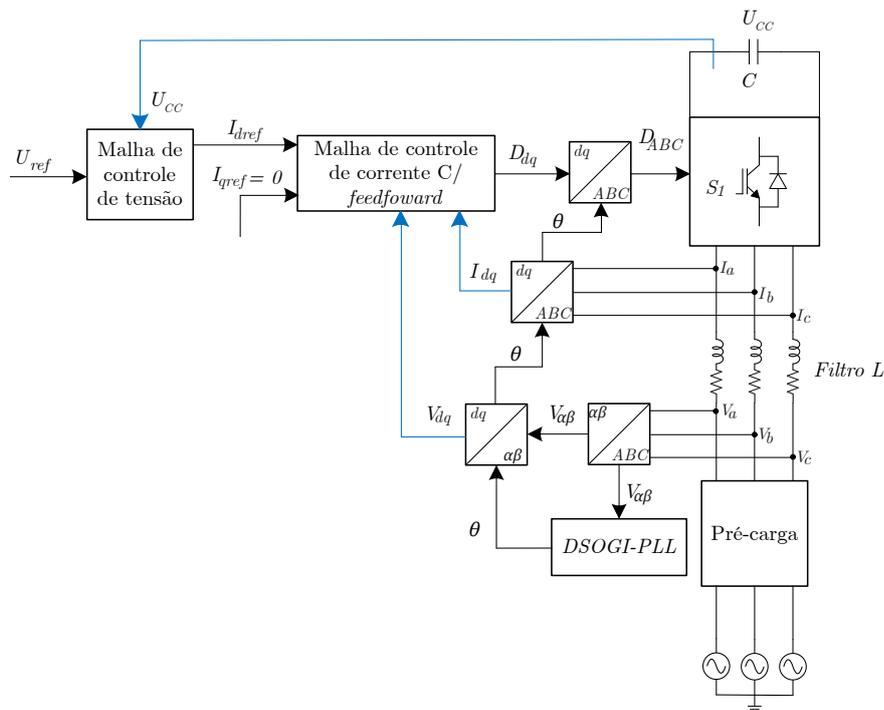
Neste capítulo, se tem como objetivo avaliar o desempenho do retificador PWM em conjunto com seu sistema de pré-carga, de controle e de sincronização. Primeiramente é apresentado o sistema completo implementado no software MATLAB/*Simulink*, juntamente com suas especificações. Então, foram realizados testes referentes a partida do sistema, que consiste em: etapa de pré-carga da capacitância do barramento CC, seguida da partida do sistema de controle, utilizando uma rampa de referência de tensão e por fim resultando na convergência do sistema para valores nominais de operação.

Em seguida foram realizados testes em regime permanente e regime transitório. Em regime permanente, são demonstrados os resultados referentes a operação nominal do retificador PWM e os demais sistemas empregados. Para o regime transitório, são testados os casos de perturbação da rede de alimentação discutidos na seção 2.2 e também testes referentes às variações de carga do retificador.

### 4.2 Sistema Completo Simulado

Na Figura 4.1 pode-se observar o sistema completo simulado, onde os filtros  $L$  de entrada, a capacitância do barramento CC e os resistores de pré-carga foram projetados no Anexo A e Anexo B, respectivamente.

Figura 4.1 – Sistema completo simplificado



Fonte: Elaborado pelo autor.

Os parâmetros utilizados para o circuito simulado estão descritos na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Parâmetros físicos do sistema simulado

Simbologia	Descrição	Valor
$v_{ff}$	Tensão eficaz de linha de entrada	380 V
$i_f$	Corrente eficaz de fase de entrada	$\approx 10 A$
$\theta_{rede}$	Fase da tensão de linha	30°
$f_{rede}$	Frequência da rede	60 Hz
$f_s$	Frequência de chaveamento	20 kHz
$R_{pc}$	Resistor de pré-carga	10 $\Omega$ /fase
$R_C$	Carga	100 $\Omega$
$L$	Indutância do filtro de entrada	4,7 mH/fase
$R$	Resistência do filtro de entrada	0,5 $\Omega$ /fase
$C$	Capacitância do barramento CC	880 $\mu F$
$U_{CC-1}$	Tensão inicial do barramento CC	$\approx 530 V$
$U_{CC}$	Tensão nominal do barramento CC	800 V
$i_{Bar}$	Corrente nominal do barramento CC	8 A
$P_{out}$	Potência nominal de saída	6,4 kW
$\eta$	Rendimento	100%

Fonte: Elaborado pelo autor.

Por fim, neste sistema completo utilizou-se quatro controladores proporcionais-integrais, sendo dois idênticos para a malha de corrente, um para a malha de tensão e um empregado no *SRF-PLL* do circuito de sincronização. Os parâmetros de cada controlador podem ser vistos na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Ganhos dos controladores PI utilizados

Identificação	Simbologia	Descrição	Valor
Malha de corrente	$K_{pc}; K_{ic}$	Ganho proporcional; Ganho integral	0,1837; 576,9649
Malha de tensão	$K_{pv}; K_{iv}$	Ganho proporcional; Ganho integral	0,3026; 4,7536
<i>SRF-PLL</i>	$K_p; K_i$	Ganho proporcional; Ganho integral	200; 2000

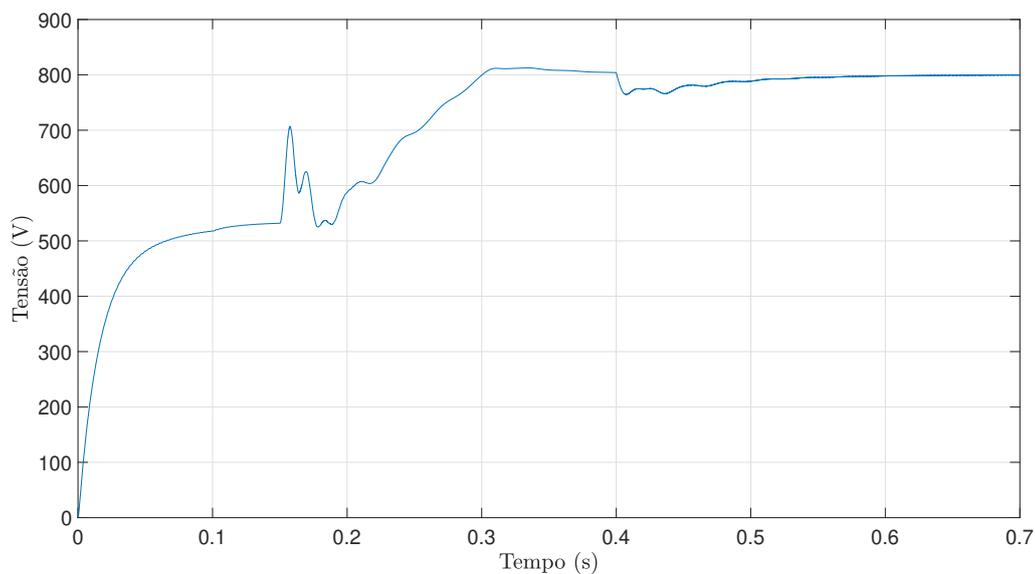
Fonte: Elaborado pelo autor.

### 4.3 Resultados da Partida do Sistema

Primeiramente, o retificador PWM está conectado a rede de alimentação com  $220 V_{RMS}$  de tensão de fase, balanceada e em sequência direta. Inicialmente, o sistema de pré-carga do barramento CC eleva a tensão do barramento até aproximadamente a tensão de pico de linha, cerca de  $530 V$ , este procedimento, juntamente com o projeto dos resistores de pré-carga, está melhor elucidado no Anexo B.

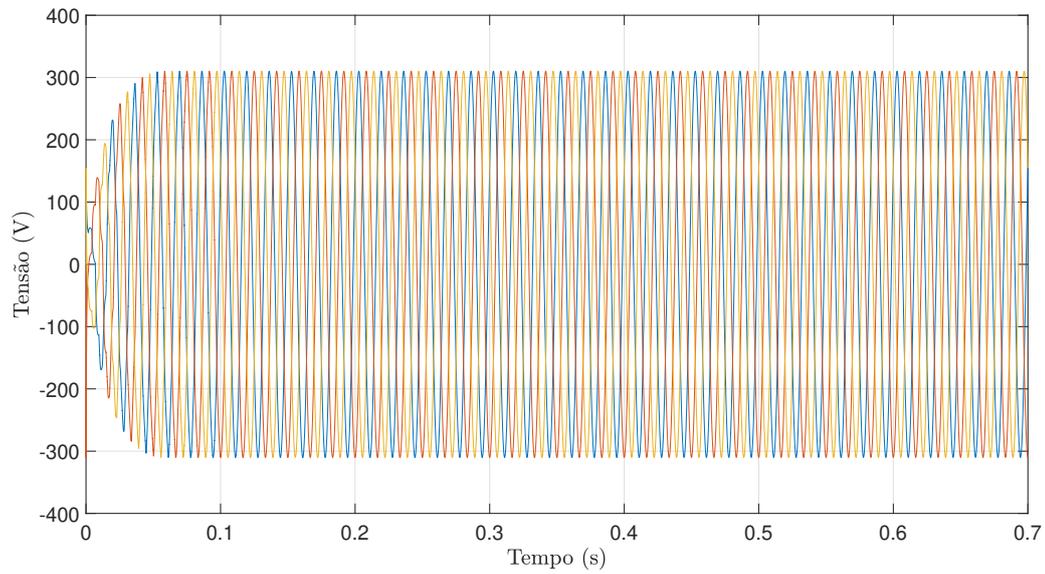
Logo após, o sistema de pré-carga é desligado em  $t = 0,1 s$ , utilizando a chave de *bypass*, o sistema de controle é iniciado em  $t = 0,15 s$ , impondo uma rampa de referência de tensão, que elevará a tensão do barramento CC até  $800 V$  em  $t = 0,3 s$ . Posteriormente, em  $t = 0,4 s$  a carga nominal,  $R_C = 100 \Omega$ , do retificador é conectada. O processo geral pode ser visto nas Figuras 4.2, 4.3 e 4.4 a seguir.

Figura 4.2 – Tensão do barramento CC durante a partida do sistema



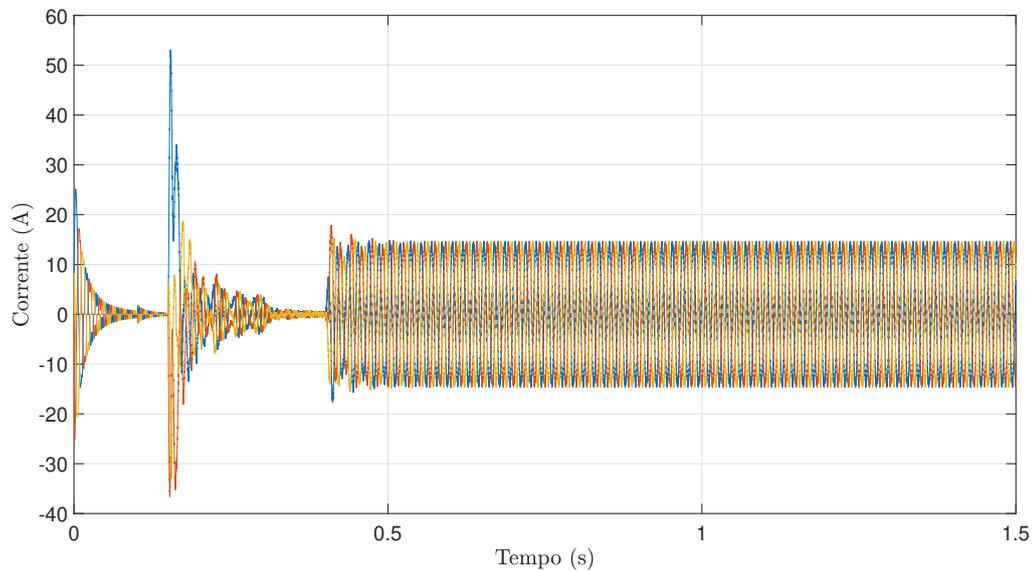
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.3 – Tensão de fase de entrada durante a partida do sistema



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.4 – Correntes de fase de entrada durante a partida do sistema

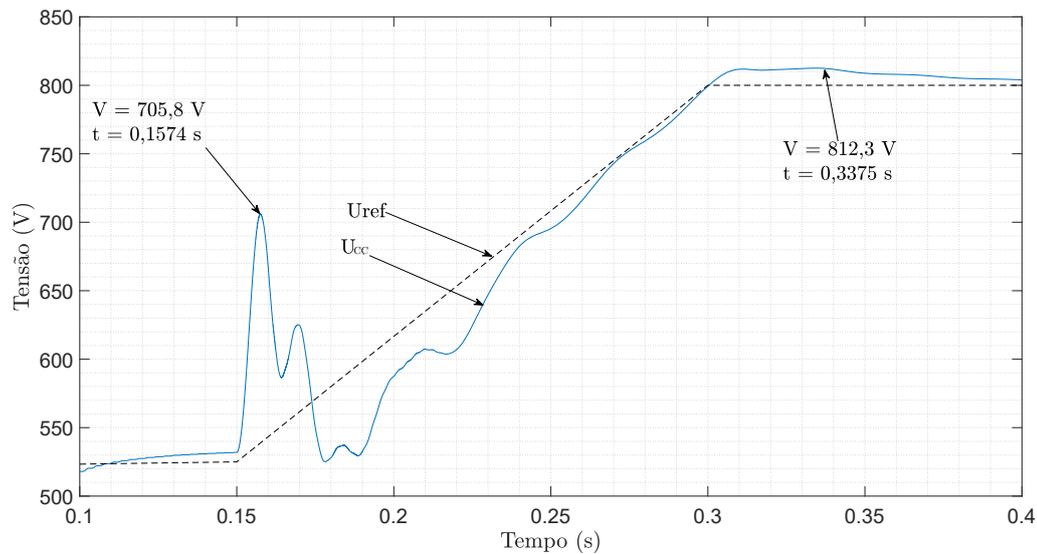


Fonte: Elaborado pelo autor.

Dessa forma, na Figura 4.2 destaca-se os instantes entre  $t = 0,15 \text{ s}$  e  $t = 0,40 \text{ s}$ , detalhado na Figura 4.5, onde o sistema de controle insere a rampa de referência de tensão  $U_{ref}$ . Inicialmente, nota-se um pico de tensão de  $705,8 \text{ V}$  em  $t = 0,1574 \text{ s}$ , que é ocasionado

pelo rápido crescimento do erro do controlador PI da malha de tensão, que envia uma referência elevada para a malha de corrente, causando sobremodulação e com isso, picos de tensão e de corrente, por fim, nota-se um sobressinal máximo de  $12,3\text{ V}$  no instante  $t = 0,3375\text{ s}$ , correspondendo a cerca de  $1,54\%$  do valor nominal de tensão.

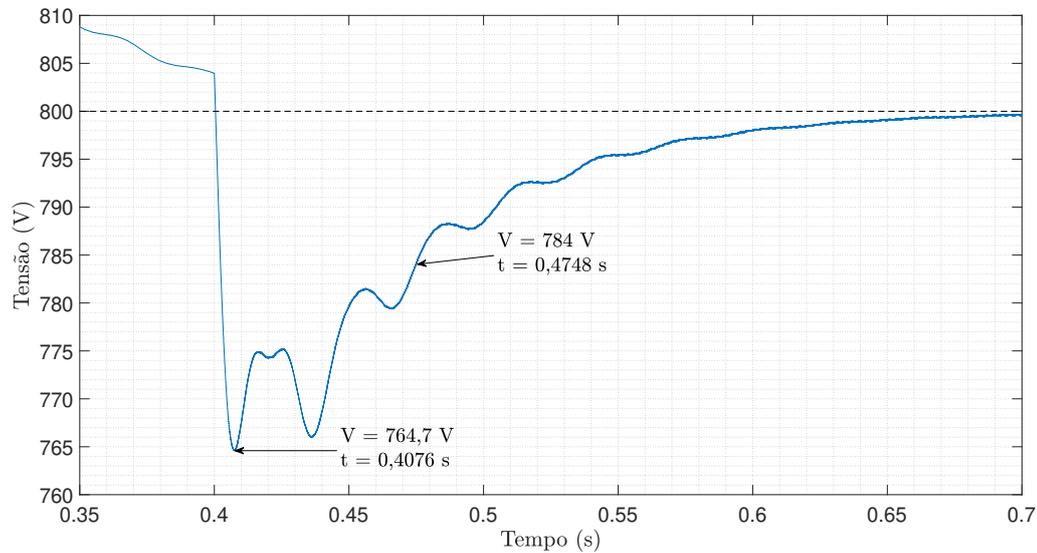
Figura 4.5 – Detalhe rampa de referência de tensão do barramento CC



Fonte: Elaborado pelo autor.

Novamente, na Figura 4.2, nota-se os instantes a partir de  $t = 0,35\text{ s}$ , detalhados na Figura 4.6, onde a carga nominal do retificador PWM é conectada em  $t = 0,40\text{ s}$ . Esta conexão causa um afundamento de tensão de  $35,3\text{ V}$  em  $t = 0,4076\text{ s}$ , fazendo com que a tensão do barramento CC retorne para um valor de  $\pm 2\%$  do valor nominal no instante  $t = 0,4748\text{ s}$ , dessa forma o tempo de assentamento para a tensão do barramento durante a carga do retificador é de  $t = 0,0748\text{ s}$  segundos. Nota-se pela Figura 4.3, que o afundamento de tensão do barramento CC não é refletido para a rede de alimentação, já que esta permanece constante durante este processo.

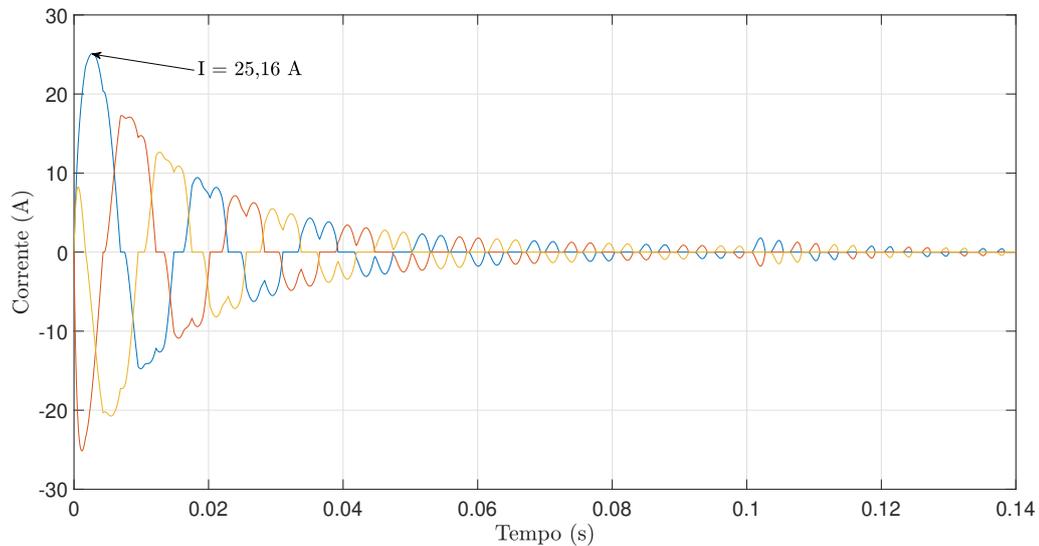
Figura 4.6 – Detalhe da conexão de carga ao retificador PWM



Fonte: Elaborado pelo autor.

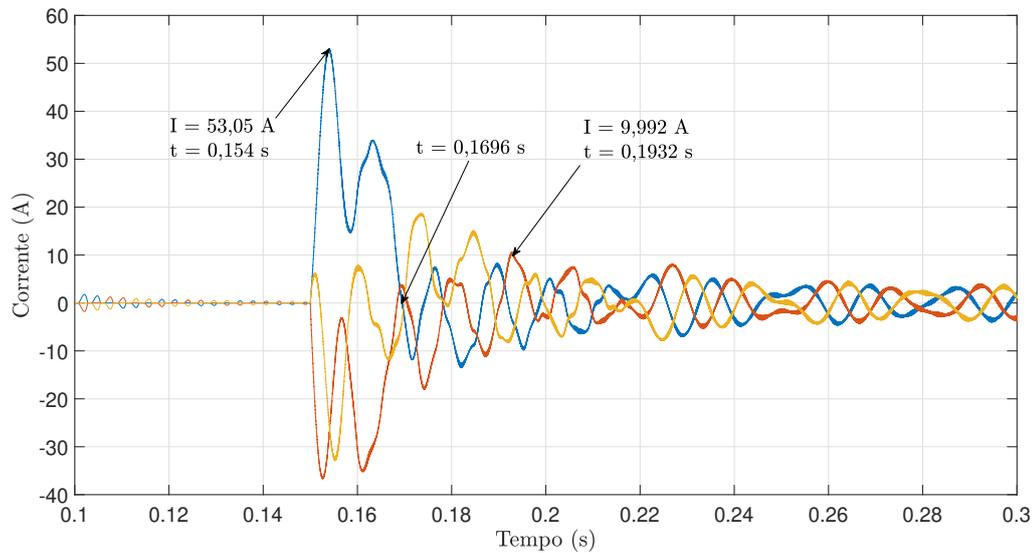
Por fim, ressaltam-se dois intervalos de tempo na Figura 4.4. O primeiro é referente a pré-carga da capacitância do barramento CC, que ocorre de  $t = 0$  s até  $t = 0,1$  s, detalhado na Figura 4.7 a seguir. Nota-se o comportamento exponencial decrescente das correntes pulsadas de entrada, contrastando com o comportamento exponencial crescente visto neste mesmo intervalo de tempo na tensão do barramento CC na Figura 4.2. Este comportamento é devido a diferença de potencial entre a rede de alimentação e a capacitância do barramento, quanto mais próximo seus valores de tensão, menor é a amplitude da corrente que é entregue ao barramento.

Figura 4.7 – Detalhe das correntes de entrada durante a pré-carga do barramento CC



Fonte: Elaborado pelo autor.

O segundo intervalo é referente a partida do sistema de controle, a qual gera o fenômeno de *Startup Inrush Current*, detalhado na Figura 4.8. Conforme descrito anteriormente, devido a rápida elevação do erro inicial do controlador PI da malha de tensão, uma referência de corrente elevada é enviada para a malha de controle de corrente, assim, gerando um pico de corrente de  $53,05 A$  em  $t = 0,154 s$ , o maior pico de corrente se anula em  $t = 0,1696 s$  e todas as correntes se tornam inferiores a  $10 A$  em  $t = 0,1932 s$ . Embora o pico de corrente seja elevado, em média 4 vezes a corrente de pico nominal, este ocorre em um curto período de tempo, cerca de um ciclo da rede, assim, as proteções da rede de distribuição não serão acionadas.

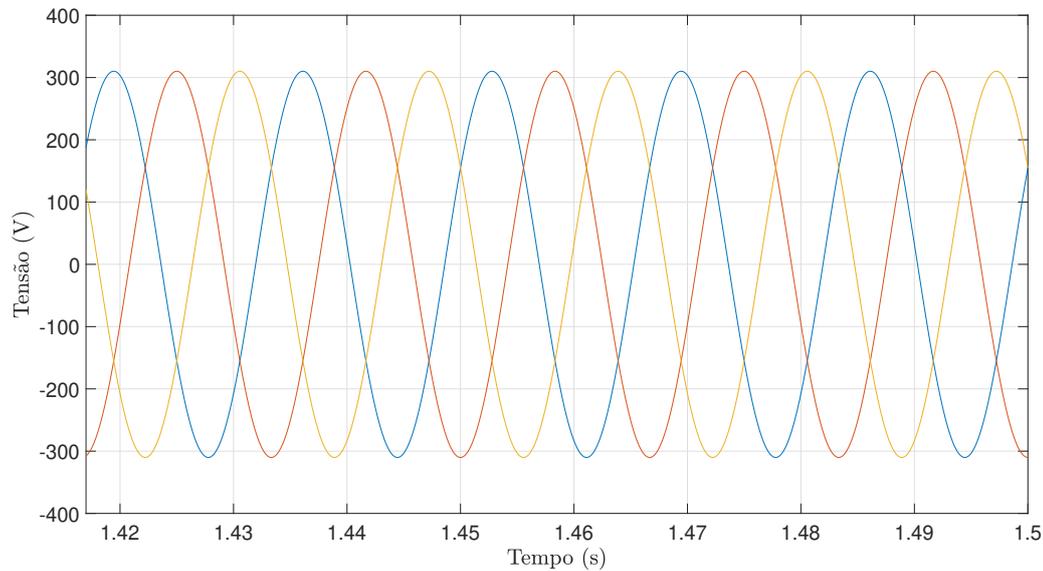
Figura 4.8 – Detalhe da *Startup Inrush Current* nas correntes de entrada

Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.4 Resultados em Regime Permanente

Nesta seção, o retificador continua conectado a rede de alimentação de mesmos parâmetros. Pode-se classificar o regime permanente de um sistema elétrico como o estado nominal de operação, onde não ocorrem distúrbios que modificam ou impeçam a aferição de seus parâmetros. Serão considerados resultados para 5 ciclos da rede de alimentação, os teste foram realizados até  $t = 1,5 \text{ s}$  para que o regime permanente do sistema fosse atingido completamente. As tensões de entrada podem ser vistas na Figura 4.9 a seguir.

Figura 4.9 – Tensões de entrada em regime permanente



Fonte: Elaborado pelo autor.

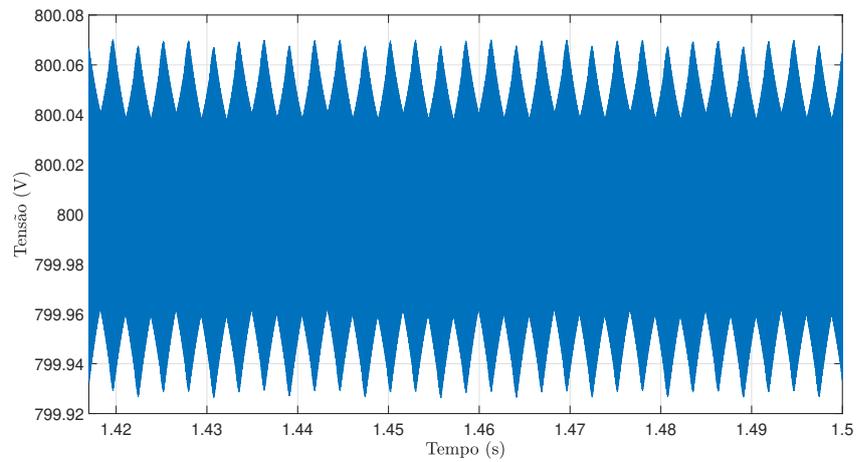
A seguir, será exposto o comportamento em regime permanente da tensão do barramento CC e das correntes de entrada, juntamente com seu espectro de frequências, utilizando a transformada rápida de Fourier (FFT), e o cálculo de sua distorção harmônica total (*THD*).

#### 4.4.1 Barramento CC em Regime Permanente

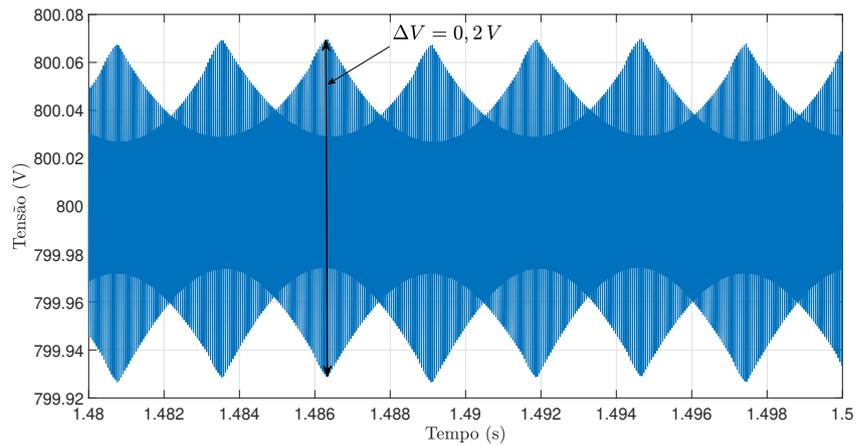
Pode-se observar na Figura 4.10 (a), que durante a operação em regime permanente a tensão média do barramento CC permanece em seu valor projetado de 800 V. Este comportamento é esperado devido a utilização do controlador proporcional-integral para a malha de controle de tensão, já que este apresenta erro nulo de seguimento de referências em regime permanente para variáveis contínuas.

A seguir, pode-se observar em maior detalhe as ondulações do barramento CC na Figura 4.10 (b). O barramento apresenta uma ondulação constante de 0,2 V em regime permanente, representando apenas 0,025% da tensão total, esse valor reduzido de ondulação está relacionado não só ao desempenho dos controladores, mas também ao método de projeto da capacitância do barramento CC, o qual considera o tempo de *hold-up time*, dessa maneira, elevando o valor da capacitância em relação a um projeto que utiliza apenas a máxima ondulação de pico da tensão de saída.

Figura 4.10 – Barramento CC em regime permanente



(a) Tensão no barramento CC

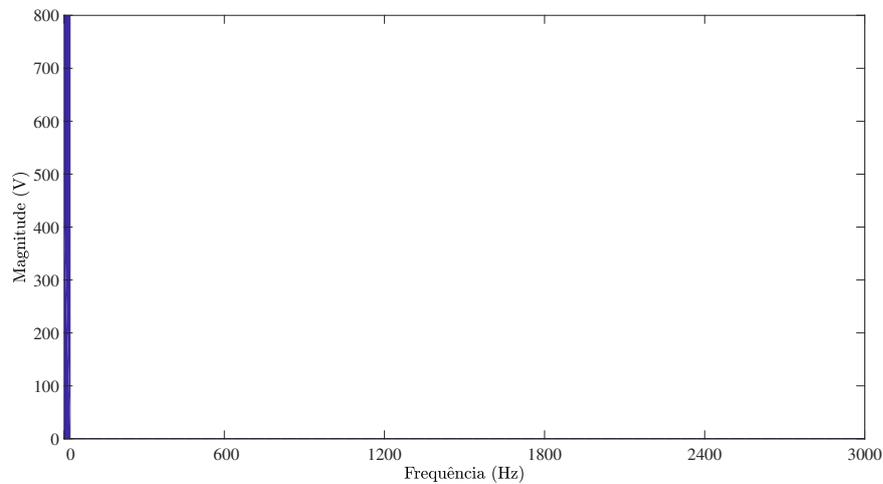


(b) Ondulação na tensão do barramento CC

Fonte: Elaborado pelo autor.

Como pode-se inferir pela Figura 4.10, o barramento CC em regime permanente apresenta uma (*THD*) aproximadamente nula e isto pode ser confirmado pela representação de sua (*FFT*) exposta na Figura 4.11 a seguir e também pela cálculo da própria *THD* que é igual a 0,01%.

Figura 4.11 – FFT da tensão do barramento

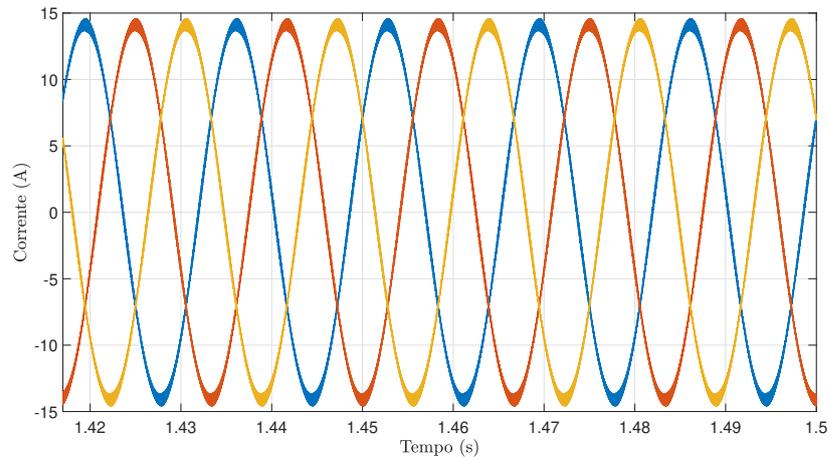


Fonte: Elaborado pelo autor.

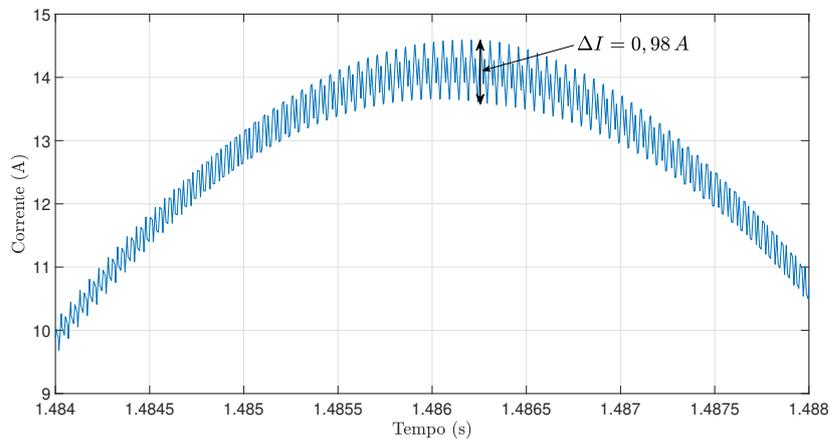
#### 4.4.2 Correntes de Entrada em Regime Permanente

Durante a operação em regime, as correntes de entrada do retificador PWM, que podem ser vistas na Figura 4.12 (a), permanecem aproximadamente senoidais, com valor RMS de aproximadamente  $10 A$  e valor de pico de  $14,59 A$ . Observa-se na Figura 4.12 (b) a ondulação presente na fase A das correntes de entrada, esta ondulação foi projetada no Anexo A levando em consideração a corrente de pico de entrada máxima estimada. Pode-se notar, que embora a corrente de pico obtida na simulação tenha sido  $0,87 A$  superior a estimada a ondulação de corrente simulada ainda está dentro da variação máxima utilizada no projeto.

Figura 4.12 – Correntes de entrada em regime permanente



(a) Correntes de entrada

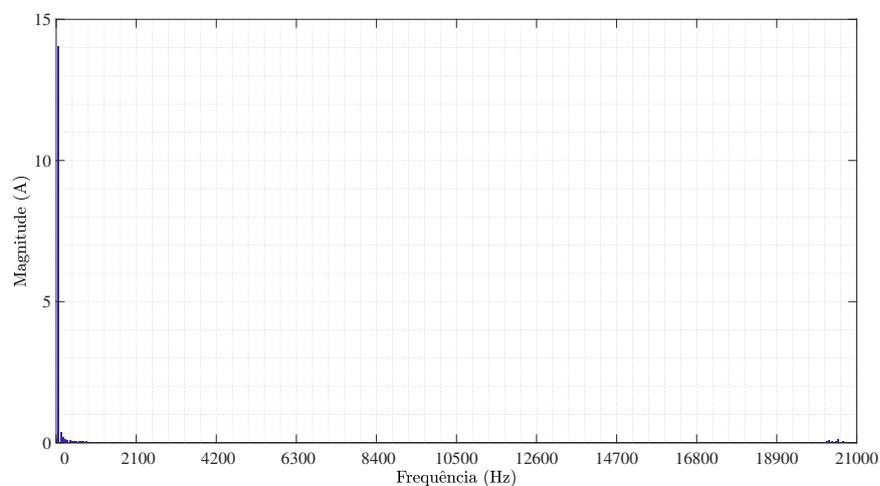


(b) Ondulação na fase A

Fonte: Elaborado pelo autor.

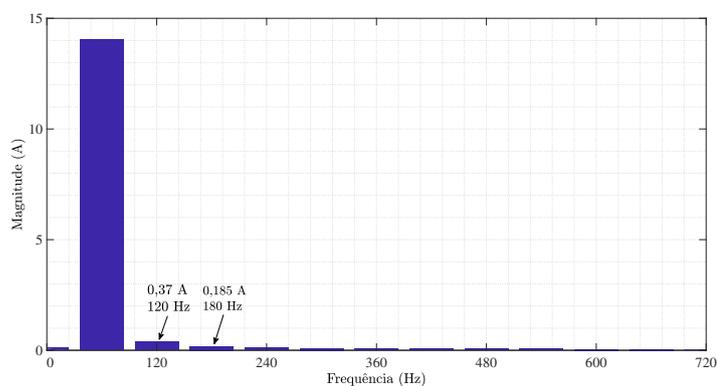
Na Figura 4.13 a seguir, está representado o espectro da FFT da fase A das correntes de entrada do retificador PWM e na Figura 4.14 os detalhes das amplitudes de harmônicas de baixa e alta frequência. Pode-se notar que o sistema apresenta harmônicos de baixa amplitude e com isso uma  $THD = 3,8\%$ . Pode-se classificar o comportamento da FFT utilizando diversas normas, a mais usual para essa aplicação é a IEC 61000-3-2, a qual classifica limites para a emissão de correntes harmônicas para equipamentos com corrente de fase inferior ou igual a  $16 A$ . Considerando as harmônicas de maior amplitude, tem-se que de acordo com a norma IEC 61000-3-2, a segunda harmônica pode ter no máximo  $1,08 A$  de amplitude e a terceira  $2,30 A$ , sendo assim, pode-se dizer que o sistema projetado satisfaz esses parâmetros, visto que todas as harmônicas mais significativas são inferiores aos seus respectivos limites.

Figura 4.13 – FFT da fase A das correntes de entrada

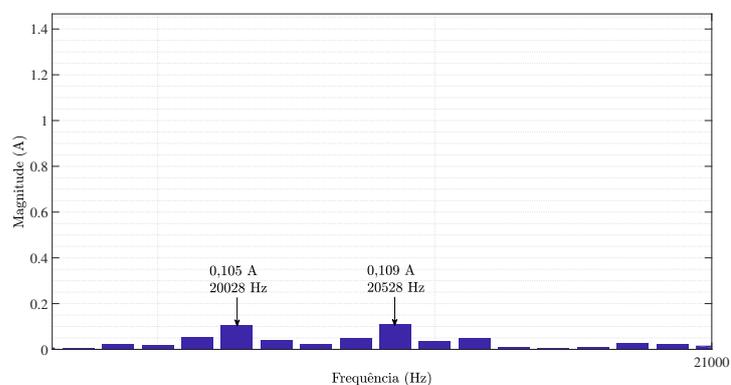


Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.14 – Detalhes da FFT da fase A das corrente de entrada



(a) Harmônicas de baixa frequência



(b) Harmônicas de alta frequência

Fonte: Elaborado pelo autor.

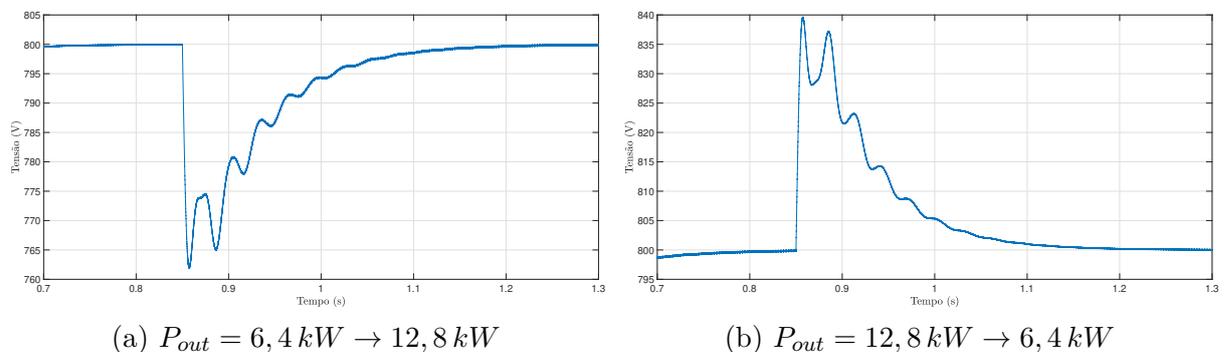
## 4.5 Resultados em Regime Transitório

Para avaliar a operação em regime transitório, o sistema será a exposto a situações adversas de funcionamento, como variação de carga, degraus positivos e negativos de tensão de entrada, inserção de harmônicos nas tensões de entrada, desequilíbrio das tensões de alimentação e por fim degraus de frequências. Estes testes objetivam elucidar sobre o funcionamento do sistema em condições de baixa qualidade de energia da rede e também sobre a operação nominal onde são feitas mudanças no valor nominal da carga.

### 4.5.1 Variação de Carga

Os testes realizados com variação de carga demonstram o funcionamento da malha de controle de tensão, visto que esse teste ilustra a regulação de tensão do barramento após o distúrbio, caracterizado por um degrau de potência da carga. Primeiramente, a Figura 4.15 (a) demonstra a resposta da tensão do barramento CC à um degrau positivo de potência da carga, fazendo com que essa aumente de  $6,4\text{ kW}$  para  $12,8\text{ kW}$ . Nota-se um afundamento de tensão de aproximadamente  $40\text{ V}$  no instante em que o degrau é inserido, correspondente a  $5\%$  da tensão nominal do barramento. O mesmo comportamento pode ser observado na Figura 4.15 (b), onde o processo inverso é demonstrado, diminuindo a carga de saída de  $12,8\text{ kW}$  para  $6,4\text{ kW}$ .

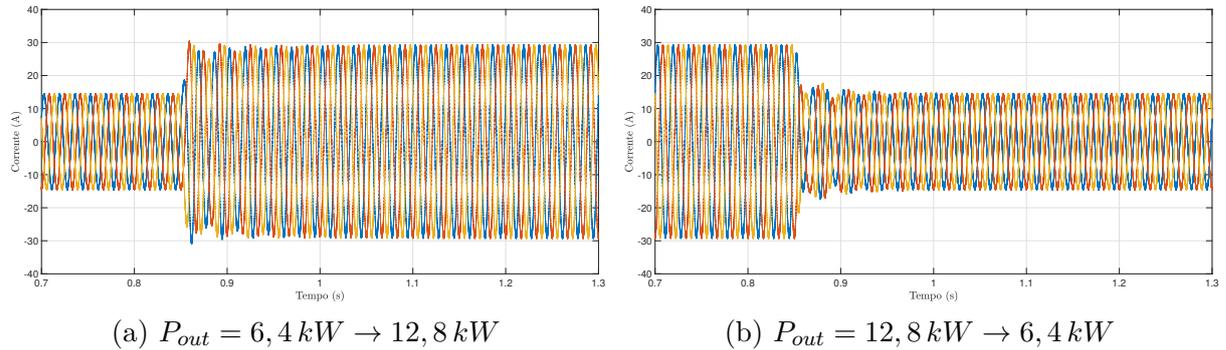
Figura 4.15 – Tensão do barramento CC durante variação de carga



Fonte: Elaborado pelo autor.

Como esperado, ambas as malhas de controle agem durante esse processo, para manter a tensão do barramento constante em torno de  $800\text{ V}$  a malha de controle de corrente aumenta a amplitude de corrente drenada da rede quando a potência cresce para  $12,8\text{ kW}$  e a diminui quando esta retorna a  $6,4\text{ kW}$ . Este processo pode ser visto na Figura 4.16 a seguir. Ao comparar as Figuras 4.15 e 4.16 evidencia-se a diferença do tempo de resposta entre a malha de tensão e corrente, onde a tensão do barramento leva consideravelmente mais tempo para se estabilizar do que as correntes de entrada.

Figura 4.16 – Correntes de entrada durante variação de carga

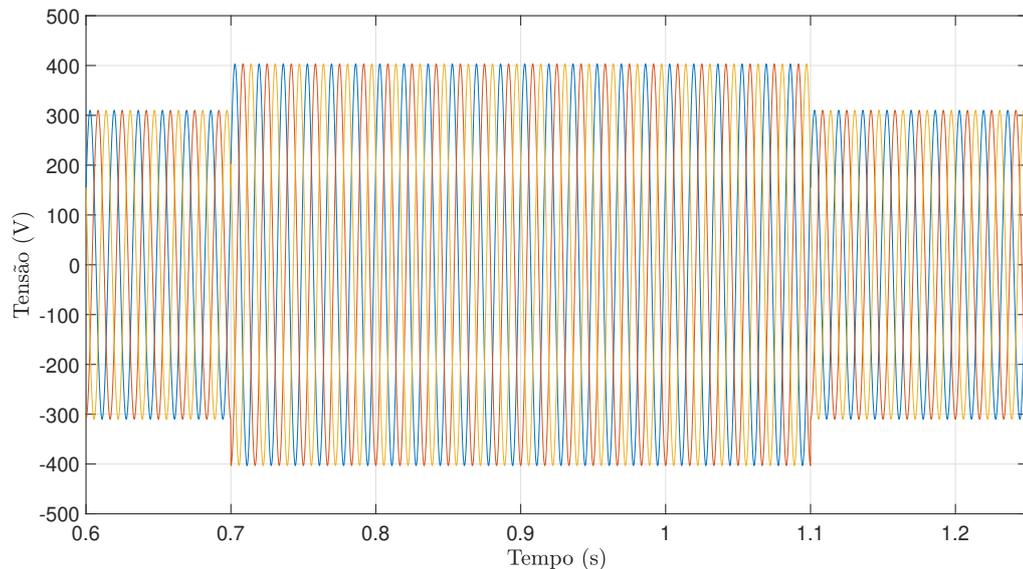


Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.5.2 Degrau de Tensão de Entrada

Variações de tensão estão constantemente presentes na região rural da Fronteira Oeste do Rio Grande do Sul, neste contexto, realizou-se um teste onde um degrau de tensão, de amplitude igual a  $0,3 \text{ p.u.}$ , foi inserido nas tensões de entrada em  $t = 0,7 \text{ s}$  e retirado em  $t = 1,1 \text{ s}$ . O efeito desse degrau nas tensões de entrada está exposto na Figura 4.17.

Figura 4.17 – Tensões de entrada com degrau na tensão de entrada

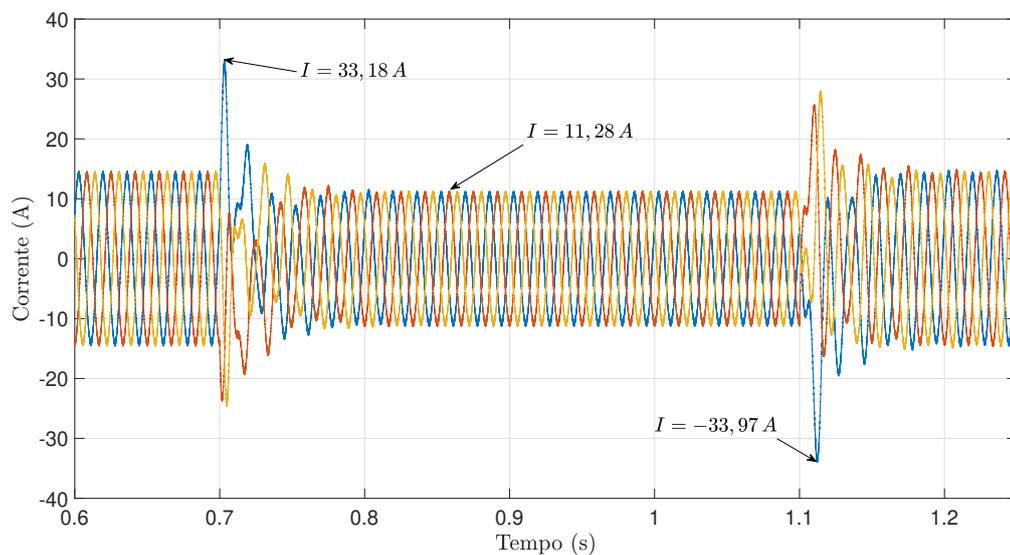


Fonte: Elaborado pelo autor.

Como a potência de saída do sistema permanece constante, a malha de controle de corrente deve regular a amplitude da corrente de entrada para que o retificador consiga

suprir a potência requerida, mesmo com a variação de tensão. Primeiramente a amplitude da tensão aumenta, desta forma a corrente de entrada deve decrescer, no instante  $t = 0,7 s$  percebe-se uma rápida variação de corrente, que causa um pico de  $33,18 A$ , mostrando que o sistema de controle está tentando convergir para um novo valor de corrente de entrada que consiga manter a potência de saída do sistema. No instante  $t = 1,1 s$ , nota-se o comportamento inverso, quando o degrau de tensão é retirado a amplitude da corrente de entrada deve retornar para o seu valor nominal. Este comportamento é exposto na Figura 4.18.

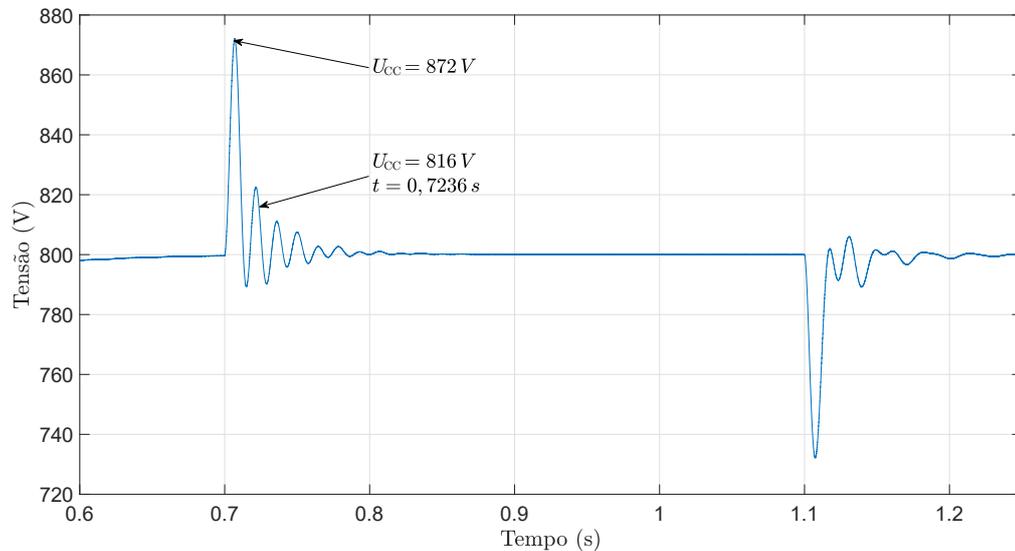
Figura 4.18 – Correntes de entrada com degrau na tensão de entrada



Fonte: Elaborado pelo autor.

Por fim, a variação de corrente é refletida para a tensão do barramento CC. Desta forma, a malha de controle de tensão deve regular a tensão do barramento para que esta retorne ao valor nominal. Na Figura 4.19, nota-se um pico de tensão de  $72 V$ , correspondente a  $9\%$  da tensão do barramento em  $t = 0,7 s$ . Ao retirar o degrau, o comportamento inverso ocorre, gerando um afundamento de tensão de aproximadamente  $68 V$  que é eliminado no mesmo intervalo de tempo. A partir desse comportamento, pode-se calcular que o tempo de assentamento em  $\pm 2\%$  da tensão do barramento foi de  $0,236 s$ .

Figura 4.19 – Tensão do barramento CC com degrau na tensão de entrada



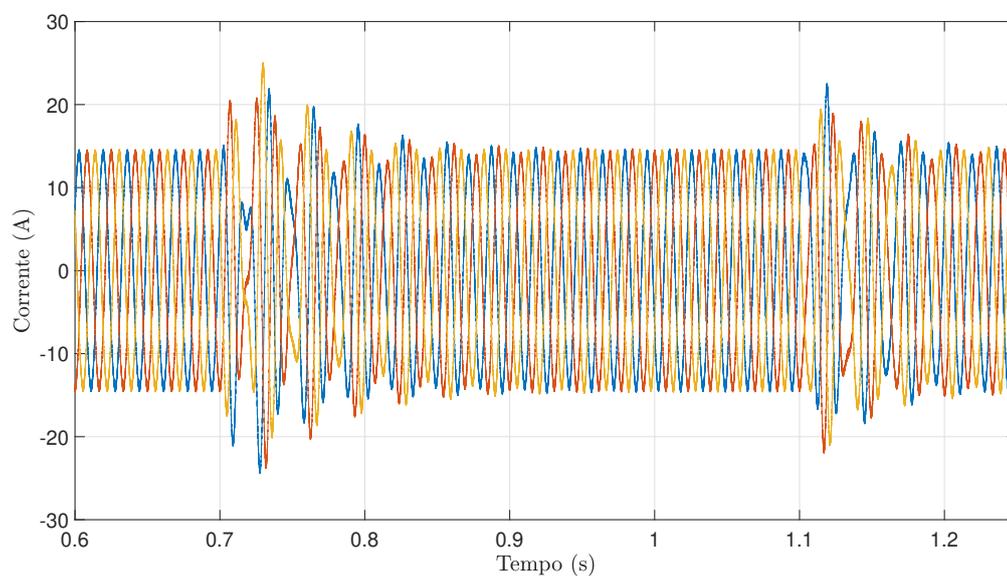
Fonte: Elaborado pelo autor.

### 4.5.3 Variações de Frequência

Como discutido anteriormente, variações de frequência em sistemas ligados a rede de distribuição são raras, porém ainda podem ocorrer, desta maneira o sistema deve ser capaz de operar durante estas raras variações. De acordo com o oitavo módulo do PRODIST, o sistema de distribuição deve, em condições nominais de operação, estar operando  $\pm 0,1 Hz$  de variação de frequência e em caso de corte de cargas ou geração, o sistema de distribuição não pode exceder a faixa de  $66 Hz$  a  $56,5 Hz$  em casos extremos (ANEEL, 2018). Desta forma, aplica-se um degrau de frequência nas tensões de entrada com a amplitude de  $5 Hz$  entre  $t = 0,7 s$  e  $t = 1,1 s$ .

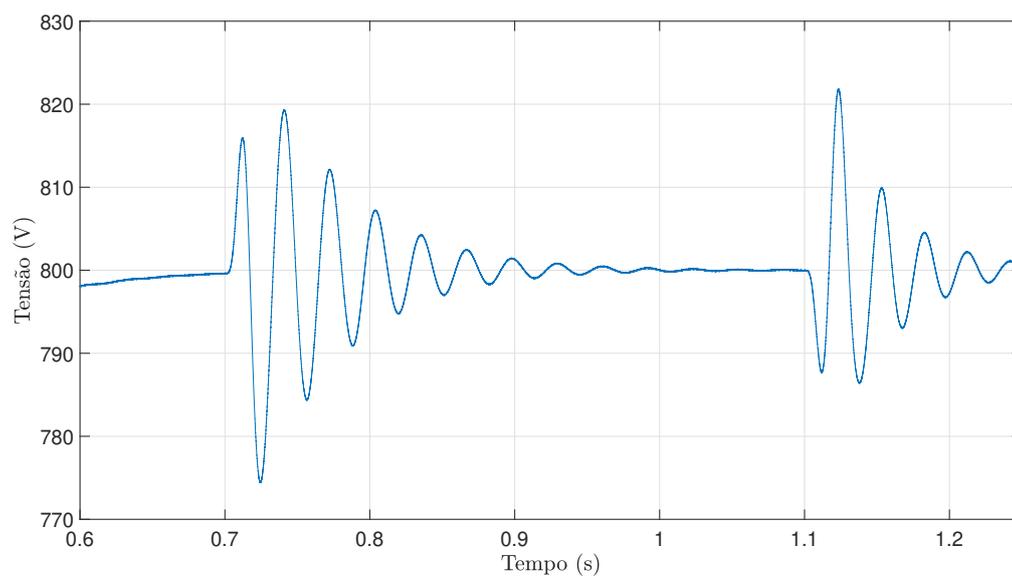
Na Figura 4.20, percebe-se que o aumento de frequência nas tensões de entrada causa um pico de corrente de  $25,05 A$  quando o degrau é inserido, esta variação nas correntes de entrada é eliminada em aproximadamente  $0,25 s$ . O mesmo comportamento ocorre quando o degrau é retirado. Por fim, na Figura 4.21, nota-se que um comportamento similar ao das correntes de entrada ocorre na tensão do barramento CC. Quando o degrau é inserido, ocorre um afundamento de tensão de  $25,6 V$  que é eliminado em aproximadamente  $0,3 s$ . Portanto, mesmo com um degrau de grande amplitude o retificador PWM consegue operar em frequências não ideais e consegue convergir para os seus valores nominais em um período de tempo satisfatório durante a inserção e a retirada deste degrau.

Figura 4.20 – Correntes de entrada para variações de frequência



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.21 – Tensão do barramento CC para variações de frequência



Fonte: Elaborado pelo autor.

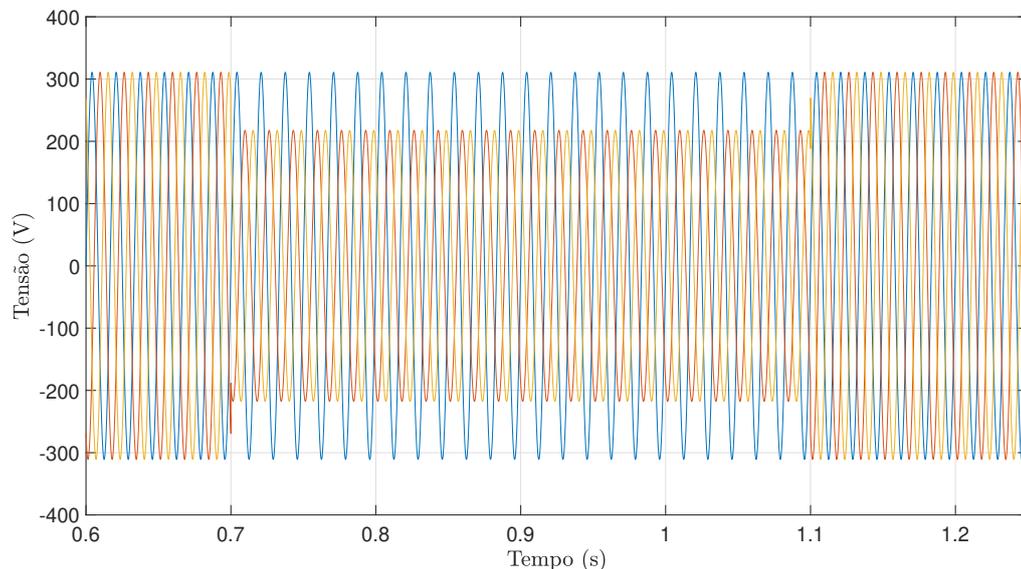
#### 4.5.4 Afundamento Desequilibrado de Tensão

Outra ocorrência comum em redes rurais são os afundamentos de tensão desequilibrados. Estes fenômenos são caracterizados por afetar a amplitude de cada fase das tensões da rede de maneira diferente, assim, tornando-as desequilibradas. Para simular o desempenho do sistema frente a estas condições, se insere um degrau com amplitude igual a  $-0,3 p.u$  nas fases B e C da tensão da rede, reduzindo seu pico de aproximadamente  $311 V$  para  $217,7 V$ , visto na Figura 4.22.

Na Figura 4.23 percebe-se que durante o afundamento de tensão, as correntes de entrada se tornam desequilibradas também, após um pico inicial de  $33,27 A$  apenas a fase A das correntes permanece em um valor próximo ao nominal,  $10,96 A$ , enquanto as fases B e C se tornam distorcidas e com amplitudes diferentes, aproximadamente  $20 A$ . A Figura 4.24 apresenta o comportamento da tensão do barramento CC. Nota-se que, após o afundamento inicial de aproximadamente  $44 V$  a tensão do barramento é pouco afetada, em aproximadamente  $0,2 s$  esta retorna para o valor médio de  $800 V$  com uma pequena ondulação de  $10 V$  pico à pico de  $0,9 s$  até  $1,1 s$ .

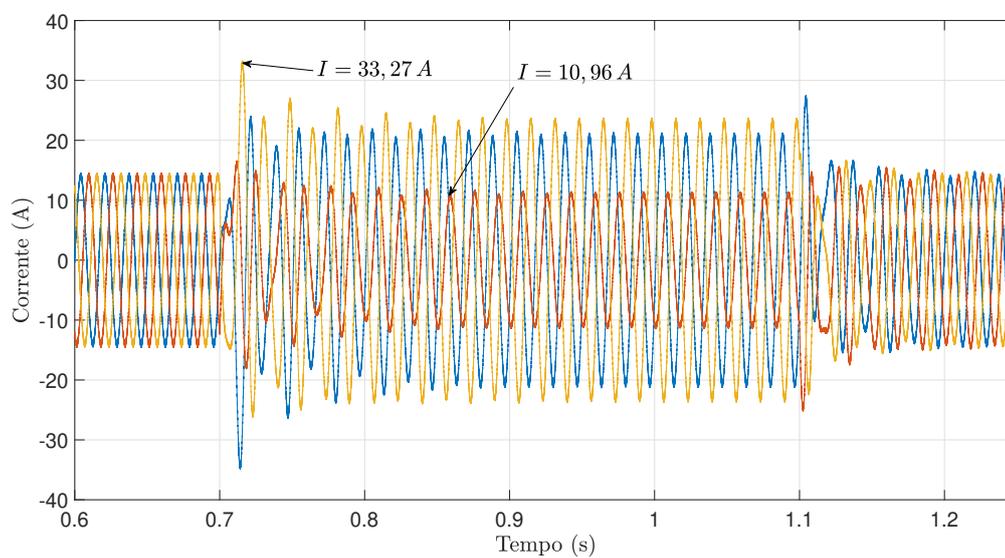
Por fim, a Figura 4.25 demonstra que o fator de potência é controlado e permanece próximo a unidade mesmo durante o afundamento desequilibrado da tensão da rede, visto que a tensão e a corrente da fase A não estão defasadas.

Figura 4.22 – Tensões de entrada com afundamento desequilibrado de tensão



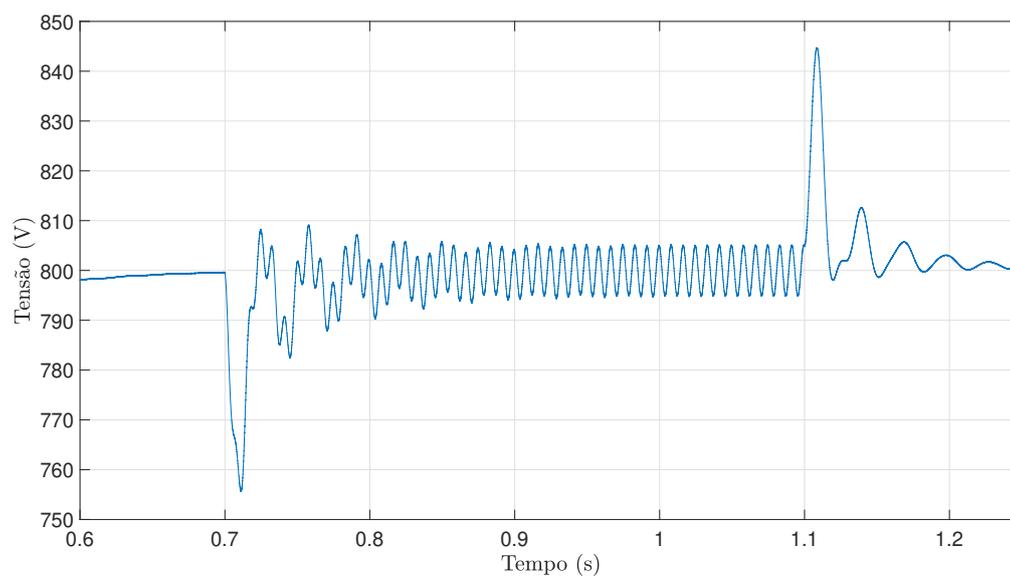
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.23 – Correntes de entrada com afundamento desequilibrado de tensão

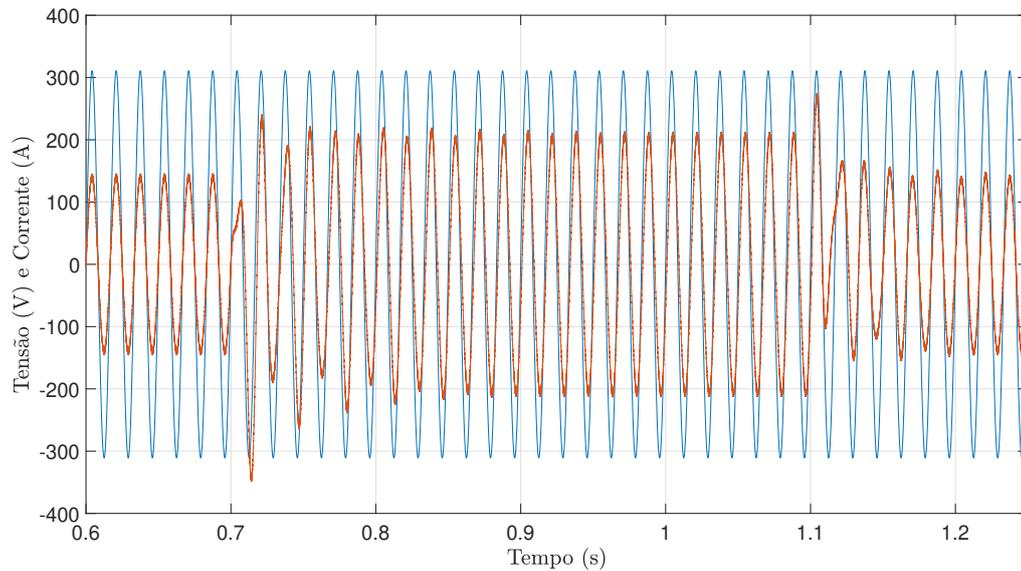


Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.24 – Tensão do barramento CC com afundamento desequilibrado de tensão



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.25 –  $v_a$  e  $10I_a$  para um afundamento desequilibrado de tensão

Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.5.5 Distorções Harmônicas

Devido a presença de diversas classes de cargas lineares e não lineares nos sistemas de distribuição rural, as distorções harmônicas se tornam frequentes e afetam todos os componentes conectados a ele. É válido a ressalva de que não se utilizaram harmônicas de terceira ordem ou suas múltiplas, devido ao retificador PWM não apresentar neutro, desta forma não há circulação de correntes de sequência zero e portanto, não existem influências destas harmônicas.

A ANEEL (2018) delimita, que a distorção harmônica total de tensão para as componentes pares não múltiplas de 3 deve ser menor ou igual a 2,5% e para as componentes ímpares o limite é de 7,5% para níveis de tensão fundamental menores que 1 kV. Levando estes limites em consideração, inseriu-se as componentes harmônicas vistas na Tabela 4.3 nas tensões de entrada do sistema entre  $t = 0,7 s$  e  $t = 1,1 s$ , visto na Figura 4.26 a seguir.

Tabela 4.3 – Componentes harmônicas utilizadas

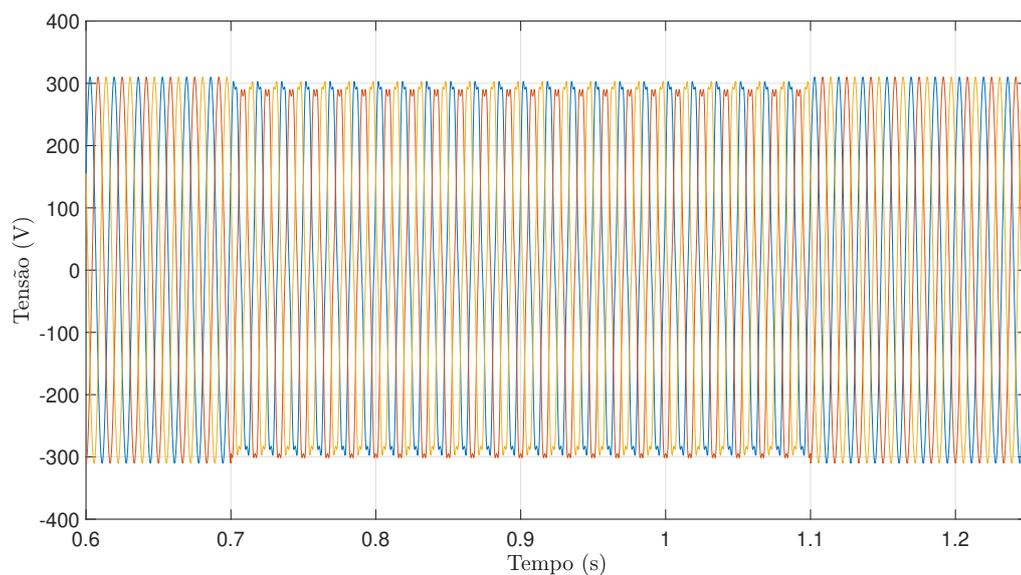
Ordem	Amplitude ( $p.u$ )	Fase ( $Deg$ )	Sequência
2	0,025	30	1
5	0,075	-30	2

Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 4.27, nota-se que a inserção de componentes harmônicas na tensão de entrada do sistema também influencia as correntes de entrada. As três fases são fortemente distorcidas e são gerados picos de aproximadamente  $20 A$ . A Figura 4.28 representa a FFT da fase A das correntes de entrada, onde nota-se que as componentes harmônicas mais influentes são a componente CC e as componentes de segunda e quinta ordem, com uma pequena influência de componentes inter-harmônicas entre  $60 Hz$  e  $120 Hz$ . A forte distorção das correntes de entrada é comprovada por sua  $THD$  de  $24,51\%$ .

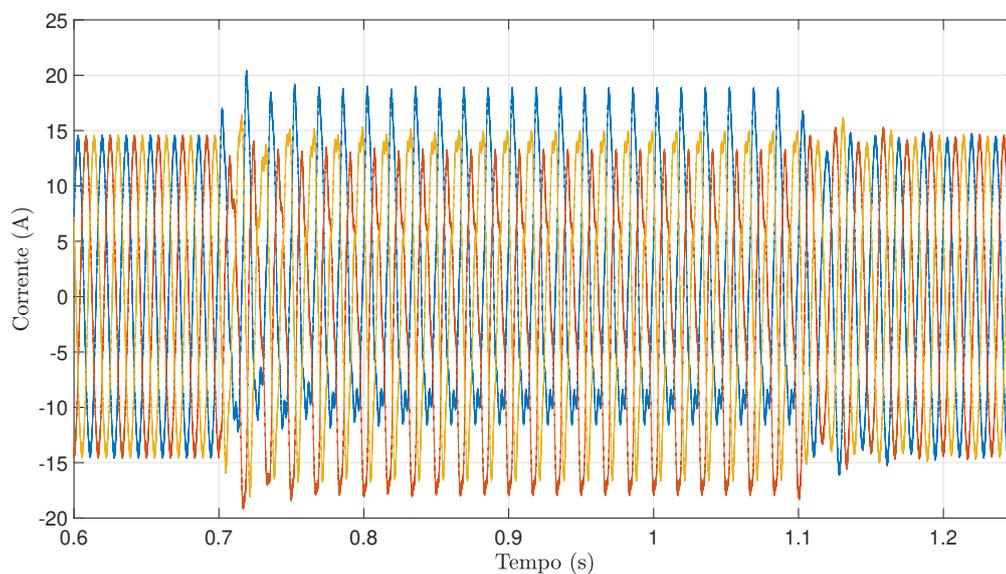
A tensão do barramento CC, vista na Figura 4.29, apresenta uma ondulação de  $16 V$  pico a pico, correspondente a  $2\%$  da tensão nominal do barramento, durante a inserção das componentes harmônicas. A Figura 4.30, mostra a FFT desta tensão, onde nota-se que a maior influência desta oscilação é uma componente de  $60 Hz$ , assim, gerando aproximadamente  $1\%$  de  $THD$  em relação a componente CC.

Figura 4.26 – Tensões de entrada com componentes harmônicas



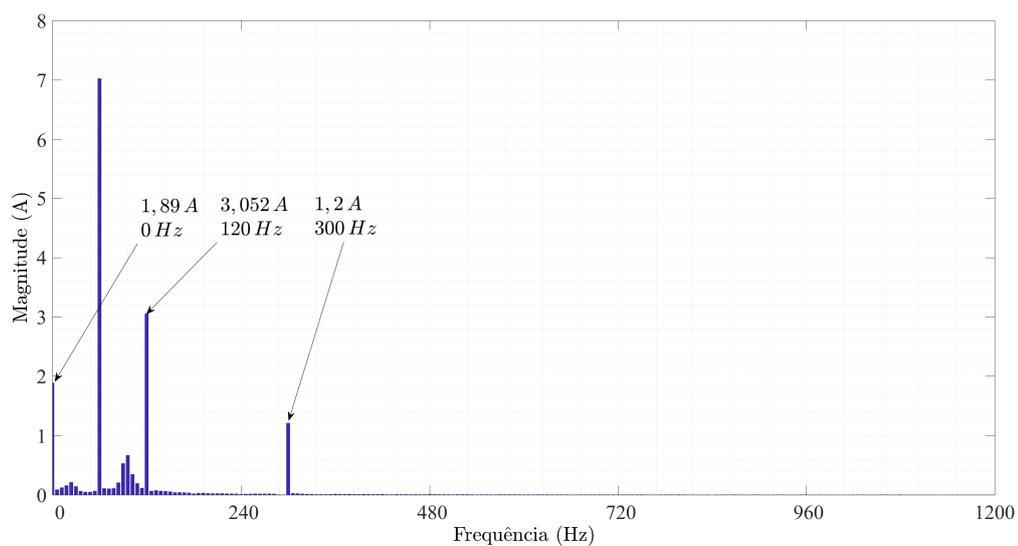
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.27 – Correntes de entrada para inserção de componentes harmônicas



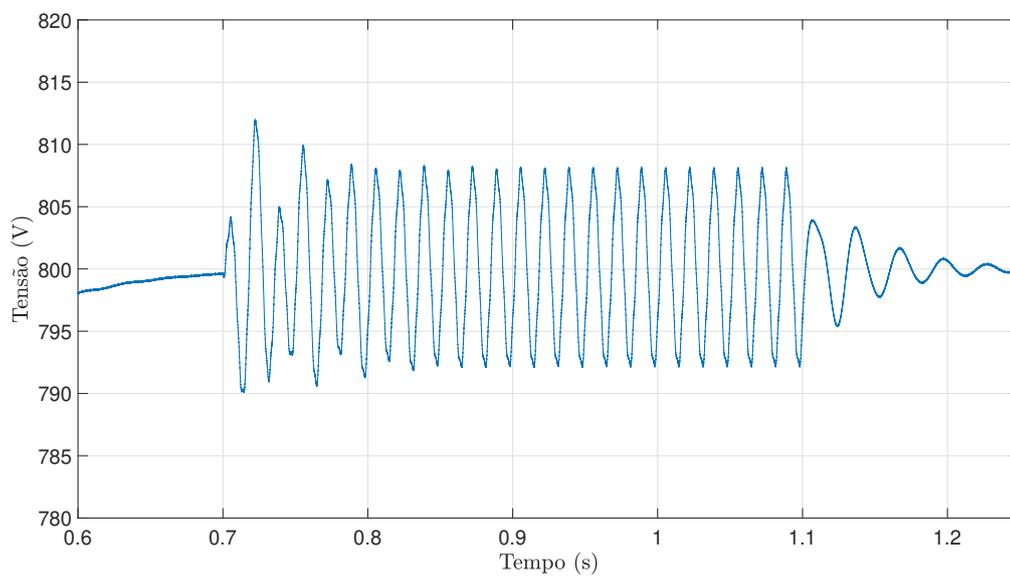
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.28 – FFT da fase A das correntes de entrada



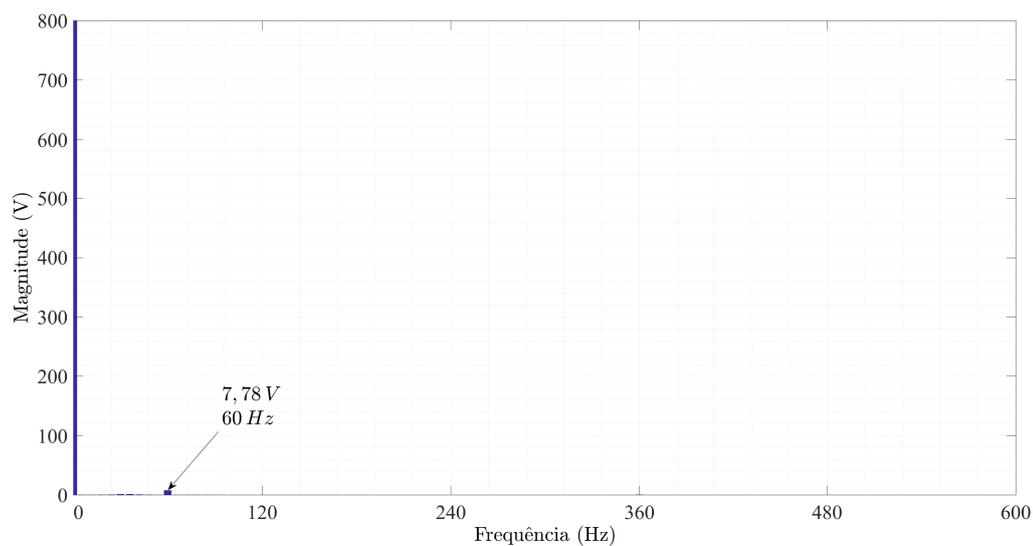
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.29 – Tensão do barramento CC para inserção de componentes harmônicas



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.30 – FFT da tensão do barramento CC



Fonte: Elaborado pelo autor.

## 5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

### 5.1 Conclusão

O presente trabalho teve como objetivo apresentar a modelagem matemática de um retificador PWM, assim como um procedimento de projeto para o sistema de controle e de sincronização com a rede de alimentação. Primeiramente, apresenta-se dados sobre a rizicultura sul-rio-grandense e a sua influência na demanda energética para a região da Fronteira Oeste do estado. Então, discorre-se órgãos e documentos reguladores da rede de distribuição de energia elétrica no Brasil e também sobre qualidade de energia elétrica e os principais problemas que tornam a rede elétrica precária.

Dentre as diversas topologias de retificação ativa, escolheu-se o retificador PWM devido sua simplicidade, fator de potência unitário de entrada, baixa distorção harmônica das correntes de entrada e fornecimento de tensão CC com baixa ondulação. Então, no Capítulo 3 realizou-se a modelagem em eixos síncronos deste retificador e a partir deste modelo, projetou-se seu sistema de controle e sincronização. Também neste capítulo, são utilizados métodos disponíveis na literatura para mitigar o fenômeno de *Startup Inrush Current* que ocorre devido a saturação dos controladores proporcional-integral utilizados.

Os resultados de simulação obtidos no Capítulo 4 demonstram o desempenho adequado do sistema. Durante sua partida a tensão do barramento CC segue a rampa de referência de tensão imposta e converge rapidamente para o valor nominal mesmo após a conexão de cargas. Em regime permanente, suas correntes de entrada são aproximadamente senoidais com baixa *THD* e oscilação das mesmas, assim, inserindo na rede harmônicos dentro dos limites impostos pelo PRODIST. Durante o regime transitório, o retificador PWM se comportou de maneira adequada durante variações de carga, variações de frequência e degraus de tensão de entrada, sendo este o problema mais proeminente em redes rurais. Por outro lado, este sistema apresenta alta distorção nas correntes de entrada quando exposto a distorções harmônicas e afundamentos de tensão desequilibrados, porém, neste último caso, ainda mantém o fator de potência aproximadamente unitário na entrada, como visto na Figura 4.25.

### 5.2 Trabalhos Futuros

Para o prosseguimento deste trabalho, propõe-se os seguintes itens:

- Implementação prática do sistema descrito, para a completa avaliação de seu desempenho;
- Implementação da bidirecionalidade de potência reativa que esta topologia proporciona;
- Utilização e projeto de filtros para mitigar o efeito de distorções harmônicas;

- Ajuste fino do sistema de controle, visando melhorar os tempos de convergência, oscilações e sobressinais do sistema;
- Modelagem e projeto de um inversor de frequências, que dará sequência ao sistema de acionamento de máquinas de irrigação

## REFERÊNCIAS

- ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. O. *Fundamentos de Circuitos elétricos*. [S.l.]: McGraw-Hill, 2013. Citado na página 100.
- ANEEL. *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST Módulo 8 - Qualidade de Energia Elétrica*. 2018. 88 p. Citado 4 vezes nas páginas 23, 28, 75 e 79.
- BARBI, I. *Apostila - Retificadores Trifásicos PWM*. [S.l.], 2009. Citado 4 vezes nas páginas 90, 91, 96 e 97.
- BARBI, I. et al. Retificadores pwm trifásicos unidirecionais com alto fator de potência. *Eletrônica de Potência*, v. 7, n. 1, 2002. Citado na página 35.
- BARNES, M. *Practical Variable Speed Drives and Power Electronics*. [S.l.]: ELSEVIER SCIENCE & TECHNOLOGY, 2003. Citado na página 98.
- BILGIN, H. F.; ERMIS, M. Design and implementation of a current-source converter for use in industry applications of d-statcom. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, 2010. Citado na página 32.
- BO, Q.; XIAO, H. Y.; YU, L. Z. A study of startup inrush current of three-phase voltage source pwm rectifier with pi controller. *IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, v. 4, n. 6, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 54 e 55.
- BOLLEN, M. H. J. *Understanding power quality problems : Voltage Sags and Interruptions*. [S.l.]: JOHN WILEY & SONS, INC., IEEE PRESS, 2000. (IEEE PRESS SERIES ON POWER ENGINEERING). Citado 5 vezes nas páginas 17, 22, 24, 26 e 28.
- BORGONOVO, D. *Modelagem e controle de retificadores PWM trifásicos empregando a transformação de PARK*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2001. Citado na página 42.
- BORGONOVO, D. *Análise, Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2005. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 35.
- CAMARGO, R. F. D. *Método de sincronização aplicado a conversores pwm trifásicos*. 318 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 55.
- CHOI, H. J. et al. Feedforward compensation method to reduce startup inrush current of three-phase pwm converter. *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC)*, 2016. Citado na página 53.
- CNA; CEPEA. *PIB do Agronegócio: Brasil*. 2017. 19 p. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 20.
- CNA; CEPEA. *PIB do Agronegócio: Brasil*. 2019. 18 p. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 20.
- CONAB. *Acompanhamento da safra brasileira de grãos*. 2019. 126 p. Citado na página 20.

- DECKMANN, S. M.; POMILIO, J. A. *Avaliação da Qualidade da Energia Elétrica*. [S.l.], 2010. Citado na página 24.
- DUGAN, R. C. et al. *Electrical Power Systems Quality*. 2. ed. [S.l.]: McGraw-Hill, 2003. Citado 4 vezes nas páginas 25, 26, 27 e 28.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2. ed. [S.l.]: Springer Science, 2001. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 48.
- EVANS, W. R. Control system synthesis by root locus method. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 69, n. 1, p. 66–69, 1950. Citado na página 49.
- HARNEFORS, L.; NEE, H. P. A general algorithm for speed and position estimation of ac motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 47, n. 1, Feb 2000. Citado na página 55.
- HILLER, M.; SOMMER, R.; BEUERMAN, M. Medium-voltage drives: An overview of the common converter topologies and power semiconductor devices. *IEEE Industry applications magazine*, p. 9, 2010. Citado na página 29.
- IRGA. *Evolução da Colheita 2018/19*. 2019. 2 p. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 21.
- IVANOV, T. C. *Caracterização da Qualidade de Energia Elétrica no Setor Rural do Estado do Paraná*. Monografia (Trabalho de conclusão de curso) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 27.
- KAEHLER, J. W. M. et al. Impacto da eficiência energética em sistemas de bombeamento de água utilizados para irrigação das lavouras de arroz do rio grande do sul: Uma abordagem demanda x oferta de energia. 2013. Citado 3 vezes nas páginas 17, 21 e 22.
- KAZMIERKOWSKI, M. P. et al. High-performance motor drives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 5, p. 21, 2011. Citado 4 vezes nas páginas 17, 28, 29 e 34.
- LEÃO, R. P. S.; SAMPAIO, R. F.; ANTUNES, F. L. M. *Harmônicos em Sistemas Elétricos*. [S.l.]: GEN LTC, 2014. Citado na página 24.
- LIAO, J. C.; YEH, S. N. A novel instantaneous power control strategy and analytic model for integrated rectifier/inverter systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 6, Nov 2000. Citado na página 47.
- LUTZ, J. et al. *Semiconductor Power Devices: Physics, Characteristics, Reliability*. [S.l.]: Springer, 2011. Citado na página 31.
- MEHL, E. L. M. *Qualidade de Energia Elétrica*. [S.l.], 2000. Citado na página 26.
- MIGUEL, F. K. *Contribuição ao estudo de retificadores com elevado fator de potência e regeneração de energia*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, 1997. Citado na página 97.
- NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, p. 6, 1981. Citado na página 30.
- NAGUIB, M. F.; LOPES, L. A. C. Harmonics reduction in current source converters using fuzzy logic. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, 2010. Citado na página 31.

- NETO, J. M. G. *Técnicas de Controle para Retificadores Trifásicos Operando sob Condições de Faltas na Rede Elétrica*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Pernambuco, 2015. Citado 5 vezes nas páginas 18, 35, 56, 57 e 58.
- OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010. Citado na página 50.
- OGUNNAIKE, B.; RAY, W. H. *Process Dynamics, Modeling, and Control*. [S.l.]: Oxford University Press, 1994. Citado na página 47.
- OLIVEIRA, L. M. d. *Uma nova concepção de inversor multinível para aplicação em UPS*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Ceará, 2009. Citado na página 49.
- POMILIO, J. A.; PAREDES, H. K. M.; DECKMANN, S. M. *Eletrônica de Potência para Geração, Transmissão e Distribuição de Energia Elétrica*. [S.l.], 2017. Citado na página 55.
- PRODIST. 2017. <<https://www.aneel.gov.br/prodist>>. Acessado: 31/10/2019. Citado na página 23.
- REYES, E. et al. A topology for multiple generation system with doubly fed induction machines and indirect matrix converter. 2008. Citado na página 34.
- RIZZO, S.; ZARGARI, N. Medium voltage drives: what does the future hold? v. 1, p. 82–89, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 29.
- RODRIGUEZ, P. et al. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. 2006. Citado 2 vezes nas páginas 56 e 57.
- RODRÍGUEZ, J. et al. A survey on neutral-point-clamped inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, p. 12, 2010. Citado na página 30.
- SIQUEIRA, E. C. *Estudo investigativo da flutuação de tensão causada pela presença de um forno elétrico a arco*. Monografia (Trabalho de conclusão de curso) — Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2017. Citado na página 25.
- SOUZA, H. E. P. *Métodos de Extração do Vetor Tensão de Sequência Positiva na Frequência Fundamental*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Pernambuco, 2008. Citado 3 vezes nas páginas 56, 57 e 58.
- USIDA, W. F. *Controle Fuzzy para melhoria do perfil de tensão em sistemas de distribuição de energia elétrica*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade de São Paulo, 2007. Citado na página 23.
- VENDRAMETO, H. V. *Análise das Perturbações de Qualidade de Energia em Sistemas de Distribuição e a Adequação as Tendências Regulatórias do PRODIST*. Monografia (Trabalho de conclusão de curso) — Universidade Estadual Paulista, Guaratinguetá, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 25.

VENTURINI, M.; ALESINA, A. The generalised transformer: A new bidirectional, sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor. 1980. Citado na página 33.

WHEELER, P. W. et al. Matrix converters: A technology review. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 2, 2002. Citado na página 33.

WU, B. et al. Current-source converter and cycloconverter topologies for industrial medium-voltage drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, 2008. Citado na página 32.

## **Anexos**

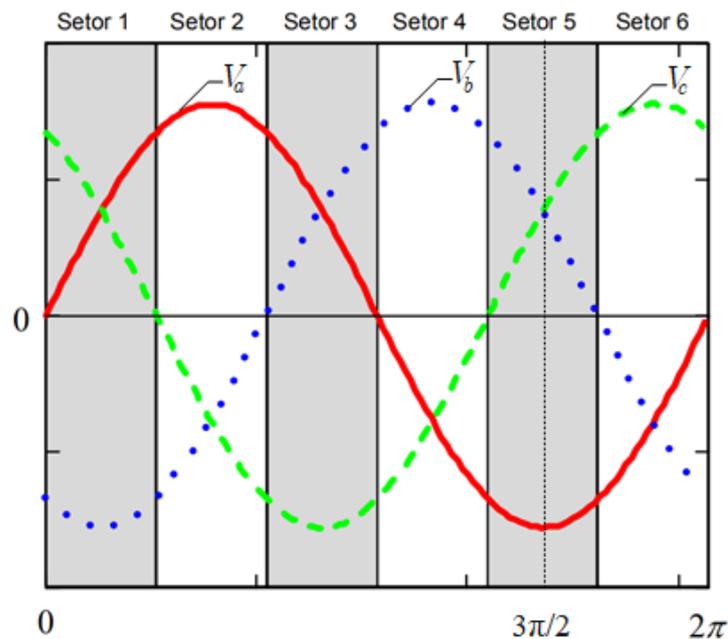
## ANEXO A – CÁLCULO DOS ELEMENTOS PASSIVOS

A metodologia básica para o projeto dos indutores de entrada e do capacitor do barramento CC foi retirada de Barbi (2009).

### A.1 Cálculo do Indutor de Entrada

Ao considerar uma rede de alimentação trifásica balanceada, pode-se notar pela Figura A.1 que o retificador PWM apresenta um funcionamento simétrico a cada  $60^\circ$  da tensão de alimentação (BARBI, 2009). Portanto, um período da tensão de alimentação pode ser dividido em 6 setores de  $60^\circ$  e assim é possível realizar um análise em apenas um dos setores e com isto estendê-la aos demais.

Figura A.1 – Rede de alimentação trifásica balanceada



Fonte: Modificado de Barbi (2009)

Além disso, define-se a razão cíclica de cada braço  $d_1(t)$ ,  $d_2(t)$ ,  $d_3(t)$  a partir do comportamento da chave superior, onde a posição 1 indica que as chaves superiores estão em condução. Então, a razão cíclica pode ser representada pelo intervalo de tempo em que a chave superior está em condução e o período de chaveamento.

$$d_{1,2,3}(t) = \frac{\Delta t_1(t)}{T_s} \quad (\text{A.1})$$

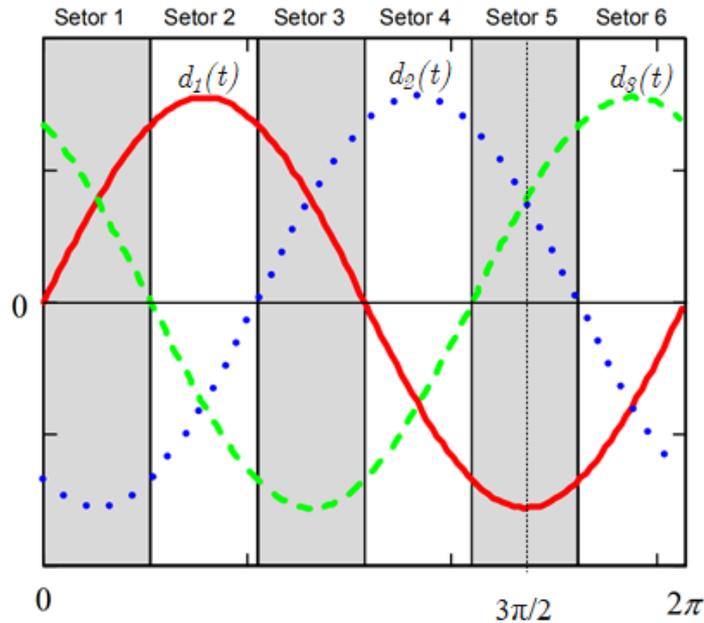
E no intervalo complementar as chaves superiores estarão em bloqueio, posição 0.

$$\overline{d_{1,2,3}(t)} = 1 - d_{1,2,3}(t) = \frac{\Delta t_0(t)}{T_s} \quad (\text{A.2})$$

É válido ressaltar que as chaves inferiores do retificador PWM são complementares em relação as chaves superiores.

As razões cíclicas são obtidas pelo controle aliado ao método de sincronização com a rede de alimentação, portanto, estas apresentam a mesma frequência e fase das tensões de entrada, como pode ser visto na Figura A.2.

Figura A.2 – Razões cíclicas de cada braço



Fonte: Modificado de Barbi (2009)

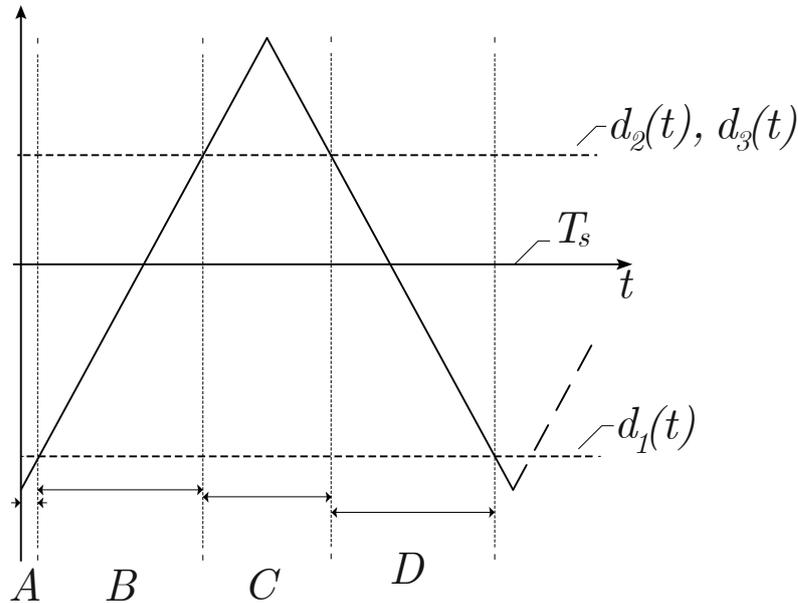
Para o cálculo do indutor de entrada do retificador PWM escolhe-se a análise dos circuitos equivalentes para o quinto setor, onde  $\omega t = \frac{3\pi}{2}$  e desconsidera-se a resistência de cada indutor. Para este ponto, de acordo com a Figura A.1, o valor das tensões de entrada por fase é:

$$\begin{aligned} v_a\left(\frac{3\pi}{2}\right) &= -V_p \\ v_b\left(\frac{3\pi}{2}\right) &= \frac{V_p}{2} \\ v_c\left(\frac{3\pi}{2}\right) &= \frac{V_p}{2} \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

Então, compara-se a amplitude das razões cíclicas das chaves com uma portadora triangular para a obtenção dos estados topológicos do retificador. A comparação dos sinais de controle com a portadora pode ser vista na Figura A.3.

Conforme elucidado na Figura A.3, existem quatro estados topológicos para o ponto analisado, porém o estado *B* é idêntico ao estado *D*, assim são apresentados na tabela A.1 apenas os estados *A*, *B*, *C*.

Figura A.3 – Comparação de sinais com a portadora



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela A.1 – Estados topológicos para o ponto de operação definido.

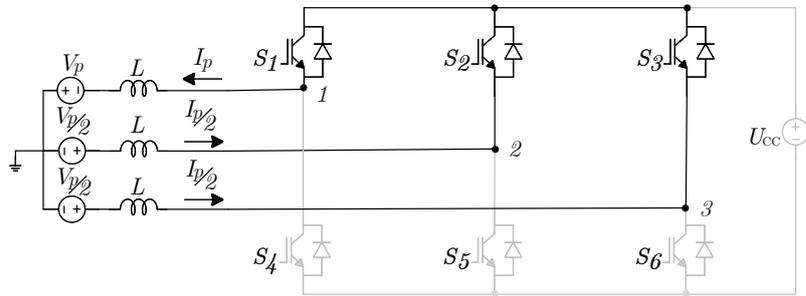
Estado Topológico	$S_1$	$S_2$	$S_3$
A	1	1	1
B	0	1	1
C	0	0	0

Fonte: Elaborado pelo autor

Onde  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  representam as chaves superiores do retificador PWM, conforme a Figura 3.2. A partir dos estados topológicos da Tabela A.1 pode-se representar o circuito equivalente para cada estado.

A Figura A.4 apresenta o circuito do retificador para o estado topológico A, as chaves  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  são habilitadas, a chave  $S_1$  passa a conduzir a corrente  $i_1(t)$  enquanto as correntes  $i_2(t)$  e  $i_3(t)$  são conduzidas pelos diodos intrínsecos das suas respectivas chaves.

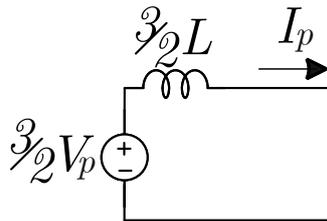
Figura A.4 – Circuito para o estado topológico A



Fonte: Elaborado pelo autor.

Aplicando a Lei de Kirchhoff das tensões na malha externa da Figura A.4 podemos obter o circuito equivalente representado na Figura A.5.

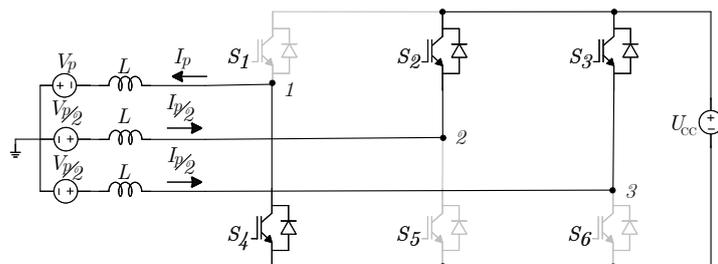
Figura A.5 – Circuito equivalente para o estado topológico A



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para o estado topológico B, representado na Figura A.6, as chaves  $S_2$  e  $S_3$  são ativadas, enquanto a chave  $S_1$  está bloqueada.

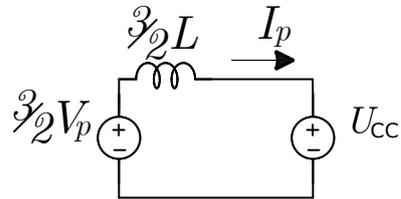
Figura A.6 – Circuito para o estado topológico B



Fonte: Elaborado pelo autor.

A partir da Figura A.6 o circuito equivalente da Figura A.7 pode ser obtido da mesma maneira.

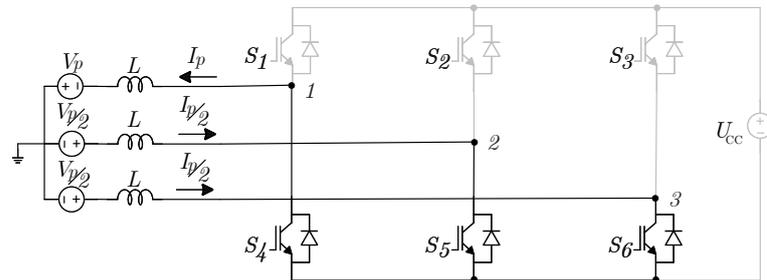
Figura A.7 – Circuito equivalente para o estado topológico B



Fonte: Elaborado pelo autor.

Por fim, para o estado topológico C, representado na Figura A.8, as chaves  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  estão bloqueadas.

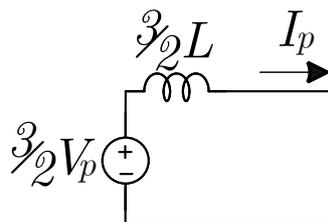
Figura A.8 – Circuito para o estado topológico C



Fonte: Elaborado pelo autor.

A partir da Figura A.8 o circuito equivalente da Figura A.9, referente ao estado topológico C, pode ser obtido da mesma maneira.

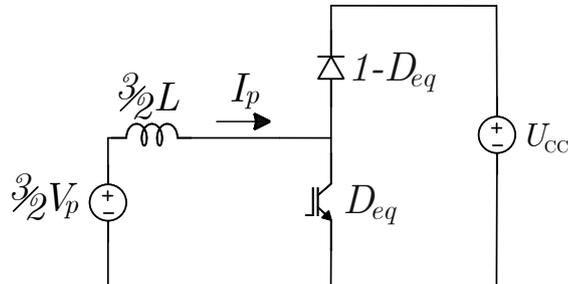
Figura A.9 – Circuito equivalente para o estado topológico C



Fonte: Elaborado pelo autor.

Ao analisar os três circuitos equivalentes, pode-se obter o circuito equivalente total, Figura A.10, que exemplifica o funcionamento do retificador no ponto de operação analisado.

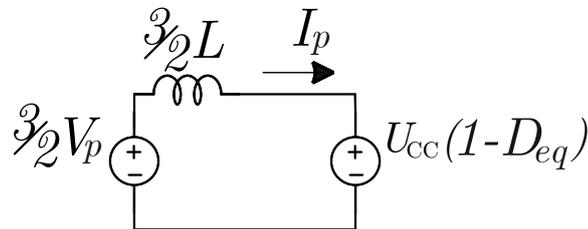
Figura A.10 – Circuito equivalente total



Fonte: Elaborado pelo autor.

Este circuito equivalente total pode ser simplificado, Figura A.11, para a obtenção da expressão referente a razão cíclica equivalente.

Figura A.11 – Circuito equivalente total simplificado



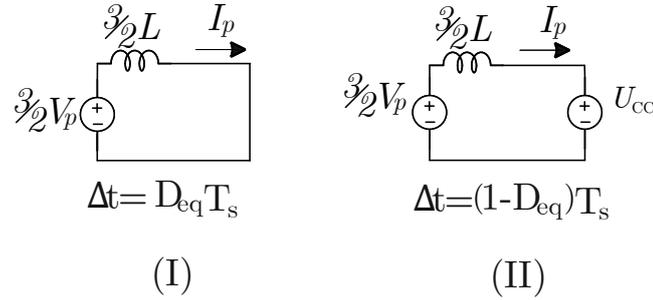
Fonte: Elaborado pelo autor.

A partir da Figura A.11, considerando que a queda média de tensão na indutância equivalente é nula, pode-se obter a expressão da razão cíclica equivalente.

$$D_{eq} = 1 - \frac{3V_p}{2U_{CC}} \quad (\text{A.4})$$

Para o circuito equivalente total, representado na Figura A.10, existem duas etapas de funcionamento, a etapa em que a chave conduz e a etapa na qual o diodo está conduzindo, ilustradas nos circuitos (I) e (II) respectivamente, presentes na Figura A.12.

Figura A.12 – Etapas de funcionamento para o circuito equivalente total



Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando a etapa onde a chave está conduzindo,  $\Delta t = D_{eq}T_s$ , obtêm-se a expressão referente a ondulação da corrente de entrada.

$$\frac{3}{2}V_p = \frac{3}{2}L \frac{\Delta I}{D_{eq}T_s} \quad (\text{A.5})$$

$$\Delta I = \frac{V_p D_{eq}}{L f_s} \quad (\text{A.6})$$

Onde  $\Delta I$  é a máxima ondulação da corrente de fase de entrada. Substituindo a equação (A.4) em (A.6), é possível encontrar a expressão que define o valor da indutância em relação a máxima ondulação da corrente de fase de entrada.

$$L = \frac{V_p}{\Delta I f_s} \left(1 - \frac{3V_p}{2U_{CC}}\right) \quad (\text{A.7})$$

Assim, a partir da equação (A.7) a indutância de entrada pode ser calculada. A máxima ondulação da corrente de fase,  $\Delta I$ , pode ser obtida a partir a corrente de pico de entrada, que é calculada segundo Barbi (2009) como se segue:

$$I_p = \frac{2P_0}{3V_p} \quad (\text{A.8})$$

$$I_p = \frac{2 \cdot 6400}{3 \cdot 311} = 13,72A \quad (\text{A.9})$$

Então define-se que a máxima ondulação de corrente é igual a 10% da corrente de pico de entrada, assim:

$$\Delta I = 1,372A \quad (\text{A.10})$$

Por fim, substitui-se (A.10) em (A.7), juntamente com os valores da tensão de pico de fase,  $V_p$ , tensão de saída,  $U_{CC}$  e frequência de chaveamento,  $f_s$ .

$$L = \frac{311}{1,372 \cdot 20 \times 10^3} \left(1 - \frac{3 \cdot 311}{2 \cdot 800}\right) \quad (\text{A.11})$$

$$L \approx 4,7mH \quad (A.12)$$

Portanto, será utilizado  $L = 4,7mH$ .

## A.2 Cálculo da Capacitância do Barramento CC

A capacitância de saída pode ser projetada tanto em função da máxima ondulação de pico da tensão de saída, quanto em função do tempo de *hold-up time* (MIGUEL, 1997). Contudo, o critério de *hold-up time* se sobrepõe aos demais, portanto este será utilizado no projeto da capacitância do barramento.

Este critério consiste em determinar um valor de capacitância de maneira que, na falta da tensão de alimentação da rede, o barramento do retificador consiga suprir a carga por um tempo estipulado. Determinando a máxima variação de tensão dentro deste tempo é possível então determinar a capacitância de saída (MIGUEL, 1997; BARBI, 2009).

Então, determina-se o tempo como sendo meio-ciclo de rede,  $t_{hu} = 8,333ms$ , e a máxima variação de tensão na saída como 10% do valor nominal de tensão do barramento,  $U_{0Min} = 0,9 \cdot U_{CC}$ . Assim, desprezando as perdas internas do conversor, a capacitância de saída pode ser calculada segundo (BARBI, 2009) como se segue:

$$C = \frac{2 \cdot P_0 \cdot t_{hu}}{U_{CC}^2 - U_{0Min}^2} \quad (A.13)$$

$$C = \frac{2 \cdot 6400 \cdot 8,333 \times 10^{-3}}{800^2 - (0,9 \cdot 800)^2} \quad (A.14)$$

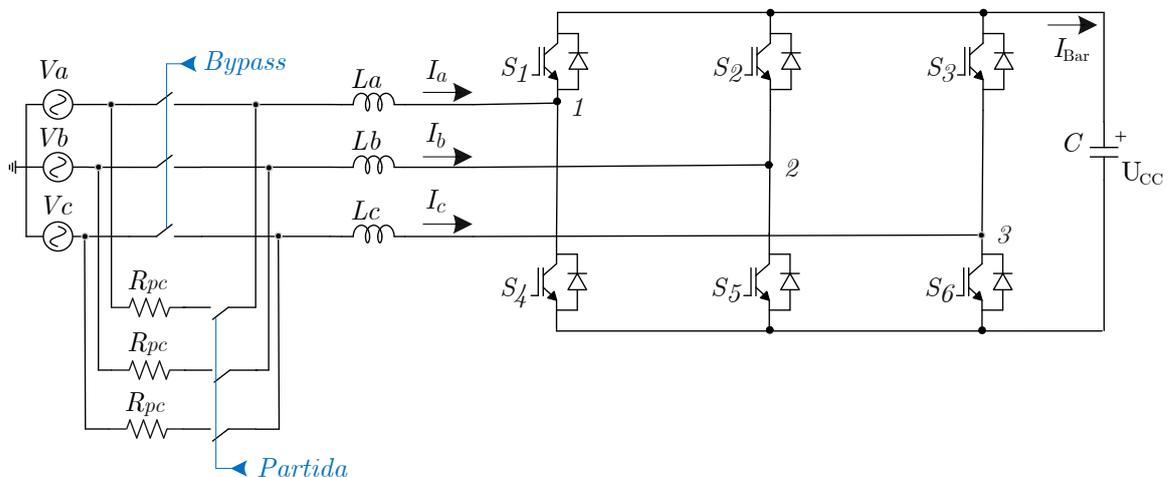
$$C \approx 877,158\mu F \quad (A.15)$$

Portanto, será utilizado  $C = 880\mu F$ .

## ANEXO B – SISTEMA DE PRÉ-CARGA DO BARRAMENTO CC

Para o bom funcionamento do sistema, se torna necessário o pré-carregamento da capacitância presente no barramento CC para um valor de tensão mais próximo ao valor nominal de operação. Existem diversas estratégias utilizadas para esta função, aqui, utiliza-se uma das mais simples, a adição de resistores de carga entre a fonte de alimentação e o retificador aliados a um sistema de *bypass*. Estes resistores também podem ser inseridos entre o retificador e a capacitância do barramento (BARNES, 2003). A representação do circuito de pré-carga pode ser vista na Figura B.1 a seguir.

Figura B.1 – Retificador PWM com circuito de pré-carga do barramento CC

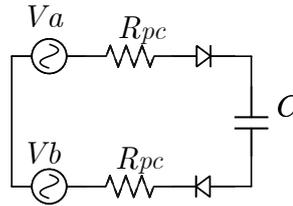


Fonte: Elaborado pelo autor.

A pré-carga do barramento ocorre a partir do instante quando as chaves denominadas *Partida* na figura B.1 são acionadas, assim, após um tempo definido pela constante de tempo  $RC$  do circuito o barramento estará carregado e as chaves denominadas *Bypass* poderão ser acionadas e as anteriores desligadas, removendo os resistores  $R_{pc}$  do circuito e dando fim ao estágio de pré-carga do barramento CC. Durante a pré-carga do barramento o sistema de controle está desabilitado e todas as chaves do retificador estão desligadas. A carga do barramento ocorre através dos diodos em antiparalelo intrínsecos de cada chave e o retificador se comporta como um retificador não controlado de 6 pulsos.

Assim, pode-se ignorar as contribuições do filtro  $L$  de entrada e utilizar o estágio onde a tensão de fase  $v_a$  é a maior tensão positiva e a tensão de fase  $v_b$  é a menor tensão negativa para se projetar os resistores de pré-carga. Durante este estágio o diodo da chave  $S_1$  e da chave  $S_5$  estão conduzindo e o circuito resultante está representado na Figura B.2 a seguir.

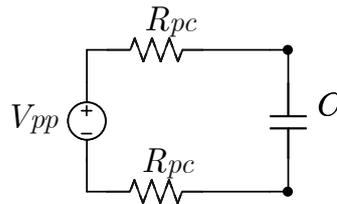
Figura B.2 – Circuito resultante



Fonte: Elaborado pelo autor.

A máxima tensão que poderá ser carregada no barramento é igual a tensão de pico de linha,  $V_{pp} = 380 \cdot \sqrt{2} \approx 538V$ . Como o retificador entrega uma corrente pulsada ao barramento, pode-se considerar que o circuito opera em corrente contínua com seus valores de pico, como visto na Figura B.3 a seguir.

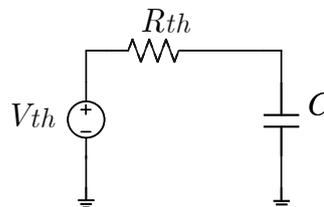
Figura B.3 – Circuito equivalente CC



Fonte: Elaborado pelo autor.

Assim, podemos aplicar o Teorema de Thévenin nos terminais do capacitor do circuito da Figura B.3 para transformá-lo em um circuito RC convencional. Então, obtem-se o seguinte circuito equivalente:

Figura B.4 – Circuito equivalente de Thevenin



Fonte: Elaborado pelo autor.

Onde:

$$V_{th} = V_{pp} \approx 538V$$

$$R_{th} = 2R_{pc}$$
(B.1)

A partir do circuito equivalente de Thévenin, pode-se projetar os resistores de pré-carga de cada fase através da constante de tempo  $T_{RC}$  de um circuito RC convencional que pode ser escrita como:

$$T_{RC} = RC \quad (\text{B.2})$$

Esta constante determina quanto tempo o capacitor,  $C$ , demorará para atingir cerca de 63,2% de sua carga e, conseqüentemente, tensão total (ALEXANDER; SADIKU, 2013).

Os valores percentuais da tensão no capacitor podem ser vistos na Tabela B.1 a seguir.

Tabela B.1 – Valores percentuais da tensão do capacitor em função do tempo

Tempo	$U_{CC}(\%)$
0	0
$RC$	63,2%
$2RC$	86,5%
$3RC$	95,0%
$4RC$	98,2%
$5RC$	99,3% $\approx$ 100%

Fonte: Adaptado de Alexander e Sadiku (2013)

Deseja-se que o barramento esteja totalmente carregado em cerca de 0,1s a fim de otimizar o tempo de simulação, assim, com o valor da capacitância previamente calculado, podemos encontrar o valor da resistência de Thévenin a partir do circuito da Figura B.4 como se segue:

$$5R_{th}C = 0,1 \quad (\text{B.3})$$

$$R_{th} = \frac{0,1}{5C} \quad (\text{B.4})$$

$$R_{th} = \frac{0,1}{5 \cdot 880\mu}$$

$$R_{th} = 22,73\Omega \quad (\text{B.5})$$

Assim, a resistência de pré-carga do barramento por fase, será:

$$R_{th} = 2R_{pc} \quad (\text{B.6})$$

$$R_{pc} = 11,36\Omega \approx 10\Omega \quad (\text{B.7})$$

Por fim, é válido ressaltar que este valor de resistência de carga foi escolhido a fim de otimizar os tempos de simulação. Para uma aplicação real é esperado que o tempo de carga do barramento leve em torno de 1 a 3 segundos, assim, aumentando drasticamente este resistor e reduzindo a potência que é dissipada no mesmo.