



UNIVERSIDADE FEDERAL DO MARANHÃO
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE ELETRICIDADE

YAGO FREITAS RODRIGUES

**ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE RETIFICADORES TRIFÁSICOS COM
CONTROLE PELA REDE *VERSUS* RETIFICADORES COM CONTROLE PWM
PARA APLICAÇÕES COM FONTE C.A. DE ALTA IMPEDÂNCIA DE SAÍDA**

São Luís

2018

YAGO FREITAS RODRIGUES

**ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE RETIFICADORES TRIFÁSICOS COM
CONTROLE PELA REDE *VERSUS* RETIFICADORES COM CONTROLE PWM
PARA APLICAÇÕES COM FONTE C.A. DE ALTA IMPEDÂNCIA DE SAÍDA**

Trabalho de conclusão de curso apresentado
como parte dos requisitos para obtenção do
grau de Bacharel em Engenharia Elétrica pela
Universidade Federal do Maranhão - UFMA.

Área de Concentração: Eletrônica de
Potência.

Orientador: Prof. Dr. José Gomes de Matos

São Luís

2018

Ficha gerada por meio do SIGAA/Biblioteca com dados fornecidos pelo(a) autor(a).
Núcleo Integrado de Bibliotecas/UFMA

Rodrigues, Yago Freitas.

Análise comparativa entre retificadores trifásicos com controle pela rede versus retificadores com controle PWM para aplicações com fonte C.A. de alta impedância de saída / Yago Freitas Rodrigues. - 2018.

75 f.

Orientador(a): José Gomes de Matos.

Monografia (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Maranhão, São Luís, 2018.

1. Banco de Baterias. 2. Distorções. 3. Grupo Gerador. 4. Retificador Controlado pela Rede. 5. Retificador PWM. I. Matos, José Gomes de. II. Título.

YAGO FREITAS RODRIGUES

**ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE RETIFICADORES TRIFÁSICOS COM
CONTROLE PELA REDE *VERSUS* RETIFICADORES COM CONTROLE *PWM*
PARA APLICAÇÕES COM FONTE C.A. DE ALTA IMPEDÂNCIA DE SAÍDA**

Aprovado em: 09/07/2018

BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. José Gomes de Matos (Orientador)

Departamento de Engenharia de Eletricidade – UFMA



Prof.^a. Dr.^a. Silvangela Lilian da Silva Lima Barcelos (Membro)

Departamento de Engenharia de Eletricidade – UFMA



Prof. Dr. Shigeaki Leite de Lima (Membro)

Departamento de Engenharia da Computação – UFMA

Dedico este trabalho à minha família, que sempre me incentivou a perseguir e acreditar nos meus sonhos. Em especial à minha mãe, Gladys, por todo seu amor.

AGRADECIMENTO

Agradeço primeiramente à minha mãe, Gladys, e ao meu pai, Robério, por todo o amor e carinho que me dão. Sempre me guiando para o melhor caminho e que, com o suor de seus trabalhos, me proporcionam tudo o que necessito para alcançar os meus sonhos.

Ao meu irmão, Rodrigo, pelos conselhos, incentivos e por ser exemplo de boa pessoa, alguém que me inspira todos os dias.

À minha avó, Terezinha, pelo seu amor, atenção e disposição para sempre agradecer e ajudar os seus netos.

A Narah, pelo seu amor, amizade, companheirismo e apoio nos momentos mais difíceis, sempre trazendo alegria aos meus dias, não importando a distância.

A todos os meus familiares que me incentivaram nesta jornada, em especial meus tios, Hiram e Anselmo, pelo apoio e exemplo de profissionais competentes.

Aos meus amigos de sempre, Danilo Lemos, Fabrício Leal, Lucas Chaves, Lucas Motta, Matheus Mendes, Pedro Alves, Pedro Otávio e Yann Buhatem, que desde os tempos de escola me proporcionam o sentimento da verdadeira amizade.

Ao Prof. José Gomes, orientador, por sua disponibilidade e paciência durante o desenvolvimento deste trabalho. Um profissional que cumpre com maestria o papel de educador.

À Universidade Federal do Maranhão pela estrutura e aos professores do Departamento de Engenharia de Eletricidade pelos conhecimentos passados para que me torne Engenheiro Eletricista

Aos demais que de alguma forma contribuíram para o meu desenvolvimento acadêmico e pessoal e que não foram aqui citados, o meu muito obrigado!

“A persistência é o caminho do êxito”.

(Charles Chaplin)

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo comparativo sobre os retificadores trifásicos controlados pela rede *versus* os retificadores com controle por Modulação em Largura de Pulsos (*PWM – Pulse Width Modulation*), para aplicações como carregadores de bancos de baterias. Essa comparação tem como objetivo principal verificar o comportamento dos retificadores quando a fonte de alimentação em corrente alternada (CA) tem alta impedância de saída. Uma revisão bibliográfica acerca dos tipos de retificadores controlados é apresentada, enfatizando as vantagens e desvantagens, especificamente em aplicações nas quais são alimentados por redes CA de alta impedância de saída, por exemplo, o caso de retificadores são alimentados a partir de grupos geradores com potência nominal similar ao retificador. Serão utilizados como parâmetros de comparação entre as duas tecnologias de conversores as Taxas de Distorção Harmônica (*THD*) medidas na tensão e na corrente no ponto de conexão comum entre o retificador e a fonte de alimentação e o fator de potência medido na fonte. Outro fator que será analisado é o *ripple* na tensão em corrente contínua de saída. As análises comparativas serão realizadas com base em resultados de simulações computacionais realizadas com os dois tipos de retificadores, alimentados pelo mesmo tipo de fonte (gerador síncrono) e suprimindo a mesma carga (banco de baterias do tipo Chumbo-Ácido).

Palavras-Chave: Retificador Controlado pela rede; Retificador *PWM*; Grupo Gerador; Distorções; Banco de baterias.

ABSTRACT

This work will present a comparative study on Line-Frequency Phase-Controlled Rectifiers and Pulse Width Modulation (PWM) Controlled Rectifiers in applications such as battery bank chargers. The comparison has as main objective to verify the behavior of these rectifiers when they are fed by AC sources with high output impedance. A bibliographical review about types of controlled rectifiers will be presented, emphasizing the advantages and disadvantages, specifically in applications which they are fed by AC sources with high output impedance, for example, the case of generator sets with rated power similar to the rectifiers. The Total Harmonic Distortion (THD) of voltage and current at the point of common connection between the rectifier and the power supply and the power factor measured at the source will be used as parameters to compare the converter technologies. Other factor that will be analyzed is the output DC voltage ripple. The comparative analysis will be based on results of computational simulations performed with the two types of rectifiers, fed by the same type of source (synchronous generator) and supplying the same load (a Lead-Acid battery bank).

Keywords: Six-Pulse Rectifier; PWM Rectifier; Generator Set; Distortions; Battery Bank.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 - Exemplo de retificador com controle pela rede.	2
Figura 1.2 - Exemplo de retificador com controle <i>PWM</i>	2
Figura 2.1 - Presença de harmônicas na corrente de linha normalizadas em relação à fundamental.	7
Figura 2.2 - <i>Notches</i> na tensão de linha.	9
Figura 2.3 - Exemplo de microrrede isolada com barramento CC centralizado.	10
Figura 2.4 - Diagrama de blocos de um sistema de controle com controlador $C(s)$	14
Figura 2.5 - Transformação entre os sistemas estacionários <i>abc</i> e $\alpha\beta$	18
Figura 3.1 - Topologia de circuito retificador controlado pela rede adotada no trabalho.	20
Figura 3.2 - Circuito Retificador de Seis Pulsos por Tiristores.	22
Figura 3.3 - Modelo de Filtro Passivo de Harmônicas.	24
Figura 3.4 – Modelo do circuito Redutor de <i>Notches</i>	25
Figura 3.6 - Diagrama de blocos do sistema controlador PI-Corrente.	28
Figura 3.7 - Resposta ao degrau do sistema PI-Corrente do retificador com controle pela rede para várias larguras de faixa.	29
Figura 3.8 - Diagrama de blocos dos controladores PI-Tensão e PI-Corrente em série.	30
Figura 3.9 - Resposta ao degrau unitário do sistema PI-Tensão.	31
Figura 3.10 - Representação do Circuito do Lado CC do retificador.	31
Figura 3.11 - Resposta do sistema ao distúrbio.	32
Figura 3.12 - Resposta do controlador PI-Tensão ao distúrbio.	32
Figura 3.13 - Resposta do controlador PI-Corrente ao distúrbio.	33
Figura 3.14 - Sistema de controle do retificador com controle pela rede.	34
Figura 3.15 - Topologia de retificador com controle <i>PWM</i> adotada no trabalho.	35
Figura 3.16 - Diagrama de blocos do sistema controlador PI-Tensão do Retificador <i>PWM</i> . ..	37
Figura 3.17 - Resposta ao degrau do sistema PI-Tensão do retificador <i>PWM</i> para várias larguras de faixa.	39
Figura 3.18 - Sistema de controle do retificador com controle por <i>PWM</i>	41
Figura 4.1 - Tensão e corrente na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede sem elementos filtrantes.	43
Figura 4.2 - Distorção harmônica da tensão de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede sem elementos filtrantes.	44

Figura 4.3 - Distorção harmônica da corrente de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede sem elementos filtrantes.....	44
Figura 4.4 - Defasamento entre a tensão de fase V_A e a respectiva corrente de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede sem elementos filtrantes.	45
Figura 4.5 - Tensão e corrente na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador.....	45
Figura 4.6 - Distorção harmônica da tensão de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador.	46
Figura 4.7 - Distorção harmônica da corrente de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador.	46
Figura 4.8 - Defasamento entre a tensão de fase V_A e a respectiva corrente de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador.	47
Figura 4.9 - Tensão e corrente na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador e circuito redutor de <i>notches</i>	47
Figura 4.10 - Distorção harmônica da tensão de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador e circuito redutor de <i>notches</i>	48
Figura 4.11 - Distorção harmônica da corrente de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador e circuito redutor de <i>notches</i>	48
Figura 4.12 - Defasamento entre a tensão de fase V_A e a respectiva corrente de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador e circuito redutor de <i>notches</i>	49
Figura 4.13 - Tensão e corrente na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador, circuito redutor de <i>notches</i> e filtros de harmônicas.	49
Figura 4.14 - Distorção harmônica da tensão de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador, circuito redutor de <i>notches</i> e filtros de harmônicas.	50
Figura 4.15 - Distorção harmônica da corrente de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador, circuito redutor de <i>notches</i> e filtros de harmônicas.	50
Figura 4.16 - Defasamento entre a tensão de fase V_A e a respectiva corrente de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador, circuito redutor de <i>notches</i> e filtros de harmônicas.	51

Figura 4.17 - Defasamento entre a tensão de fase V_A e a respectiva corrente de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador, circuito redutor de <i>notches</i> , filtros de harmônicas e compensador de reativo capacitivo.....	52
Figura 4.18 - Referência de tensão no link CC e tensão medida para o sistema retificador controlado pela rede.....	52
Figura 4.19 - Grandezas medidas na bateria do sistema retificador controlado pela rede.	53
Figura 4.20 - Tensão e corrente na Fonte CA do sistema retificador com controle <i>PWM</i>	54
Figura 4.21 - Distorção harmônica da tensão de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle <i>PWM</i>	55
Figura 4.22 - Distorção harmônica da corrente de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle <i>PWM</i>	55
Figura 4.23 - Defasamento entre a tensão de fase V_A e a respectiva corrente de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle <i>PWM</i>	56
Figura 4.24 - Referência de tensão no link CC e tensão medida para o sistema retificador com controle <i>PWM</i>	56
Figura 4.25 - Grandezas medidas na bateria do sistema retificador com controle <i>PWM</i>	57

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 - Parâmetros dos Filtros Passivos de Harmônicas.	24
Tabela 3.2 - Parâmetros do Circuito Redutor de Notches.	25
Tabela 3.3 - Reatâncias dos componentes do circuito na frequência fundamental.	26
Tabela 3.4 - Parâmetro do Circuito Compensador de Reativo Capacitivo.	26
Tabela 4.1 – Indicadores de desempenho medidos para os sistemas retificadores simulados.	57

SUMÁRIO

1.	INTRODUÇÃO	1
1.1.	Justificativa	2
1.2.	Objetivos.....	3
1.2.1.	<i>Objetivo Geral</i>	<i>3</i>
1.2.2.	<i>Objetivos Específicos.....</i>	<i>3</i>
1.3.	Estrutura do Trabalho	4
2.	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	5
2.1.	Retificadores Trifásicos Controlados Pela Rede.....	5
2.1.1.	<i>Retificadores Trifásicos de Onda Completa Não-Controlados.....</i>	<i>5</i>
2.1.2.	<i>Retificadores Trifásicos de Onda Completa Controlados Pela Rede</i>	<i>5</i>
2.1.3.	<i>O Efeito da Indutância da Fonte</i>	<i>8</i>
2.2.	Fontes CA de Alta Impedância de Saída.....	10
2.3.	Componentes Harmônicas e Notches de Tensão – Efeitos e Soluções	11
2.3.1.	<i>Filtros de Harmônicas.....</i>	<i>11</i>
2.3.2.	<i>Redução dos Notches de Tensão</i>	<i>12</i>
2.4.	Teoria de Controle.....	13
2.4.1.	<i>Controladores do tipo Proporcional (P) e Proporcional – Integral (PI)</i>	<i>13</i>
2.4.2.	<i>Controladores Proporcional-Integral Ressonantes (PIR)</i>	<i>15</i>
2.5.	Retificador Trifásico com Controle PWM	15
2.5.1.	<i>Modulação PWM.....</i>	<i>16</i>
2.5.2.	<i>Transformação $abc \rightarrow \alpha\beta$.....</i>	<i>18</i>
3.	PROJETO DOS RETIFICADORES.....	20
3.1.	Sistema Retificador Trifásico Controlado pela Rede.....	20
3.1.1.	<i>Modelo de Fonte de Tensão CA Controlada com Alta Reatância de Saída.....</i>	<i>21</i>

3.1.2.	<i>Modelo de Retificador Trifásico Constituído por Tiristores</i>	21
3.1.3.	<i>Modelo de Bateria do Tipo Chumbo-Ácido</i>	22
3.1.4.	<i>Modelo de Transformador Trifásico</i>	23
3.1.5.	<i>Modelo de Filtros Passivos de Harmônica</i>	23
3.1.6.	<i>Modelo do Circuito Redutor de Notches</i>	24
3.1.7.	<i>Modelo de Circuito Compensador de Reativo Capacitivo</i>	25
3.1.8.	<i>Modelo de Controlador PI para Circuito de Gatilhamento do Retificador</i>	27
3.2.	Sistema Retificador Trifásico com Controle PWM	34
3.2.1.	<i>Modelo de Retificador Trifásico Constituído por IGBTs e Diodos</i>	35
3.2.2.	<i>Modelo de Transformador Trifásico</i>	35
3.2.3.	<i>Modelo de Filtro de Harmônico</i>	36
3.2.4.	<i>Bloco de Modulação PWM – SVM</i>	36
3.2.5.	<i>Modelo do Controlador PI para controle do PWM</i>	36
4.	SIMULAÇÕES E ANÁLISE DE RESULTADOS	42
4.1.	Simulação do Retificador Trifásico Controlado pela Rede	43
4.1.1.	<i>Retificador Sem Elementos de Filtragem</i>	43
4.1.2.	<i>Retificador Alimentado Por Transformador</i>	45
4.1.3.	<i>Retificador Alimentado Por Transformador – Circuito Redutor de Notches</i>	47
4.1.4.	<i>Retificador Alimentado Por Transformador – Circuito Redutor de Notches e Filtros de Harmônicas</i>	49
4.1.5.	<i>Retificador Alimentado Por Transformador – Circuito Redutor de Notches, Filtros de Harmônicas e Circuito Compensador de Reativo Capacitivo</i>	51
4.2.	Simulação do Retificador Trifásico com Controle PWM	53
5.	CONCLUSÃO	58

1. INTRODUÇÃO

Os conversores CA-CC, também conhecidos como retificadores, são dispositivos utilizados quando há a necessidade de alimentação de cargas em corrente contínua (CC), sendo, a alimentação disponível é em corrente alternada (CA). Exemplos de utilização de retificadores são em subestações de energia elétrica, para alimentação dos dispositivos de proteção e armazenamento de energia (banco de baterias), em sistemas de telecomunicação, em que as cargas são essencialmente alimentadas em corrente contínua e em sistemas autônomos de geração de energia com fontes renováveis para suprimento de cargas isoladas, como as comunidades residentes em regiões remotas (RIBEIRO, et al. 2010).

As redes de distribuição em corrente alternada, (caso das concessionárias de energia elétrica), possuem impedâncias série equivalentes de saída que podem ser consideradas pequenas ou mesmo desprezíveis. Porém, quando a alimentação CA para o retificador é proveniente de um grupo gerador à Diesel, como nas redes isoladas de energia elétrica, a situação é diferente, pois o gerador síncrono tem naturalmente uma grande reatância de saída que não pode ser considerada desprezível. Essa reatância pode atingir valores relativamente altos, da ordem de 2 pu. ou superior (OLIVEIRA, et al. 2017). Portanto, ao alimentar um retificador controlado pela rede (geralmente baseados em *Silicon Controlled Rectifier* – SCRs ou tiristores) com o grupo gerador, a alta reatância causa atrasos nas comutações dos SCRs, gerando cortes na tensão CA no ponto de conexão entre o retificador e a fonte CA (MOHAN, UNDELAND and ROBBINS 1995). Os cortes de tensão, ou *notches*, em conjunto com as distorções na forma de onda da tensão, provocadas pelos harmônicos existentes nas correntes de linha (geradas pelo circuito retificador), podem limitar a utilização do grupo gerador para suprimento de outras cargas em CA.

Uma forma de reduzir os efeitos indesejados gerados pelos retificadores baseados em SCRs é a utilização de filtros passivos para reduzir os efeitos das harmônicas de corrente e circuitos específicos para redução do efeito dos *notches* de tensão. Contudo, tais soluções geram custos adicionais ao cenário, assim como podem não atender aos critérios do projeto, tais como volume e peso dos equipamentos.

Com a utilização das chaves totalmente controladas, *IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)*, é possível a construção de conversores (retificadores) com controle por modulação em largura de pulso (*Pulse Width Modulation* – PWM). Com retificadores PWM, é possível fazer com que as correntes tenham formato praticamente senoidal no lado CA. Além disso, o

fator de potência pede ser controlado e as distorções nas tensões da rede CA podem ser mais facilmente mitigadas, considerando quando se utiliza retificadores com controle pela rede (BAUER 2008). Na Figura 1.1 e Figura 1.2 são ilustradas as topologias clássicas para retificadores controlados pela rede e para retificadores com controle *PWM*.

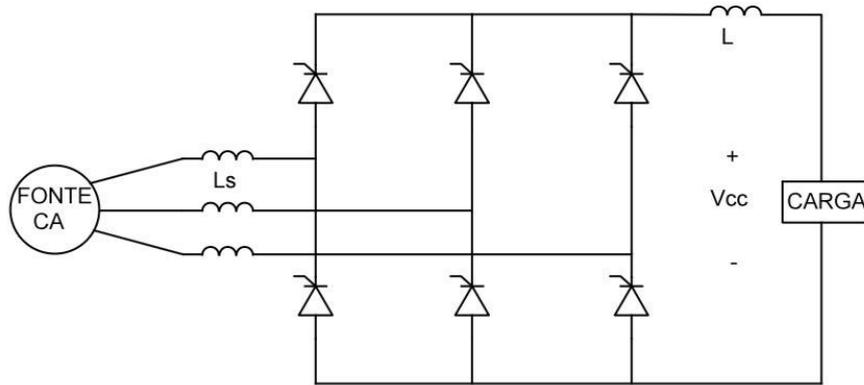


Figura 1.1 - Exemplo de retificador com controle pela rede.

Fonte: AUTOR

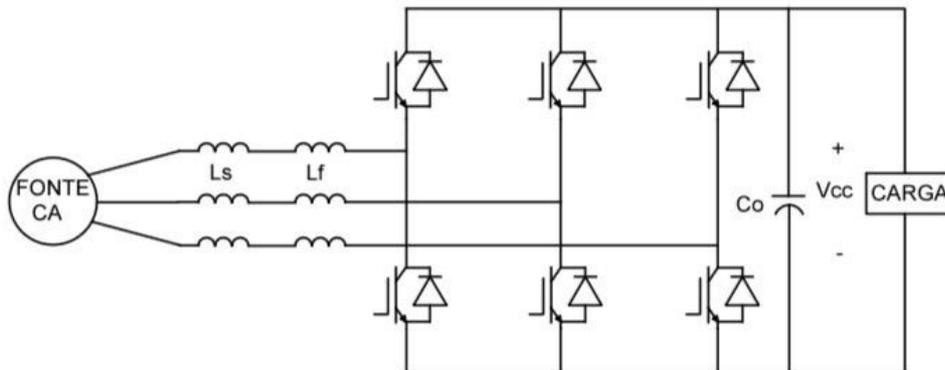


Figura 1.2 - Exemplo de retificador com controle *PWM*.

Fonte: AUTOR

1.1. Justificativa

Os conversores CA-CC são cargas não lineares, logo, são fontes de harmônicos visto do lado CA. Além disso, os retificadores com controle pela rede intrinsecamente operam com baixo fator de potência (MOHAN, UNDELAND and ROBBINS 1995), o que aumenta a preocupação acerca da utilização desses conversores. Portanto, a comparação entre os retificadores controlados pela rede e os retificadores com controle *PWM* é importante, por se tratar de aplicações específicas, como a utilização em sistemas isolados de energia elétrica com

base de fontes renováveis. Isso porque essas redes frequentemente utilizam grupos geradores à Diesel para carregamento dos bancos de baterias através dos conversores CA-CC e também para o suprimento de energia elétrica em CA para grupos consumidores variados.

Relembrando, os geradores síncronos utilizados nesses grupos geradores à Diesel geralmente têm elevada reatância de saída. Desta forma, se faz necessária uma análise comparativa que indique qual das duas topologias de retificadores é mais adequada para essas aplicações.

Neste trabalho, os indicadores a serem utilizadas para fins de comparação entre os dois tipos de retificadores são a Taxa de Distorção Harmônica (THD) das correntes no lado CA, a THD das tensões e os *notches* de tensão no ponto de acoplamento comum entre a rede CA e o retificador, além do fator de potência. A THD das tensões CA e a presença ou não de *notches* nas formas de onda são extremamente relevantes para a comparação, uma vez que afetam os demais consumidores interligados à rede CA formada pelos grupos geradores.

1.2. Objetivos

1.2.1. *Objetivo Geral*

Este trabalho tem o objetivo de apresentar ao leitor conhecimentos acerca dos conversores CA-CC controlados pela rede e os de controle com *PWM*, assim como avaliar comparativamente o desempenho dos mesmos quando alimentados por redes CA de alta impedância de saída.

1.2.2. *Objetivos Específicos*

- Realizar estudo teórico sobre os retificadores controlados pela rede, técnicas para controle e filtros passivos de harmônicos;
- Realizar estudo sobre retificadores com controle *PWM* e técnicas de controle;
- Projetar e simular em ambiente computacional ambos os retificadores para funcionamento em cenários iguais;
- Apresentar análise das duas topologias, utilizando fatores como THD e Fator de Potência para comparação.

1.3. Estrutura do Trabalho

No Capítulo 2 é apresentada uma fundamentação teórica acerca das tecnologias de conversores CA-CC, tratando de forma mais específica os retificadores com controle pela rede e os retificadores com controle *PWM*, apresentando as vantagens e desvantagens de cada um à luz dos fatores de comparação mencionados anteriormente, sendo abordada teoria sobre controladores do tipo Proporcional-Integral e variações, os quais são utilizados posteriormente para controlar os retificadores, Filtros Passivos de Harmônicas e controle por modulação *PWM*. No Capítulo 3 é apresentado o projeto de dois circuitos. O primeiro composto basicamente por um modelo de fonte de tensão controlada com alta impedância de saída, um retificador controlado pela rede, um modelo de banco de baterias e circuitos auxiliares de controle e filtragem. Já o segundo circuito tem as mesmas configurações de tensão e carga, porém é utilizado um retificador com controle *PWM* e um circuito de controle. No Capítulo 4 são apresentados os resultados das simulações dos circuitos projetados no *software Simulink®*, evidenciando os fatores de comparação para análise de desempenho de ambos. Por fim, no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões obtidas após a realização do trabalho.

2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Para o desenvolvimento deste trabalho foi necessário o estudo teórico para embasar o projeto dos conversores utilizados. Com isso, é apresentado neste capítulo diversos tópicos da área da Eletrônica de Potência e de Teoria de Controle. Sendo abordados seguindo uma ordem definida para melhor entendimento do projeto.

2.1. Retificadores Trifásicos Controlados Pela Rede

Os retificadores podem ser monofásicos ou trifásicos, do tipo não-controlado, parcialmente controlado ou totalmente controlado. A diferença está nos tipos de alimentação e nas chaves semicondutoras utilizadas em cada caso.

Os retificadores trifásicos são utilizados comumente na indústria, devido à sua maior capacidade de potência e menor *ripple* (ondulação de um sinal CC) de saída quando comparados aos retificadores monofásicos (MOHAN, UNDELAND and ROBBINS 1995). A forma construtiva mais comum é a “ponte retificadora completa” apresentada na Figura 1.1.

2.1.1. Retificadores Trifásicos de Onda Completa Não-Controlados

Nos retificadores do tipo não-controlados são utilizados os diodos, os quais têm comutação natural, ou seja, conduzem quando a tensão no anodo, V_a , é maior que a tensão no catodo, V_k , e bloqueiam a condução quando o contrário ocorre, $V_a < V_k$.

Este tipo de retificador é utilizado em aplicações em que não é necessário o controle da tensão de saída, uma vez que a lógica de comutação dos diodos não pode ser controlada. Dessa forma, o valor da tensão de saída é dado por:

$$\bar{V}_o = \frac{3\sqrt{2}V_{Lrms}}{\pi} = 1,35V_{Lrms} \quad (2.1)$$

Sendo:

- \bar{V}_o a tensão média de saída;
- V_{Lrms} a tensão RMS de linha de entrada.

2.1.2. Retificadores Trifásicos de Onda Completa Controlados Pela Rede

Os retificadores controlados pela rede normalmente utilizam Tiristores para chaveamento. Os tiristores são chaves com comutação parcialmente controlada, ou seja, têm

condução controlada enquanto o bloqueio é não-controlado. Assim, mesmo que a condição $V_a > V_k$ seja atendida, não há condução até que a chave receba um pulso positivo de corrente i_g no *gate*. Tal pulso pode ser retirado assim que a chave é comutada, conduzindo como um diodo, até que retorne à condição $V_a < V_k$ ou a corrente atinja um valor mínimo de manutenção (HART 2011).

O uso dos tiristores nos retificadores controlados pela rede permite que haja o controle do nível da tensão de saída através do ajuste do ângulo de disparo dos pulsos de gatilho dos tiristores, resultando numa tensão de saída controlada (HART 2011). O ângulo de disparo é o intervalo que consiste entre o momento em que o tiristor se torna diretamente polarizado ($V_a > V_k$) e o momento em que é enviado um sinal de pulso no gatilho (HART 2011). Com isso, o valor da tensão média de saída máximo ocorrerá no ângulo α nulo, fazendo o conversor funcionar como um retificador não-controlado. O cálculo da tensão média de saída do retificador operando com uma corrente contínua no lado CC é apresentado como:

$$\bar{V}_o = 1,35V_{Lrms} \cos \alpha \quad (2.2)$$

Sendo:

- α o ângulo de disparo dos pulsos de gatilho.

De acordo com (MOHAN, UNDELAND and ROBBINS 1995), umas das características dos retificadores controlados pela rede é a presença de harmônicas de ordem ímpar não-múltiplas de 3 nas correntes de fase, conforme:

$$h = 6n \pm 1 \quad (n = 1, 2, \dots) \quad (2.3)$$

Se for considerado que a corrente de saída é puramente CC, $i_o(t) = I_{CC}$, e que a fonte CA é ideal, os valores *rms* das componentes harmônicas nas correntes do lado CA são dadas por:

$$I_{s1} = \frac{3}{\pi} \sqrt{\frac{2}{3}} I_{CC} = 0,78 I_{CC} \quad (2.4)$$

$$I_{sh} = \frac{I_{s1}}{h} \quad (2.5)$$

Sendo:

- h a ordem da componente harmônica;
- I_{s1} o valor RMS da componente fundamental da corrente;
- I_{sh} o valor RMS da componente harmônica da corrente de ordem h .

O espectro ideal dessas correntes é mostrado na Figura 2.1 :

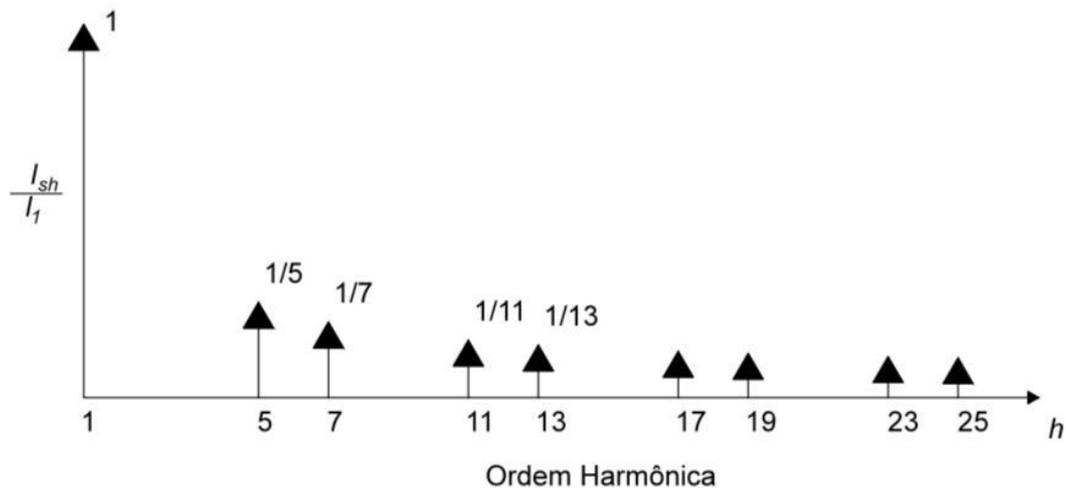


Figura 2.1 - Presença de harmônicas na corrente de linha normalizadas em relação à fundamental.

Fonte: AUTOR

A taxa de distorção harmônica total do retificador trifásico controlado pela rede no caso em que é alimentado por uma fonte CA ideal e alimentando uma carga com corrente puramente CC é THD = 31,08 % (MOHAN, UNDELAND and ROBBINS 1995).

Nos retificadores controlados pela rede, as correntes de linha são defasadas em relação às respectivas tensões de fase à medida em o ângulo α aumenta. Desta forma, o fator de potência, calculado por:

$$FP = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi \quad (2.6)$$

Sendo:

- ϕ o ângulo de defasagem entre a tensão de fase e a respectiva corrente.

Na fonte CA que alimenta o retificador, o fator de potência se reduz com o aumento do ângulo α , podendo gerar sobrecarga na fonte mesmo com cargas relativamente baixas no retificador.

2.1.3. O Efeito da Indutância da Fonte

As considerações realizadas na seção anterior são válidas para os casos em que as fontes de alimentação CA dos retificadores eram ideais, sendo apenas para efeito didático. Contudo, as fontes de alimentação possuem uma impedância interna que geram efeitos indesejados ao funcionamento do retificador (BARBI 2005). Os efeitos gerados por essa impedância nas formas de onda das tensões e correntes de entrada do retificador controlado pela rede são discutidos neste tópico.

São exemplos de impedâncias internas da fonte os seguintes:

- Impedâncias das linhas de alimentação;
- Impedâncias dos geradores;
- Impedâncias dos transformadores.

O efeito da indutância da fonte L_s se dá pelo fato de que reatâncias indutivas se opõem à variação de corrente. Desta forma, no momento da transição entre a comutação de dois tiristores, que com indutância nula na fonte era considerada instantânea, há um instante em que dois tiristores conduzem ao mesmo tempo, o que causa um “curto-circuito” entre as fases que eles estão conectados (MOHAN, UNDELAND and ROBBINS 1995). De forma similar ocorre com as demais fases da fonte de alimentação a cada comutação dos respectivos tiristores. Assim, considerando que a cada ciclo da tensão de linha ocorrem 6 comutações entre tiristores, então a cada ciclo de tensão de linha ocorrem 6 curtos-circuitos entre fases do sistema. Tais curtos-circuitos geram *notches* nas tensões de fase e de linha, como é possível verificar na Figura 2.2 (MOHAN, UNDELAND and ROBBINS 1995).

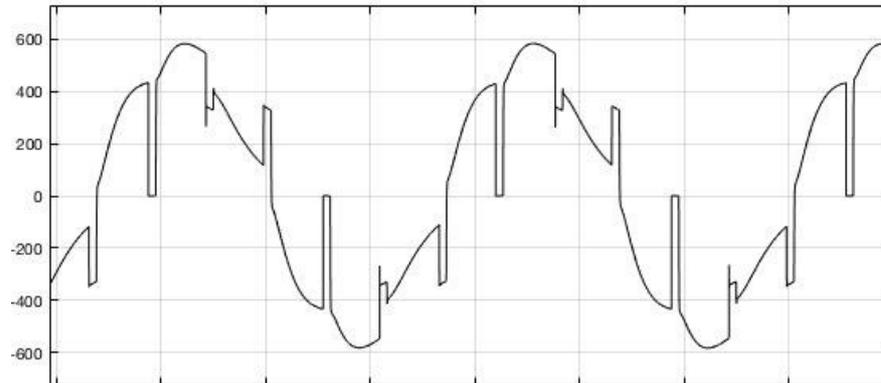


Figura 2.2 - *Notches* na tensão de linha.

Fonte: AUTOR

Os *notches* inseridos pela indutância L_s nas tensões da fonte CA podem prejudicar outros equipamentos ou consumidores que sejam alimentados pela fonte, de forma que quanto maior for o valor de L_s , maiores serão os *notches* e maiores serão as consequências. Os *notches* geram componentes harmônicas na tensão, resultando em uma alta THD. Além disso, a tensão média de saída é reduzida em relação àquela quando não havia indutância da fonte. A tensão média de saída é então calculada por (MOHAN, UNDELAND and ROBBINS 1995):

$$\bar{V}_o = 1,35V_{Lrms} \cos \alpha - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_o \quad (2.7)$$

Em que:

- I_o a corrente de saída do retificador;
- ω é a frequência fundamental da tensão de alimentação em *rad/s*.

Outros efeitos causados pela indutância L_s ocorrem na corrente de entrada do retificador. A componente fundamental da corrente sofre um atraso em relação à tensão devido ao intervalo de comutação entre os tiristores, o que contribui para uma redução do fator de potência do sistema à medida que L_s aumenta (BARBI 2005).

Desta forma, conclui-se que uma indutância L_s elevada gera em um sistema composto por um retificador controlado pela rede os seguintes efeitos:

- Queda na tensão média de saída - \bar{V}_o ;
- *Notches* nas tensões de fase e de linha, gerando uma alta THD;
- Redução do fator de potência;

- Grupos consumidores em CA, conectados ao ponto de conexão comum (PCC) entre a fonte CA e o retificador, podem ser prejudicados pelas distorções nas tensões de linha.

2.2. Fontes CA de Alta Impedância de Saída

A dificuldade de acesso à energia elétrica tornou necessária a instalação de microrredes isoladas da rede de distribuição da concessionária (RIBEIRO, et al. 2010). Tais redes basicamente podem apresentar a topologia mostrada na Figura 2.3 a seguir, em que turbinas eólicas (*T*), painéis fotovoltaicos (*PV*), bancos de baterias (*B*) e um grupo gerador à Diesel (*G*) injetam potência em um barramento CC centralizado (*Link CC*), que possui um conversor CC-CA para suprir os grupos consumidores convencionais (*Rede CA*).

Nesses sistemas os bancos de baterias servem como fonte de alimentação caso a potência gerada pelos painéis fotovoltaicos e as turbinas eólicas não seja suficiente para a alimentação do grupo consumidor. Para aumentar sua durabilidade, as baterias devem manter o estado de carga o mais próximo de 100% (LINDEN and REDDY 2002). Porém em certas épocas do ano a geração por meio das fontes renováveis não é o suficiente para a recarga das baterias, tornando necessário o uso de um grupo gerador à Diesel, que recarrega o banco de baterias e supre a demanda da rede por meio do retificador conectado a ele.

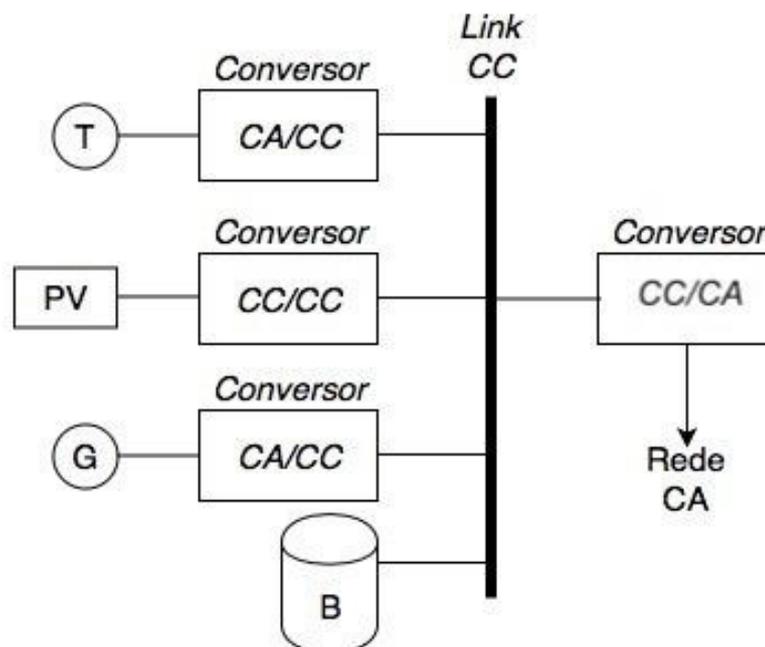


Figura 2.3 - Exemplo de microrrede isolada com barramento CC centralizado.

Fonte: AUTOR

Os grupos geradores possuem uma alta reatância X_s de saída, o que significa que o valor de L_s é alto se comparado com as redes de distribuição das concessionárias. Os valores típicos dessa reatância são acima de 2 pu. (OLIVEIRA, et al. 2017), a qual torna a operação de retificadores controlados pela rede um desafio, uma vez que altos valores de L_s geram uma alta THD, conforme descrito na seção 2.1.3. Como efeito da operação dos retificadores controlados pela rede supridos por tal fonte de alimentação está a atuação indevida dos dispositivos de proteção do retificador, que em alguns casos podem inibir os pulsos de gatilho dos tiristores nos casos em que a THD da tensão ultrapasse 20 % (OLIVEIRA, et al. 2017).

Para contornar esta situação, é necessária a utilização de grupos geradores com potência muito superior à potência do retificador, pois assim o valor de L_s é reduzido, ou utilizar circuitos de filtragem propostos por (OLIVEIRA, et al. 2017).

2.3. Componentes Harmônicas e *Notches* de Tensão – Efeitos e Soluções

2.3.1. *Filtros de Harmônicas*

As componentes harmônicas são geradas por cargas não-lineares, as quais são cada vez mais comuns. São exemplos de cargas não-lineares os circuitos eletrônicos de potência, que consomem correntes de 60 Hz não senoidais, como os retificadores controlados pela rede descritos na seção 2.1.

Os harmônicos distorcem as formas de onda da corrente e tensão, trazendo efeitos negativos aos equipamentos conectados à fonte CA. Dentre tais efeitos, pode-se citar sobreaquecimento de capacitores e geradores, atuação desnecessária de dispositivos de proteção devido à elevação da corrente *rms* causada pelas harmônicas, medições errôneas de grandezas elétricas, problemas no gatilhamento dos tiristores, gerando descontrole do conversor e também interferências em linhas de telecomunicação (SILVA 2007). A THD pode ser calculada por:

$$THD(\%) = 100 \times \sqrt{\sum_{h \neq 1}^k \left(\frac{f_h}{f_1}\right)^2} \quad (2.8)$$

Sendo:

- f_1 a componente fundamental da grandeza medida;
- f_h a componente harmônica de ordem h da grandeza;
- k o último harmônico considerado no cálculo.

Para reduzir os efeitos descritos acima, pode-se mudar a característica construtiva do retificador, utilizando 12 pulsos no lugar dos 6 pulsos mais comuns ou utilizar os filtros de harmônicas. A segunda opção é a mais comum por ser mais econômica e mais simples de implementar. Os filtros podem ser instalados no lado CA e no lado CC dos retificadores, sendo mais usual no lado CA, pois além de filtrar as harmônicas podem fornecer a potência reativa consumida pelo retificador (SILVA 2007).

Os filtros de harmônicas são instalados com a principal finalidade de eliminar de uma grandeza a componente harmônica para a qual foi sintonizado, reduzindo, portanto, a distorção gerada por tal. Os filtros podem ser do tipo em derivação (*shunt*) ou do tipo série. O primeiro deve prover um caminho de baixa impedância para a frequência harmônica a qual foi sintonizado, enquanto o segundo deve possuir alta impedância para esta frequência.

Um filtro ressonante do tipo *shunt* pode consistir em um circuito RLC série que é sintonizado através dos parâmetros de L e C , que são calculados de forma que entrem em ressonância na frequência sintonizada, garantindo baixa impedância. A impedância Z_h do filtro é dada por (SILVA 2007):

$$Z_h = R + j \left(\omega_h L - \frac{1}{\omega_h C} \right) \quad (2.9)$$

Sendo:

- ω_h a Frequência harmônica de ordem h em *rad/s*.

Considerando que R representa a resistência série do indutor L e do capacitor C , que em geral é pequena, a frequência de ressonância (sintonia) do filtro é dada por:

$$\omega_h = \frac{1}{\sqrt{L_h C_h}} \quad (2.10)$$

2.3.2. Redução dos Notches de Tensão

Os *notches* de tensão ocorrem devido ao efeito da indutância da fonte L_s , como explicado na seção 2.1.3. Tais cortes podem reduzir o valor *RMS* e gerar alta THD na tensão da fonte. De acordo com (MOHAN, UNDELAND and ROBBINS 1995), os *notches* de tensão podem ser reduzidos através da utilização de indutores em série entre os terminais da fonte de

alimentação e o retificador. A profundidade dos *notches* é proporcional ao fator ρ , que relaciona a indutância L_S da fonte e da indutância L_I em série, conforme dado:

$$\rho = \frac{L_S}{L_S + L_I} \quad (2.11)$$

Assim, quanto maior for o valor da indutância L_I , menor será o valor do fator ρ . Desta forma, menores serão os *notches* no ponto de conexão entre a fonte de alimentação e o retificador.

2.4. Teoria de Controle

A Teoria de Controle é importante em diversos ramos da engenharia. No caso dos retificadores apresentados neste trabalho é necessária a compreensão dos controladores, principalmente os Proporcionais-Integrais (PI). Uma breve abordagem acerca desses controladores é realizada, em que toda a teoria apresentada é descrita em (OGATA 2010) e (LIMA 2015).

2.4.1. Controladores do tipo Proporcional (P) e Proporcional – Integral (PI)

Os controladores podem ser classificados em diversos tipos, porém neste trabalho serão utilizados somente os controladores do tipo Proporcional-Integral (PI) e por isso, serão abordados individualmente os controladores do tipo Proporcional (P) e do tipo Integral (I). Um diagrama de blocos típico de um sistema com controlador automático é o da Figura 2.4. Em que $R(s)$ é o sinal de referência de entrada, $E(s)$ é o sinal de erro atuante, $C(s)$ o controlador, $U(s)$ o sinal de controle, $G(s)$ a função de transferência que representa o sistema físico, $Y(s)$ a saída do sistema, $H(s)$ representa a função de transferência do elemento de realimentação, que pode consistir de um sensor e $B(s)$ o sinal de realimentação que é comparado ao sinal de referência $R(s)$.

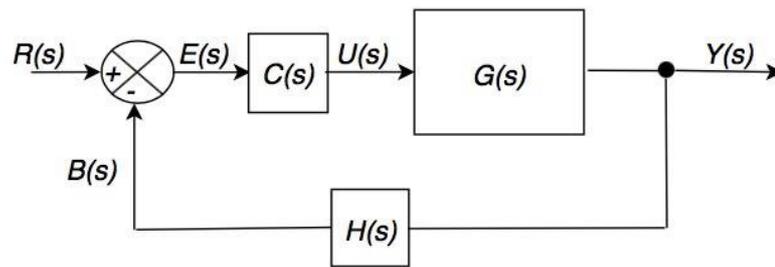


Figura 2.4 - Diagrama de blocos de um sistema de controle com controlador $C(s)$.

Fonte: AUTOR

Os controladores do tipo **Proporcional (P)** atuam como um amplificador de ganho ajustável, amplificando o sinal do erro. Assim, a função de transferência desse tipo de controlador é dada por:

$$u(t) = K_p e(t) \quad (2.12)$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \quad (2.13)$$

Sendo $U(s)$ a saída do controlador, $E(s)$ o erro na entrada do controlador e K_p o ganho proporcional.

Os controladores do tipo **Integral (I)** atuam na saída $U(s)$ a partir de uma taxa de variação proporcional ao erro $E(s)$. A sua função de transferência é dada por:

$$u(t) = K_i \int_0^t e(t) dt \quad (2.14)$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s} \quad (2.15)$$

Sendo K_i o ganho integral do controlador.

Os controladores do tipo **Proporcional-Integral (PI)** combinam a ação dos dois tipos mencionados de (2.12) a (2.15), sendo a função de transferência dada em por:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (2.16)$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p(s + \delta)}{s} \quad (2.17)$$

Em que $\delta = K_i / K_p$.

Se analisados individualmente, os tipos de controladores possuem vantagens e desvantagens na resposta do sistema controlado. Ao aumentar o ganho K_p , o controlador irá atuar forçando o sistema ao valor de referência mais rapidamente, porém não elimina o erro de regime permanente e pode gerar sobressinal. Já o aumento do ganho K_i atua no sentido de reduzir o erro de regime permanente que ainda possa existir após o uso do controle proporcional, porém o uso do controle integral pode causar oscilações no sistema.

2.4.2. Controladores Proporcional-Integral Ressonantes (PIR)

Uma variação dos controladores PI são os chamados controladores Proporcional-Integral Ressonantes (PIR). Tais controladores possuem a característica de garantir em um sistema de malha fechada um erro de regime permanente nulo, além de seguir sinais de referência sem atraso, com resposta mais rápida a transitórios e boa rejeição a perturbações. Outra vantagem do PIR é a rejeição aos componentes harmônicos da frequência fundamental. Essas características são originadas pela introdução de dois polos ressonantes na frequência fundamental ω_e , os quais geram ganho infinito aos sinais de entrada dessa mesma frequência, como mostra a função de transferência do PIR (LIMA 2015):

$$PIR(s) = 2K_p + \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_e^2} \quad (2.18)$$

Os controladores do tipo PI apenas garantem erro de regime permanente nulo para grandezas contínuas. No caso dos retificadores com controle *PWM*, realiza-se o controle de corrente no lado CA do conversor. Desta forma, o tipo de controlador é utilizado é o PIR, pois o mesmo garante erro de regime permanente nulo para grandezas de frequência igual à frequência a que o controlador é sintonizado.

2.5. Retificador Trifásico com Controle PWM

Os retificadores trifásicos com controle *PWM*, como o ilustrado na Figura 1.2, vêm se tornando cada vez mais utilizados. Tais conversores conseguem gerar tensões CC com baixo *ripple*, produzem baixa distorção harmônica, operam com fator de potência controlável e podem ser bidirecionais no fluxo de potência, a depender da aplicação (BLASKO and KAURA 1997). Pelo fato de serem bidirecionais, a análise dos retificadores com controle *PWM* é similar a análise dos inversores com controle *PWM*.

Nesse conversor, as chaves semicondutoras utilizadas são do tipo totalmente controlada, sendo possível controlar tanto a condução quanto o bloqueio. O tipo de chave adotada no conversor deste trabalho é o *IGBT* combinado a um diodo em antiparalelo. Para tornar possível a condução do *IGBT* é necessária a aplicação de um sinal de gatilho que seja mantido enquanto for desejada a condução da chave. Para realizar tal lógica de chaveamento, foi desenvolvida a Modulação por Largura de Pulso (*PWM*).

Os retificadores com controle por *PWM* podem ser do tipo *buck* ou do tipo *boost*. Os retificadores do tipo *buck* possuem a característica de produzir uma tensão CC necessariamente menor que a tensão CA de entrada. Já os retificadores do tipo *boost* produzem tensões CC maiores que a tensão CA de entrada. O tipo de retificador com controle *PWM* utilizado neste trabalho será do tipo *boost*, também chamados de fontes de tensão, os quais requerem que a mínima tensão no lado CC seja maior que o pico da tensão de linha no lado CA (BAUER 2008). Isso ocorre pois caso a tensão CA seja superior à tensão CC, os diodos do conjunto irão conduzir, gerando uma tensão não-controlada no lado CC. Segundo (DIXON and OOI 1988), as características que diferenciam os retificadores do tipo *boost* dos retificadores do tipo *buck* são:

- A direção do fluxo das correntes pelos IGBTs e os diodos em antiparalelo;
- A posição da indutância L_F no lado CA do circuito;
- A posição do capacitor C_0 no lado CC do circuito.

As chaves semicondutoras nos retificadores com controle por *PWM* operam a elevadas frequências. Desta forma, a característica da THD desses tipos de retificadores é uma elevada taxa, porém a elevadas frequências, o que torna o processo de filtragem muito mais simples (BORGONOVO 2001), pois como mostrado na seção 2.3.1, quanto mais altas as frequências a serem filtradas, menores são os filtros.

2.5.1. Modulação *PWM*

A modulação *PWM* é a técnica de comando de chaves semicondutoras em conversores eletrônicos de potência mais utilizada. Essa técnica consiste em criar um trem de pulsos de diferentes períodos para o chaveamento dos conversores. O trem de pulsos é gerado a partir da comparação entre uma onda senoidal v_c , chamada de Onda Modulante ou de Controle, de frequência igual à frequência da rede CA, e uma onda do tipo triangular ou do tipo dente de

serra v_t , chamada de Onda Portadora, de alta frequência, na qual se deseja chavear os dispositivos semicondutores (HOLMES and LIPO 2003).

A seguir são descritas brevemente as características do *PWM* para efeitos didáticos. Tais características são discutidas de forma mais aprofundada em (HART 2011).

- a) **Índice de Modulação em Frequência** - m_f : A característica da modulação *PWM* é a geração de um sinal composto por uma componente fundamental da frequência da onda senoidal de controle e componentes harmônicas em frequências ao redor da frequência de chaveamento e seus múltiplos. O índice m_f é a razão entre a frequência da onda portadora f_s e a onda de controle f_1 , $m_f = f_s/f_1$. Quanto maior for esse índice, em mais altas frequências estarão as componentes harmônicas, porém as perdas no chaveamento aumentam;
- b) **Índice de Modulação em Amplitude** - m_a : é a razão entre a amplitude da onda de controle v_{cmax} e a amplitude da onda portadora v_{tmax} , $m_a = v_{cmax}/v_{tmax}$. Se $m_a \leq 1$, a tensão de saída varia de forma proporcionalmente linear com m_a . Caso contrário, na operação chamada de sobremodulação, ela ainda varia de forma proporcional, porém de forma não-linear. Além disso, ocorre aumento das distorções harmônicas;
- c) **Sinal de Referência** – A geração da onda de controle é feita no sistema de controle do retificador *PWM*, o qual irá determinar sua amplitude.

A modulação *PWM* Senoidal é a mais comum, porém tem a desvantagem de possuir uma faixa de controle de tensão nos retificadores trifásicos para operação sem sobremodulação como apresentado em (HOLMES and LIPO 2003):

$$V_{Lm\acute{a}x} = 0,866V_{cc} \quad (2.19)$$

Por esse motivo, a modulação *PWM* utilizada neste trabalho será do tipo Modulação Vetorial-Espacial (*Space Vector Modulation – SVM*) (HOLMES and LIPO 2003), a qual possui uma melhor faixa de controle das tensões para operação sem sobremodulação, ou seja:

$$V_{Lm\acute{a}x} \leq V_{cc} \quad (2.20)$$

Esse tipo de modulação se destaca pela redução no número de comutações e, portanto, redução da distorção harmônica.

2.5.2. Transformação $abc \rightarrow \alpha\beta$

Para o controle do retificador utilizando o modelo *SVM* é necessário representar o sistema trifásico por meio de um sistema bifásico. Para fazer essa representação, é utilizada a Transformada de Clarke, que converte os vetores estacionários abc do sistema trifásico em vetores estacionários $\alpha\beta$ (DE MATOS 2014). As equações para a transformada de Clarke para um sistema trifásico a três condutores são:

$$abc \rightarrow \alpha\beta \equiv \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$\alpha\beta \rightarrow abc \equiv \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Sendo:

- f_a, f_b e f_c as tensões ou correntes no sistema abc ;
- f_α e f_β as tensões ou correntes no sistema $\alpha\beta$

Na Figura 2.5 são mostrados os dois tipos de sistemas.

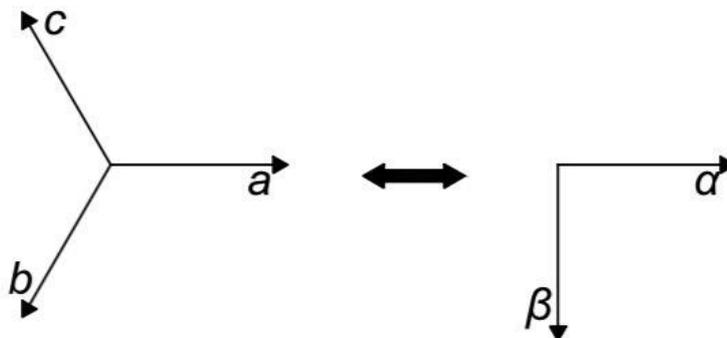


Figura 2.5 - Transformação entre os sistemas estacionários abc e $\alpha\beta$.

Fonte: AUTOR

Para um circuito a três condutores, são obtidas as tensões V_α e V_β em:

$$V_\alpha = V_a = V \cos(\omega t) \quad (2.23)$$

$$V_\beta = -\frac{1}{\sqrt{3}}V_{bc} = -V \sin(\omega t) \quad (2.24)$$

3. PROJETO DOS RETIFICADORES

Neste capítulo é detalhado o projeto da simulação dos retificadores alimentados por redes CA de alta reatância de saída para carga do tipo banco de baterias. O modelo de retificador com controle pela rede é proposto em (OLIVEIRA, et al. 2017). Já o modelo de retificador com controle *PWM* é utilizado em (DE MATOS 2014).

3.1. Sistema Retificador Trifásico Controlado pela Rede

O modelo de retificador trifásico controlado pela rede proposto opera em uma microrrede isolada, conforme tratado na seção 2.2. Para simulação completa da operação do retificador conforme sugerido em (OLIVEIRA, et al. 2017) e ilustrado da Figura 3.1, foi necessário modelar e/ou utilizar os seguintes blocos do *software Simulink*:

- Modelo de fonte de tensão CA controlada (disponível no *Simulink*) com alta reatância de saída - **GENSET**;
- Modelo de retificador trifásico constituído por tiristores;
- Modelo de bateria tipo Chumbo-Ácido (disponível no *Simulink*);
- Modelo de transformador trifásico (disponível no *Simulink*);
- Modelo de Filtro Passivo de Harmônicas - **FH**;
- Modelo de Circuito Redutor de *Notches* - **NRC**;
- Modelo de Circuito Compensador de Reativo Capacitivo - **RCCC**;
- Modelo de Controlador PI para circuito de gatilhamento do retificador;

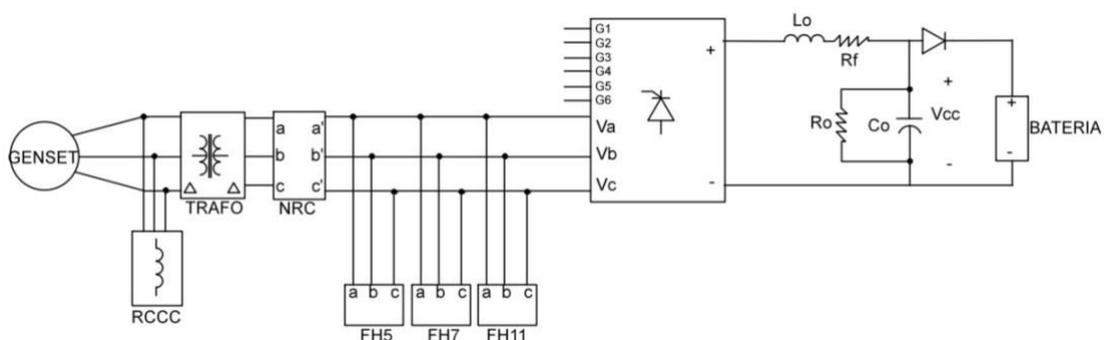


Figura 3.1 - Topologia de circuito retificador controlado pela rede adotada no trabalho.

Fonte: AUTOR

A topologia ilustrada trata de um sistema real instalado em uma rede isolada de energia elétrica. Os circuitos de filtros de harmônicos, redutor de *notches* e compensador de reativo capacitivo foram propostos em (OLIVEIRA, et al. 2017) para operação de um retificador controlado pela rede a partir de um grupo gerador de potência similar ao retificador.

3.1.1. *Modelo de Fonte de Tensão CA Controlada com Alta Reatância de Saída*

O modelo de fonte de tensão utilizado neste trabalho está disponível no *Simulink* através do comando “*power_machines*”. No circuito é detalhada a operação de um Grupo Gerador, incluindo fatores mecânicos, os quais não são tratados neste trabalho. Portanto, para uso neste trabalho simplificou-se o circuito para ser obtida uma tensão CA de valor constante na saída, mesmo após acoplamento de carga, considerando fatores mecânicos ideais, como velocidade constante.

O modelo consiste em um bloco de uma máquina síncrona trifásica do tipo polos salientes, 50 kVA, 380 V, 60 Hz e possui os parâmetros internos obtidos a partir de informações do fabricante (Cummins Power Generation 2018). Dentre os parâmetros, destaca-se a reatância de saída X_s de 2,33 p.u.

3.1.2. *Modelo de Retificador Trifásico Constituído por Tiristores*

O modelo de retificador simulado foi o trifásico de 6 pulsos por tiristores ilustrado na Figura 3.2, tendo como sinais de entrada as tensões V_a , V_b e V_c e os pulsos de gatilho $G1$ a $G6$, dos tiristores $T1$ a $T6$, respectivamente. Os sinais de saída são os terminais positivo e negativo da tensão CC controlada.

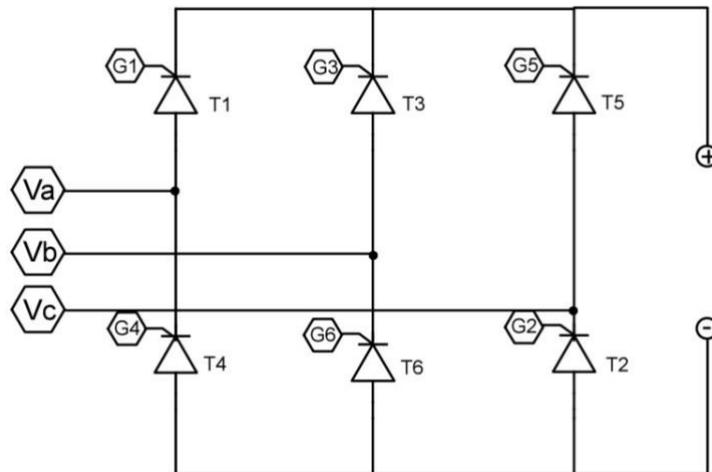


Figura 3.2 - Circuito Retificador de Seis Pulsos por Tiristores.

Fonte: AUTOR

Os parâmetros internos dos tiristores mantiveram os mesmos valores padrões predefinidos pelo *Simulink*:

- a) Resistência de Condução (Ω): 0.001;
- b) Indutância de Condução (H): 0;
- c) Queda de tensão na condução (V): 0.8;
- d) Corrente Inicial (A): 0;
- e) Resistência *Snubber* (Ω): 500;
- f) Capacitância *Snubber* (F): 250×10^{-9}

3.1.3. Modelo de Bateria do Tipo Chumbo-Ácido

O modelo de bateria adotado neste trabalho é o existente na biblioteca do *Simulink*, podendo ser encontrado em “*Simscape > Power Systems > Specialized Technology > Electric Drives > Extra Sources*”.

Os parâmetros adotados no bloco são de acordo com dados do sistema instalado até a data de apresentação deste trabalho, sendo:

- a) Tipo: Chumbo-Ácido;
- b) Tensão Nominal (V): 240;
- c) Capacidade Nominal (Ah): 1200;
- d) Capacidade Máxima (Ah): 1250;
- e) Tensão de Corte (V): 210;

- f) Tensão de Carga Completa (V): 286;
- g) Corrente Nominal de Descarga (A): 240;
- h) Resistência Interna (Ω): 0.002;
- i) Capacidade na tensão nominal (Ah): 900.

Os parâmetros não mencionados foram considerados os padrões.

3.1.4. Modelo de Transformador Trifásico

O transformador utilizado no sistema serve para alimentar o retificador com uma tensão de entrada mais próxima da tensão nominal da bateria e também tem a função paralela de filtrar as harmônicas da corrente. Deste modo, o transformador trifásico modelado é o bloco disponível na biblioteca do *Simulink* e tem relação 380/274 V, potência nominal 42 kVA, 60 Hz. As conexões dos enrolamentos são D1-D1 e os parâmetros não mencionados foram mantidos os padrões predefinidos:

- a) Parâmetros do Enrolamento 1 – $R1$ e $L1$ (pu): [0.002, 0.08];
- b) Parâmetros do Enrolamento 2 – $R2$ e $L2$ (pu): [0.002, 0.08];
- c) Resistência de Magnetização Rm (pu): 500;
- d) Indutância de Magnetização Lm (pu): 500;

3.1.5. Modelo de Filtros Passivos de Harmônica

Os filtros passivos de harmônicas adotados neste trabalho são instalados no secundário do transformador e conectados em derivação, conforme ilustrado na Figura 3.1. Por serem sintonizados em frequências mais próximas da fundamental, são modelados filtros de 5^a, 7^a e 11^a ordem individualmente. Além disso, os filtros são do tipo LC série, com os capacitores conectados em “Delta”, como ilustrado na Figura 3.3, para possibilitar a redução da capacitância dos mesmos em 1/3. Para cálculo do valor de L ou C, foi fixado um dos parâmetros, sendo utilizado (2.10), de acordo com a frequência ω_h da harmônica.

No projeto foram considerados valores iguais de capacitância para todos os filtros de harmônicos, $C_5 = C_7 = C_{11} = 30 \mu\text{F}$, sendo calculados os valores de L_5 , L_7 e L_{11} . Assim, a partir de (2.10) foi obtido:

$$L_h = \frac{1}{4\pi^2 f_1^2 h^2 (3 \times C_h)} \quad (3.1)$$

Sendo:

- f_1 a frequência fundamental.

Na Tabela 3.1 são apresentados os parâmetros dos filtros passivos de harmônicas:

Tabela 3.1 - Parâmetros dos Filtros Passivos de Harmônicas.

Filtro Passivo de 5ª Ordem		Filtro Passivo de 7ª Ordem		Filtro Passivo de 11ª Ordem	
L_5	3,1271 mH	L_7	1,5955 mH	L_{11}	0,6461 mH
C_5	30 μ F	C_7	30 μ F	C_{11}	30 μ F

Fonte: AUTOR

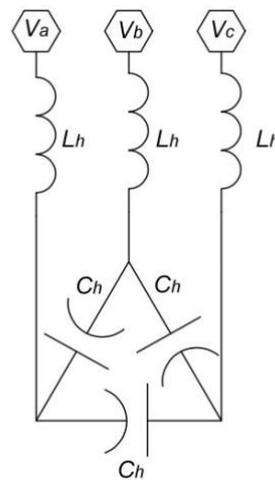


Figura 3.3 - Modelo de Filtro Passivo de Harmônicas.

Fonte: AUTOR

3.1.6. Modelo do Circuito Redutor de Notches

O modelo do circuito redutor de *notches* (NRC) proposto na seção 2.3.2 é calculado a partir de (2.11), em que é inserido uma indutância L_I entre a fonte de alimentação e o retificador, dimensionando tal indutância para um fator ρ menor possível. Porém, quando é considerada a alta reatância da rede, que nos grupos geradores pode chegar a mais de 2 pu., sendo impraticável a redução do fator ρ somente com o incremento de uma indutância série.

Com isso, o proposto por (OLIVEIRA, et al. 2017) é a adição de capacitores C_I entre as fases da fonte de alimentação, os quais atuam anulando o efeito das reatâncias do gerador. O capacitor C_I é conectado em série a um resistor R_I , que atua na limitação da corrente *inrush* (pico de corrente originado na energização de um banco de capacitores). Além disso, ainda é

necessária a instalação dos indutores L_1 , como ilustra a **Error! Reference source not found.**, pois contribuem para uma maior redução dos *notches* e também protegem os tiristores do conversor contra variações bruscas de corrente. Os valores de C_1 , L_1 e R_1 são obtidos através de simulações, e os valores utilizados neste trabalho são apresentados na Tabela 3.2.

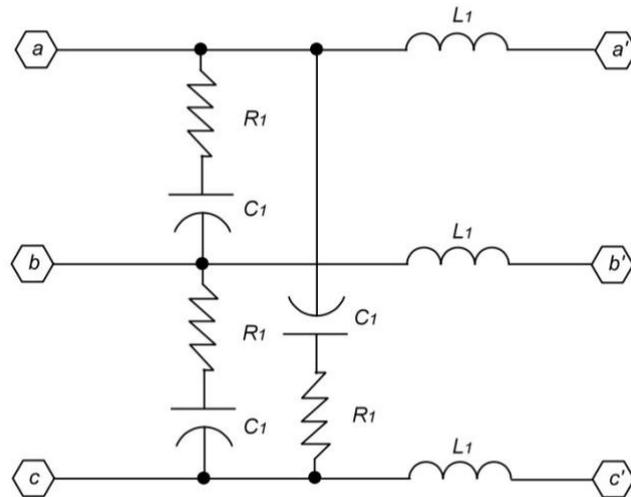


Figura 3.4 – Modelo do circuito Redutor de *Notches*.

Fonte: AUTOR

Tabela 3.2 - Parâmetros do Circuito Redutor de *Notches*.

Circuito Redutor de <i>Notches</i>		
C_1	L_1	R_1
420 μF	0,65 mH	0,28 Ω

Fonte: AUTOR

3.1.7. Modelo de Circuito Compensador de Reativo Capacitivo

O circuito redutor de *notches* e os filtros de harmônicas introduzem mais uma problemática à topologia de retificadores controlados pela rede e alimentados por redes CA de alta reatância de saída. Nos filtros de harmônicas, a reatância capacitiva é muito mais significativa do que a reatância indutiva na frequência fundamental de alimentação, assim como no circuito redutor de *notches* os capacitores também representam cargas capacitivas ao circuito alimentador, sendo calculado a partir de:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f_1 C} \quad (3.2)$$

$$X_L = 2\pi f_1 L \quad (3.3)$$

Sendo:

- X_C a reatância capacitiva na frequência fundamental;
- X_L a reatância indutiva na frequência fundamental.

Na Tabela 3.3 são mostradas as reatâncias calculadas na frequência fundamental para cada circuito proposto, evidenciando a predominância de reatância capacitiva no sistema.

Tabela 3.3 - Reatâncias dos componentes do circuito na frequência fundamental.

Reatâncias Calculadas (Ω) - $f_l = 60$ Hz							
Filtro 5ª Ordem		Filtro 7ª Ordem		Filtro 11ª Ordem		NRC	
X_{L5}	1,17	X_{L7}	0,60	X_{L11}	0,24	X_{C1}	6,31
X_{C5}	88,41	X_{C7}	88,41	X_{C11}	88,41		

Fonte: AUTOR

As cargas capacitivas levam o sistema a operar com fator de potência capacitivo nos casos em que o retificador trabalha com pouca carga no lado CC. No contexto deste trabalho, em que o retificador é alimentado por um grupo gerador, o fator de potência capacitivo pode levar o sistema a uma parada, pois os fabricantes recomendam que os grupos geradores não operem com fator de potência capacitivo. Com isso, é necessária a instalação de um banco de indutores no ponto de conexão comum (PCC), entre o grupo gerador e o transformador, de tal forma que o mesmo supra a demanda de reativo capacitivo. O valor de indutância utilizado no banco de indutores foi definido por meio de simulação e é apresentado na Tabela 3.4.

Tabela 3.4 - Parâmetro do Circuito Compensador de Reativo Capacitivo.

Circuito Compensador de Reativo Capacitivo	
L_c	0,28 mH

Fonte: AUTOR

3.1.8. Modelo de Controlador PI para Circuito de Gatilhamento do Retificador

a) Controlador PI-Corrente

O projeto do controlador para o retificador modelado neste trabalho foi concebido com o objetivo de controlar a tensão no capacitor C_0 conectado ao lado CC do conversor, como foi ilustrado na Figura 3.1.

Para o controle da tensão em C_0 , é necessário controlar a corrente que flui por L_0 , também no lado CC do conversor. A corrente I_L pode ser encontrada modelando o circuito simplificado que ela compõe, um circuito RL série (Figura 3.5) onde R é a resistência série do indutor L .

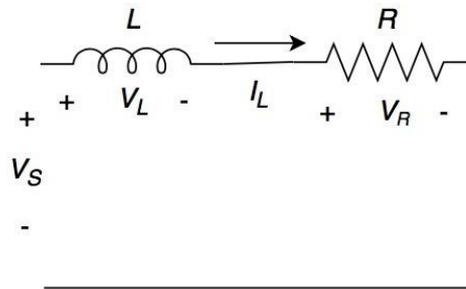


Figura 3.5 - Circuito RL série.

Fonte: AUTOR

Para encontrar a função de transferência que relaciona a entrada V_S com a saída I_L , é realizado:

$$V_S(t) = V_L(t) + V_R(t) = L \frac{dI_L(t)}{dt} + RI_L(t) \quad (3.4)$$

Foi aplicada a Transformada de Laplace em (3.4), resultando em:

$$V_S(s) = LI_L(s)s + RI_L(s) = I_L(s)(Ls + R) \quad (3.5)$$

Desta forma, a função de transferência do circuito RL (Figura 3.5) é dada por qualquer uma das formas mostradas em:

$$\frac{I_L(s)}{V_S(s)} = \frac{1}{Ls + R} = \frac{1/L}{s + R/L} = \frac{1/L}{s + 1/\tau} \quad (3.6)$$

Onde $\tau = L/R$ é a constante de tempo de um circuito RL.

A partir da função de transferência em (3.6), é possível projetar um controlador Proporcional-Integral (PI) que atua controlando a tensão V_S necessária para obter uma corrente I_L desejada no circuito. O diagrama de blocos do sistema controlador PI, que neste trabalho é chamado de PI-Corrente, é ilustrado na Figura 3.6.

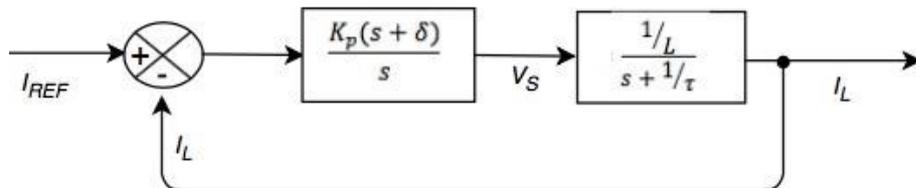


Figura 3.6 - Diagrama de blocos do sistema controlador PI-Corrente.

Fonte: AUTOR

Uma das formas de sintonizar o controlador PI-Corrente é com o cancelamento de polos e zeros, considerando $\delta_i = K_{ii}/K_{pi} = 1/\tau$. Assim, a função de transferência do sistema torna-se um sistema de primeira ordem:

$$\frac{I_L(s)}{I_{REF}(s)} = \frac{\frac{K_{pi}/L}{s}}{1 + \frac{K_{pi}/L}{s}}$$

$$\frac{I_L(s)}{I_{REF}(s)} = \frac{K_{pi}/L}{s + K_{pi}/L} \quad (3.7)$$

Do sistema de primeira ordem, K_{pi}/L é a largura de faixa (em rad/s), a qual representa o quão rápido o sistema irá responder a um degrau na entrada. Desta forma, é sintonizado K_{pi} atribuindo o seguinte:

$$K_{pi} = 2\pi fL \quad (3.8)$$

Em que f é a frequência escolhida para largura de faixa. Desta forma, a resposta ao degrau unitário do sistema para diversas larguras de faixa é ilustrada na Figura 3.7.

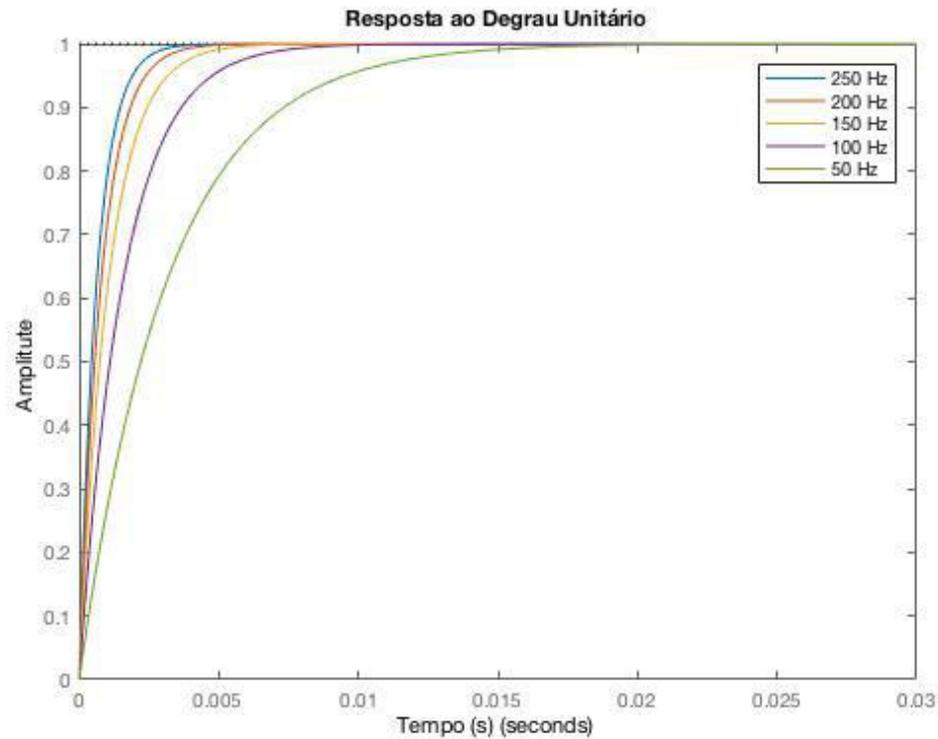


Figura 3.7 - Resposta ao degrau do sistema PI-Corrente do retificador com controle pela rede para várias larguras de faixa.

Fonte: AUTOR

Da Figura 3.7 foi escolhido o sistema com a resposta mais rápida, com a frequência $f = 250$ Hz. Desta forma, é possível calcular os valores de K_{pi} e K_{ii} sabendo os valores de L_o e R , que neste trabalho foi atribuído $L_o = 2$ mH e um valor de resistência série $R = 20$ m Ω . Com isso, K_{pi} e K_{ii} são:

$$K_{pi} = 2\pi fL = 3,14$$

$$K_{ii} = \frac{K_{pi}}{\tau} = \frac{K_{pi}R}{L} = 31,41$$

b) Controlador PI-Tensão

Conhecido o controlador PI-Corrente, em que a entrada é uma corrente de referência, e a saída é uma tensão controlada, de forma a obter uma corrente de referência ao sistema, sendo projetado o controlador PI-Tensão. No controlador PI-Tensão a entrada é a tensão de referência, e a saída é uma corrente controlada a fim de obter a tensão de referência no capacitor C_o (Figura 3.1).

Para o projeto do controlador PI-Tensão é necessário obter a função de transferência da tensão no capacitor C_o em relação à corrente, que nesse caso é a mesma corrente que flui por

Lo caso não haja carga acoplada no retificador e devido ao fato de que a resistência R_0 (utilizada apenas para representar o sistema conforme a realidade) possui alto valor ($5\text{ k}\Omega$). A função de transferência é calculada como:

$$I_L(t) = C_0 \frac{dV_c(t)}{dt} \quad (3.9)$$

Aplicando a Transformada de Laplace, é obtida a função de transferência:

$$I_L(s) = C_0 V_c(s) s$$

$$\frac{V_c(s)}{I_L(s)} = \frac{1}{Cs} \quad (3.10)$$

A partir da função de transferência foi montado o diagrama de blocos ilustrado na Figura 3.8, em que os controladores PI-Tensão e PI- Corrente são conectados em série.

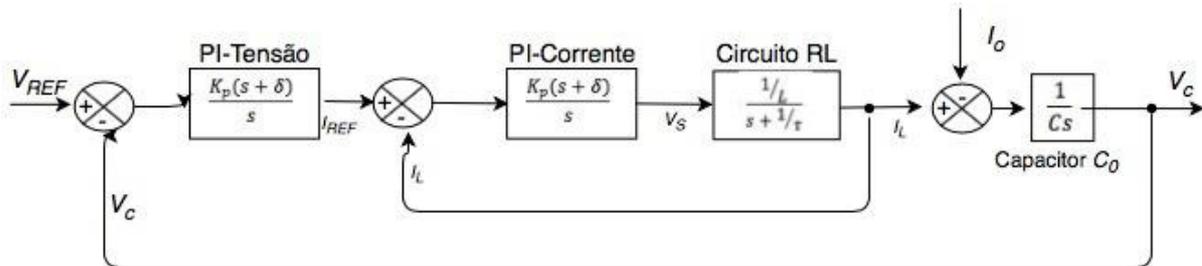


Figura 3.8 - Diagrama de blocos dos controladores PI-Tensão e PI-Corrente em série.

Fonte: AUTOR

Para sintonia do controlador PI-Tensão, foi assumido que o controlador PI-Corrente é instantâneo e não possui erros. Assim, foi conectado o bloco do controlador PI-Tensão diretamente ao bloco do capacitor C_0 no *software Simulink* e foi realizada a função “*pidTuner*”, conhecendo a capacitância de C_0 , $23,1\text{ mF}$. A resposta ao degrau do sistema é ilustrado na Figura 3.9 abaixo. Os valores de K_{pv} e K_{iv} gerados pela função “*pidTuner*” foram:

$$K_{pv} = 3,16$$

$$K_{iv} = 216,89$$

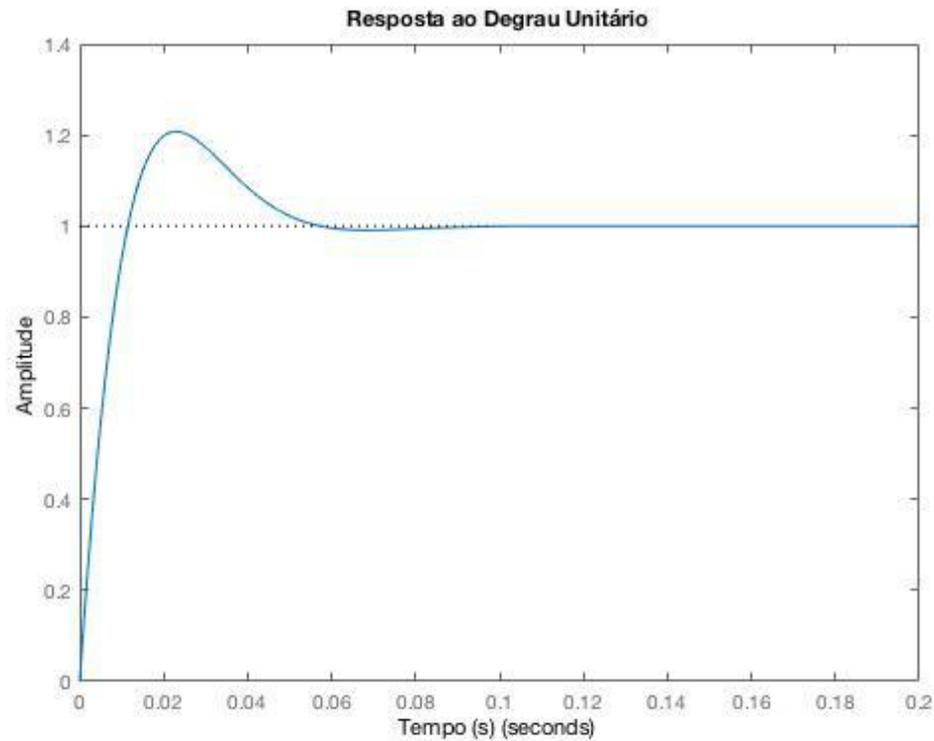


Figura 3.9 - Resposta ao degrau unitário do sistema PI-Tensão.

Fonte: AUTOR

Após conhecidos os controladores PI-Corrente e PI-Tensão, é possível verificar a eficiência do sistema de controle em um circuito (Figura 3.10). Em que I_o é a corrente da carga acoplada ao retificador, que atua como um distúrbio no sistema.

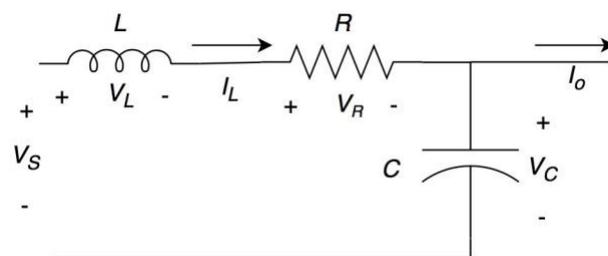


Figura 3.10 - Representação do Circuito do Lado CC do retificador.

Fonte: AUTOR

Para observar o comportamento do sistema, é desejada uma tensão $V_C = 250$ V quando a corrente na carga for $I_o = 100$ A, mantendo os valores de $L_o = 2$ mH, $R = 20$ m Ω e $C_o = 23,1$ mF. Na Figura 3.11 é ilustrada a resposta do sistema ao ser acrescentada uma carga consumindo 100 A no instante $t = 0,15$ s, podendo ser observado que a tensão V_C foi controlada de forma

satisfatória. Na Figura 3.12 é ilustrada a resposta do controlador PI-Tensão, também controlando a corrente I_L no sistema de forma adequada. Já na Figura 3.13 é ilustrada a resposta do controlador PI-Corrente no controle da tensão V_S no circuito RLC para satisfazer os critérios do projeto.

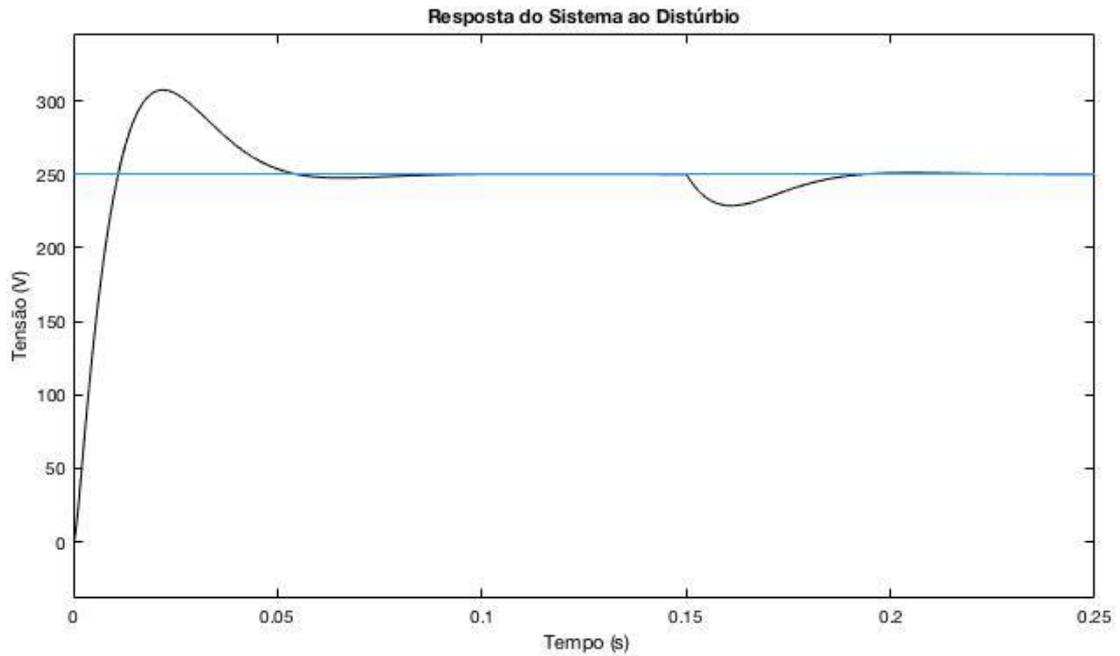


Figura 3.11 - Resposta do sistema ao distúrbio.

Fonte: AUTOR

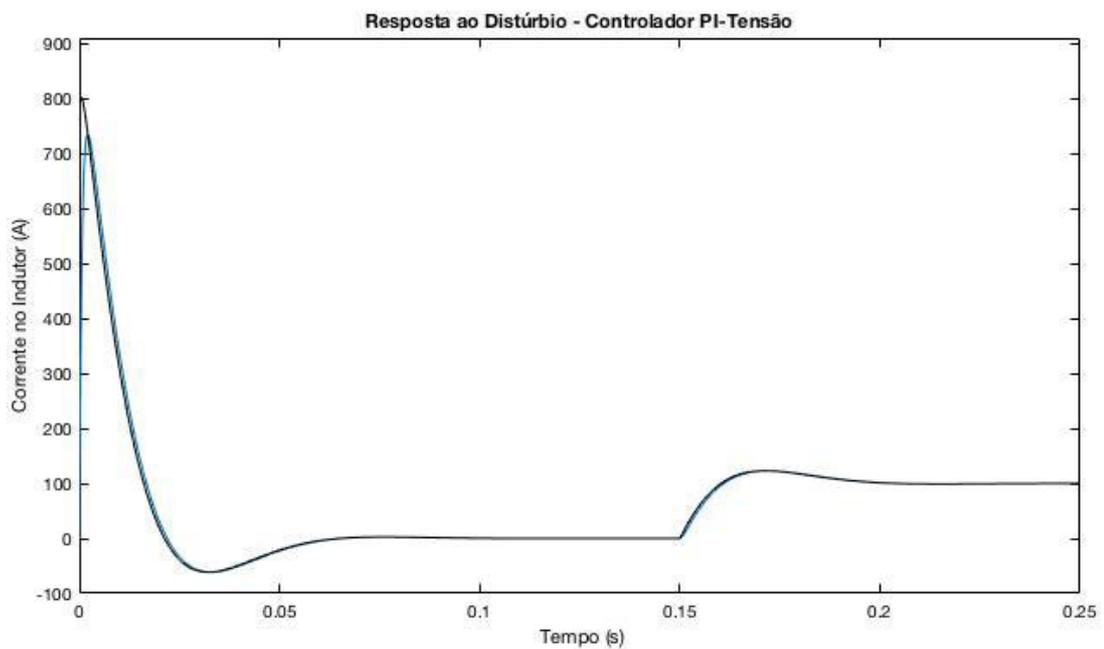


Figura 3.12 - Resposta do controlador PI-Tensão ao distúrbio.

Fonte: AUTOR

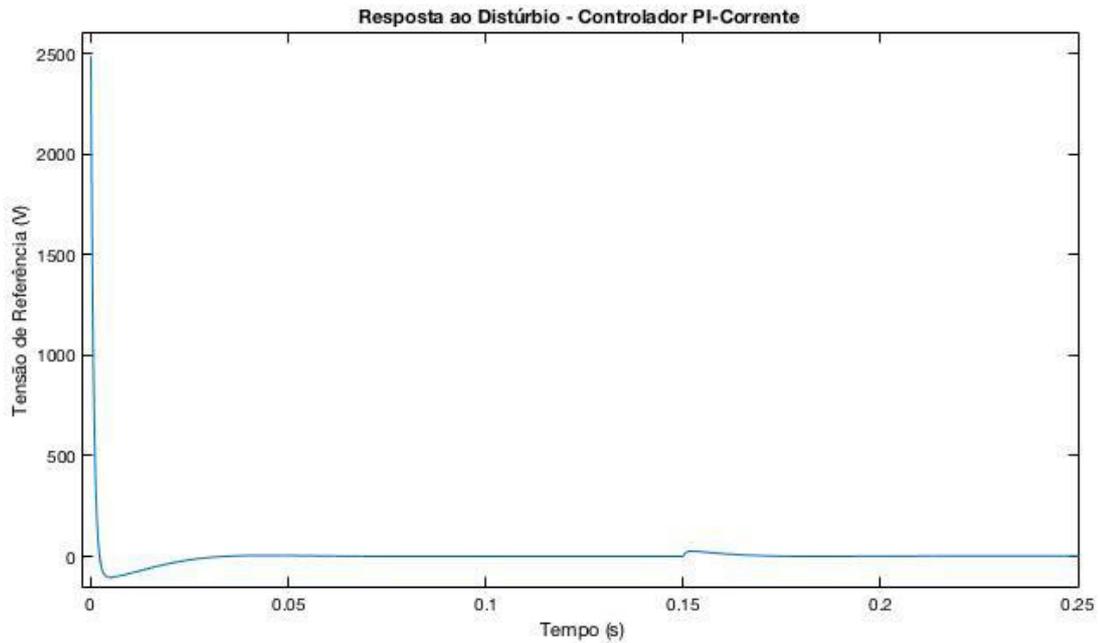


Figura 3.13 - Resposta do controlador PI-Corrente ao distúrbio.

Fonte: AUTOR

Como é possível observar nas Figuras 3.11 a 3.13 acima, para uma resposta rápida no controle da tensão do capacitor, o controlador PI-Tensão requer do sistema uma corrente de pico próxima a 800 A, com isso, o controlador PI-Corrente atua levando a tensão V_s a aproximadamente 2500 V. No sistema adotado neste trabalho não é possível atingir tais valores de corrente e tensão, sendo necessário aplicar um limite à saída dos controladores PI-Tensão e PI-Corrente que represente o limite físico do sistema. Neste trabalho o limite da corrente I_o é considerado 100 A e uma vez que V_s é a tensão de saída do retificador, dada em (2.2), o valor máximo, considerando o retificador alimentado pelo transformador a 274 V_{RMS}, é 370 V.

O algoritmo que realiza essa limitação chama-se “*anti windup*”, e a topologia é a utilizada em (DE MATOS 2014). O “*anti windup*” atua no momento em que a tensão e/ou corrente requerida pelos controladores ultrapasse o limite físico do sistema, impedindo que a componente integradora do controlador continue acumulando. Caso seja atingido o limite imposto, os valores de tensão e/ou corrente permanecem em tal limite até que a atuação do “*anti windup*” não seja mais requerida.

c) Conversor Alfa

Para realizar o controle da tensão de saída do retificador é necessário realizar a conversão do sinal de saída do controlador PI-Corrente, V_s , para um ângulo α que aplicado ao circuito de gatilhamento do retificador gera uma tensão \bar{V}_o correspondente. A conversão é

realizada por operação matemática, e apesar da não-linearidade da tensão \bar{V}_o em relação à função cosseno de (2.2), foi satisfatória para a aplicação no trabalho.

A operação matemática consiste em normalizar o sinal de saída do controlador PI-Corrente em relação ao limite de 370 V, assim o valor varia de 0 a 1, realizar a operação:

$$\alpha = (1 - V_{SNormalizado}) \times 180 \quad (3.11)$$

O limite para o ângulo α admitido é de 90° , pois nesta aplicação é desejado apenas a operação do retificador no modo de condução contínua. Por fim, o circuito controlador do retificador trifásico controlado pela rede é o da Figura 3.14. As entradas e as saídas do circuito são:

- V_{CREF} é a entrada de referência de tensão desejada no capacitor C_o ;
- V_C é a entrada de realimentação da tensão medida no capacitor C_o ;
- I_{LREF} é o sinal de referência da corrente desejada no indutor L_o ;
- I_L é a entrada de realimentação da corrente medida no indutor L_o ;
- V_{REF} é o sinal de tensão desejada nos terminais do retificador;
- $Alfa$ é o sinal do ângulo de disparo para tensão desejada nos terminais do retificador.

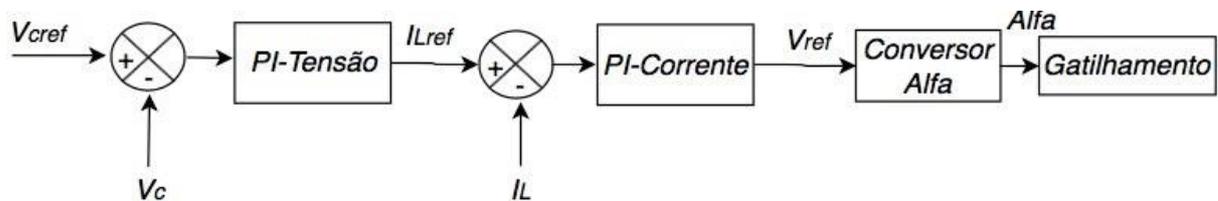


Figura 3.14 - Sistema de controle do retificador com controle pela rede.

Fonte: AUTOR

3.2. Sistema Retificador Trifásico com Controle *PWM*

O modelo de retificador trifásico com controle *PWM* analisado opera em uma microrrede isolada, de características semelhantes às características da microrrede isolada do caso anterior. Para simulação completa da operação do retificador ilustrado na Figura 3.15, foi necessário modelar e/ou utilizar os seguintes blocos:

- Modelo de fonte de tensão CA controlada com alta reatância de saída (mencionada na seção 3.1.1);
- Modelo de retificador trifásico constituído por *IGBTs* e diodos em antiparalelo;
- Modelo de bateria tipo Chumbo-Ácido (mencionada na seção 3.1.3);
- Modelo de transformador trifásico;
- Modelo de Filtro de Harmônicas;
- Bloco de Modulação *PWM – SVM*;
- Modelo de Controlador PI para controle do *PWM*.

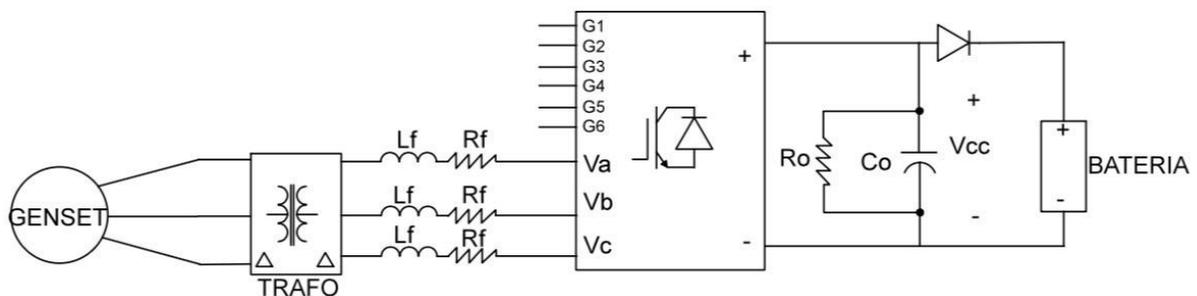


Figura 3.15 - Topologia de retificador com controle *PWM* adotada no trabalho.

Fonte: AUTOR

3.2.1. Modelo de Retificador Trifásico Constituído por *IGBTs* e Diodos

O modelo de retificador com controle por *PWM* utilizado neste trabalho é constituído de seis blocos de chaves combinadas de *IGBTs* e diodos em antiparalelo conectados em ponte trifásica, como o retificador controlado pela rede ilustrado na Figura 3.2. Os parâmetros internos das chaves foram mantidos os padrões do *software Simulink®*.

3.2.2. Modelo de Transformador Trifásico

O transformador trifásico adotado no retificador *PWM* consiste do mesmo bloco apresentado na seção 3.1.4. Porém, a relação de transformação foi alterada. Neste modelo a relação de transformação é de 380/140 V, pois por ser um retificador do tipo *boost*, é necessário garantir que a máxima tensão de linha no lado CA seja menor que a mínima tensão no lado CC. Como a bateria adotada possui tensão de corte de 210 V, essa necessidade é atendida, pois $V_{Lpico} \cong 198$ V. Os demais parâmetros foram mantidos como na seção 3.1.4.

3.2.3. Modelo de Filtro de Harmônico

Nos retificadores *PWM* em que existe o controle de corrente, é necessário o uso de filtros de harmônicos no lado CA do tipo L ou do tipo LCL. Neste trabalho é adotado o mesmo modelo L utilizado por (LIMA 2015) devido a simplicidade. O indutor L_F utilizado possui indutância de 2 mH e uma resistência série $R_F = 20\text{ m}\Omega$.

Vale ressaltar que ao mesmo tempo em que funciona como filtro, o indutor L_F garante o funcionamento do retificador no modo *boost* através do controle de corrente.

3.2.4. Bloco de Modulação PWM – SVM

O bloco de modulação *PWM – SVM* utilizado neste trabalho utiliza uma frequência de chaveamento $f_s = 10\text{ kHz}$ e tem como tempo morto (tempo que garante que duas chaves não sejam acionadas ao mesmo tempo) $t_m = 0,025\ \mu\text{s}$. Como parâmetros de entrada utiliza as referências $V_{\alpha ref}$ e $V_{\beta ref}$ do sistema controlador e o valor medido da tensão no capacitor V_{C0} . Na saída estão os pulsos para comutação dos *IGBTs*.

3.2.5. Modelo do Controlador PI para controle do PWM

O objetivo do controle deste retificador é o mesmo do caso anterior: controlar a tensão CC no capacitor C_0 . Portanto, a análise do circuito para a malha de corrente é similar ao da seção 3.1.8, porém com a utilização do controle PIR. Já a análise da malha de tensão é apresentado a seguir.

a) Controlador PI-Tensão

Para a análise da malha de tensão deste retificador são desprezadas as perdas no circuito. Desta forma, a potência ativa drenada da rede CA, P_{in} , é igual à potência ativa de saída do retificador, P_{out} . Assim, quando em operação a potência ativa drenada pela carga no lado CC atua como um distúrbio para o controle da tensão em C_0 , pois a análise do circuito é realizada em função da potência ativa no capacitor. A energia no capacitor é calculada como:

$$E_C = \frac{1}{2} C_0 V_{C_0}^2(t) \quad (3.12)$$

Sendo E_C a energia no capacitor, e a potência a derivada da energia em função do tempo. Assim, é proposta uma variável auxiliar $W_c(t) = V_{C_0}^2(t)$ que facilita a análise como segue (DE MATOS 2014):

$$E_C = \frac{1}{2}C_0W_C(t) \quad (3.13)$$

$$P_C = \frac{1}{2}C_0 \frac{dW_C(t)}{dt} = P_{in} - P_{out} \quad (3.14)$$

$$\frac{dW_C(t)}{dt} = \frac{2}{C_0}(P_{in} - P_{out}) \quad (3.15)$$

A partir de (3.15) é possível derivar o diagrama de blocos para o controlador PI-Tensão, o qual é ilustrado na Figura 3.16.

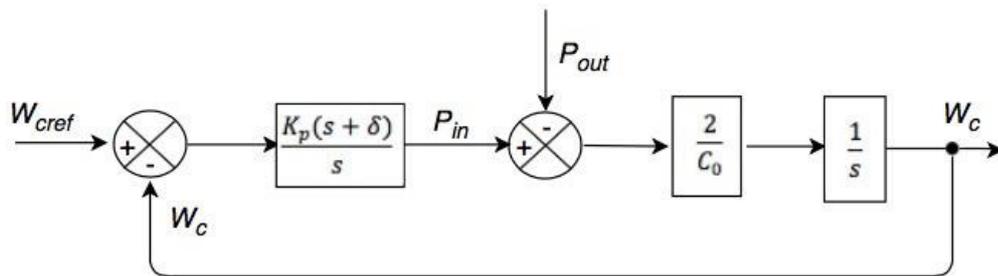


Figura 3.16 - Diagrama de blocos do sistema controlador PI-Tensão do Retificador *PWM*.

Fonte: AUTOR

O diagrama ilustra o sistema que controla o valor da tensão no capacitor C_0 a partir da potência entregue. Assim, uma carga acoplada ao sistema é um distúrbio, que deve ser controlado pelo controlador PI-Tensão.

Com o diagrama de blocos acima é obtida a função de transferência de malha fechada do sistema:

$$\frac{W_C(s)}{W_{cref}(s)} = \frac{\frac{2K_{pv}(s + \delta_v)}{C_0 s^2}}{1 + \frac{2K_{pv}(s + \delta_v)}{C_0 s^2}} \quad (3.16)$$

Considerando uma variável auxiliar $\overline{K_{pv}} = \frac{2K_{pv}}{C_0}$, simplifica-se a função de transferência (3.16) para:

$$\frac{W_C(s)}{W_{cref}(s)} = \frac{\overline{K_{pv}}(s + \delta_v)}{s^2 + \overline{K_{pv}}s + \overline{K_{pv}}\delta_v} \quad (3.17)$$

A função de transferência de um sistema de segunda ordem, em que ζ é o coeficiente de amortecimento e ω_n a largura de faixa do sistema *em rad/s* é dada por:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.18)$$

Sendo assumido:

- $\overline{K_{pv}} = 2\zeta\omega_n$;
- $\overline{K_{pv}}\delta_v = \omega_n^2$;
- $\zeta = 1/\sqrt{2}$.

Desta forma, a função de transferência do sistema (Figura 3.16) em função da largura de faixa ω_n e do coeficiente de amortecimento ζ é dada por:

$$\frac{W_c(s)}{W_{cref}(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} + \frac{2\zeta\omega_n s}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.19)$$

Assim, os valores para os ganhos K_{pv} e K_{iv} são:

$$K_{pv} = C_0 \zeta \omega_n \quad (3.20)$$

$$K_{iv} = \frac{\omega_n^2 C_0}{2} \quad (3.21)$$

A resposta ao degrau da função de transferência em (3.19) para vários valores de largura de faixa é ilustrada na Figura 3.17.

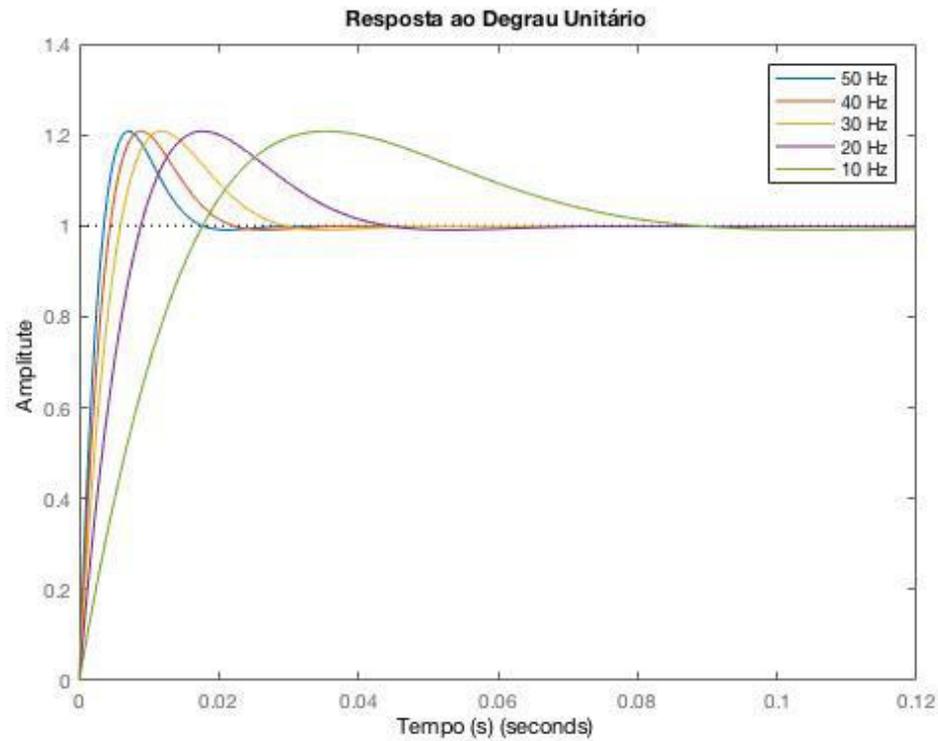


Figura 3.17 - Resposta ao degrau do sistema PI-Tensão do retificador *PWM* para várias larguras de faixa.

Fonte: AUTOR

A partir da Figura 3.17 é selecionada a largura de faixa cuja resposta é a mais rápida, $f = 50 \text{ Hz}$. Para esta frequência foi considerado satisfatório o tempo de resposta do sistema, não havendo necessidade de aumento. Assim, sabendo que $C_0 = 23,1 \text{ mF}$, foram calculados os valores de K_{pv} e K_{iv} com (3.20) e (3.21):

$$K_{pv} = 5,13$$

$$K_{iv} = 1139,93$$

b) **Bloco $P \rightarrow i$**

Para a atuação do controlador da malha de corrente, controlador PIR-Corrente, é necessário que a saída do controlador PI-Tensão forneça as correntes de referência, $i_{\alpha ref}$ e $i_{\beta ref}$, que são drenadas da rede CA para produzir a tensão desejada no capacitor, V_{C0} . Como ilustrado na Figura 3.16, a saída do controlador PI-Tensão fornece o valor de potência drenada da rede, P_{in} . Portanto é necessário implementar um bloco que converta o valor P_{in} para valores $i_{\alpha ref}$ e $i_{\beta ref}$ correspondentes.

A conversão $P \rightarrow i$ é descrita em (DE MATOS 2014) na qual é necessário realizar previamente a transformação $abc \rightarrow \alpha\beta$, conforme descrito na seção 2.5.2, das tensões da rede CA. Assim, os valores de referência $i_{\alpha ref}$ e $i_{\beta ref}$ são obtidos em:

$$i_{\alpha ref} = \frac{2}{3} \times \frac{V_{\alpha} P_{in} - V_{\beta} Q_{in}}{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} \quad (3.22)$$

$$i_{\beta ref} = \frac{2}{3} \times \frac{V_{\alpha} Q_{in} - V_{\beta} P_{in}}{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} \quad (3.23)$$

Sendo:

- Q_{in} a potência reativa drenada da rede CA.

Como é possível observar, a partir do *Bloco* $P \rightarrow i$ é possível controlar o fator de potência do retificador. Se for desejável um fator de potência unitário, considera-se Q_{in} nulo em (3.22) e (3.23). Caso contrário é calculado o valor de Q_{in} para um determinado fator de potência (FP) com:

$$Q_{in} = P_{in} \sqrt{\frac{1}{FP} - 1} \quad (3.24)$$

c) *Controlador PIR-Corrente*

O controlador utilizado para a malha de corrente do retificador com controle *PWM* é o Proporcional-Integral Ressonante. A análise matemática e a sintonia do controlador PIR-Corrente é similar à apresentada para o retificador com controle pela rede na seção 3.1.8, exceto pelo fato de que nesse caso são duas malhas de controle: uma para i_{α} e outra para i_{β} .

O método de cancelamento de pólos e zeros é aplicado na função de transferência do PIR apenas para obtenção dos valores dos ganhos K_{pi} e K_{ii} , que são calculados em função da largura de faixa e dos valores do filtro L_F da Figura 3.15. É desejado que a largura de faixa do controlador da malha interna (malha de corrente) seja pelo menos dez vezes maior que a largura de faixa da malha externa (malha de tensão) para garantir boa margem de fase do sistema, portanto é escolhida a largura de faixa de $f = 500 \text{ Hz}$.

Com os valores $L_F = 2 \text{ mH}$ e $R_F = 20 \text{ m}\Omega$, sendo R_F a resistência série do indutor L_F , é possível o cálculo de K_{pi} e K_{ii} :

$$K_{pi} = 6,28$$

$$K_{ii} = 62,83$$

Na Figura 3.18 é ilustrado o diagrama de blocos do sistema de controle do retificador com controle *PWM*:

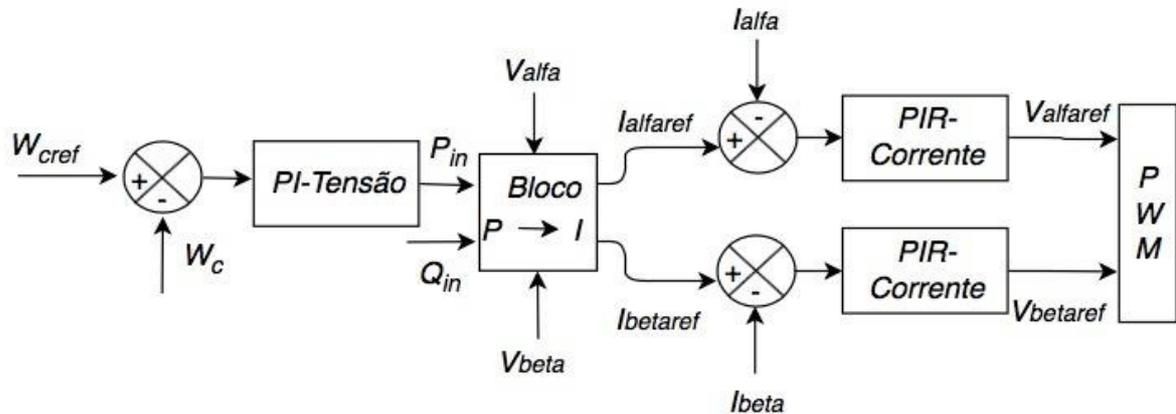


Figura 3.18 - Sistema de controle do retificador com controle por *PWM*.

Fonte: AUTOR

Nesse sistema de controle é necessário considerar o efeito apresentado na seção 3.1.8, que trata da saturação física do circuito de potência. Para contornar a situação, o mesmo algoritmo de “*anti windup*” é utilizado nos controladores PI-Tensão e PIR-Corrente.

No controlador PI-Tensão o limite físico adotado é referente à potência máxima de saída do retificador. Com isso, é definido um limite para tensão e corrente de $V_{OM\acute{a}x} = 240$ V e $I_{OM\acute{a}x} = 100$ A. Já no controlador PIR-Corrente é definido um limite mínimo de tensão do lado CC de 1 p.u. da tensão de entrada no lado CA para garantir o funcionamento do retificador no modo *boost*.

4. SIMULAÇÕES E ANÁLISE DE RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados os resultados das simulações dos modelos de retificadores projetados. As simulações apresentadas foram realizadas em situações idênticas para ambos os tipos de retificadores, considerando o estado de carga (*State of Charge – SOC*) da bateria no momento do início da simulação, a fonte de alimentação CA com alta impedância de saída, as características internas dos transformadores abaixadores (exceto pela relação de transformação, conforme descrito anteriormente), o tempo de simulação, entre outros.

O contexto das simulações para análise das grandezas em ambos os modelos é:

- Tempo de Simulação – 5 segundos;
- Tempo de acoplamento da carga no lado CC – 1,2 segundo;
- Estado de Carga da bateria (SOC) – 60%;
- Impedância da fonte CA – 2,33 pu;
- Transformador – 42 kVA;
- Tensão desejada nos terminais do capacitor $V_{Co} – 286 V_{cc}$.

As grandezas analisadas em cada modelo são:

a) ***Tensões e correntes de linha nos terminais da fonte de alimentação CA***

As tensões e correntes de linha são analisadas levando em consideração as distorções harmônicas (calculadas até a 25^a ordem) apresentadas no mesmo instante para ambos os casos. Nos retificadores com controle pela rede são analisadas essas grandezas para cada conexão de circuito de filtragem – Transformador (T), Circuito Redutor de *Notches* (NRC) e Filtro de Harmônicas (FH);

b) ***Tensões e correntes contínuas nos terminais da bateria***

Essas grandezas são analisadas qualitativamente para ambos os casos em termos de oscilações e tempo de resposta;

c) ***Fator de Potência***

O fator de potência é analisado nos terminais da fonte de alimentação CA para ambos os casos a partir do tempo de defasagem entre a tensão de fase e respectiva corrente. Para cálculo do fator de potência em função do tempo de defasagem foi utilizado:

$$FP = \cos\left(\frac{\text{Tempo de Defasagem}(s) \times 360}{16,666 \times 10^{-3}}\right) \quad (4.1)$$

No qual o tempo de defasagem é o intervalo entre o momento em que a onda da tensão cruza o valor zero e momento em que a onda da corrente cruza o valor zero.

4.1. Simulação do Retificador Trifásico Controlado pela Rede

A operação de retificadores trifásicos controlados pela rede alimentados por fonte CA de alta impedância é crítica devido aos *notches* de tensão inseridos pela alta impedância. A seguir são apresentados os resultados das simulações com o retificador.

4.1.1. Retificador Sem Elementos de Filtragem

É esperado que na simulação sem os elementos de filtragem sejam obtidos profundos *notches* de tensão e uma alta THD% de corrente superior a 30 %, com predominância de harmônicos ímpares não-múltiplos de 3. Além disso é esperado um fator de potência atrasado nos terminais da fonte CA.

Na Figura 4.1 é ilustrado o comportamento da tensão de linha V_{AB} e da corrente I_A . Na qual é possível observar que devido aos profundos *notches* de tensão, foi necessário que a fonte CA atuasse para compensar o efeito de queda de tensão, com isso gerando altos picos de tensão de aproximadamente 582 V, ou seja, uma elevação de 8,3 % da nominal (aproximadamente 537 V). Além disso, é observado que a corrente sofre elevada distorção harmônica naturalmente devido à característica do retificador com controle pela rede.

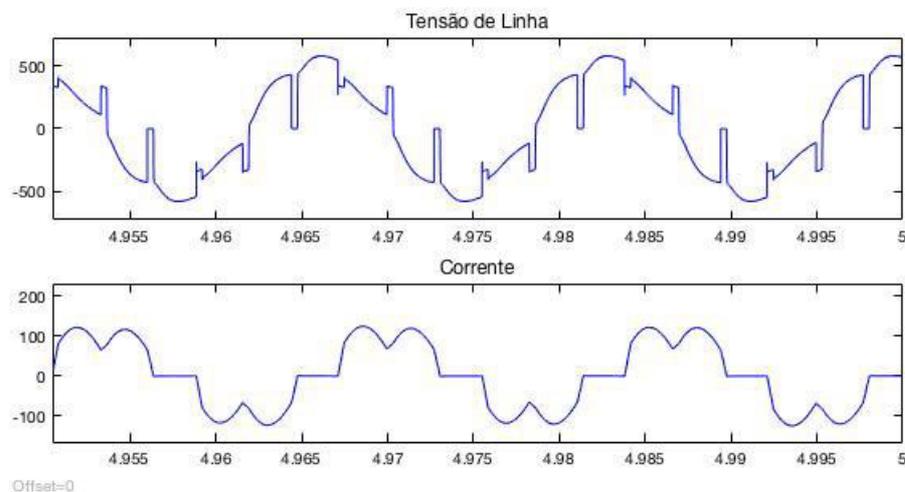


Figura 4.1 - Tensão e corrente na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede sem elementos filtrantes.

Fonte: AUTOR

Na Figura 4.2 e Figura 4.3 são ilustrados os espectros de harmônicas da tensão e corrente apresentados na Figura 4.1. Foi observado que o resultado da THD da corrente foi como esperado, 31,71 %, com forte presença de harmônicas de ordem ímpar não-múltipla de 3, assim como a distorção apresentada na tensão de linha, 34,65 %.

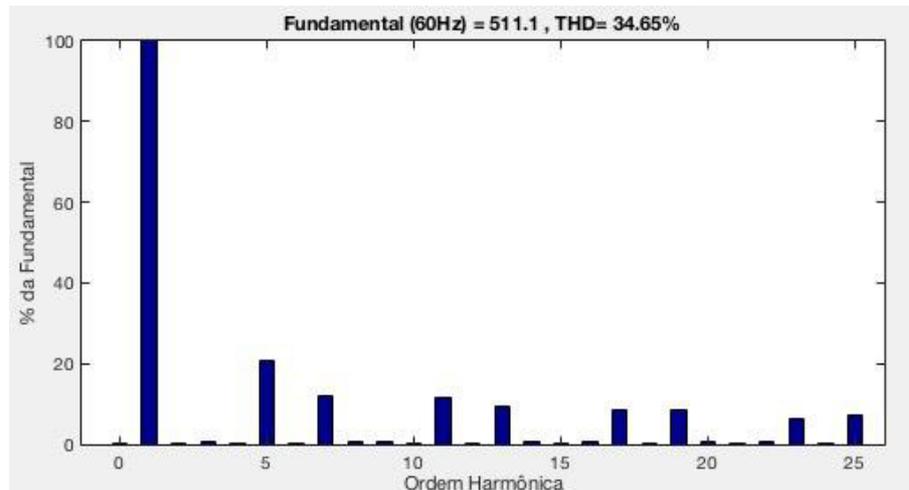


Figura 4.2 - Distorção harmônica da tensão de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede sem elementos filtrantes.

Fonte: AUTOR

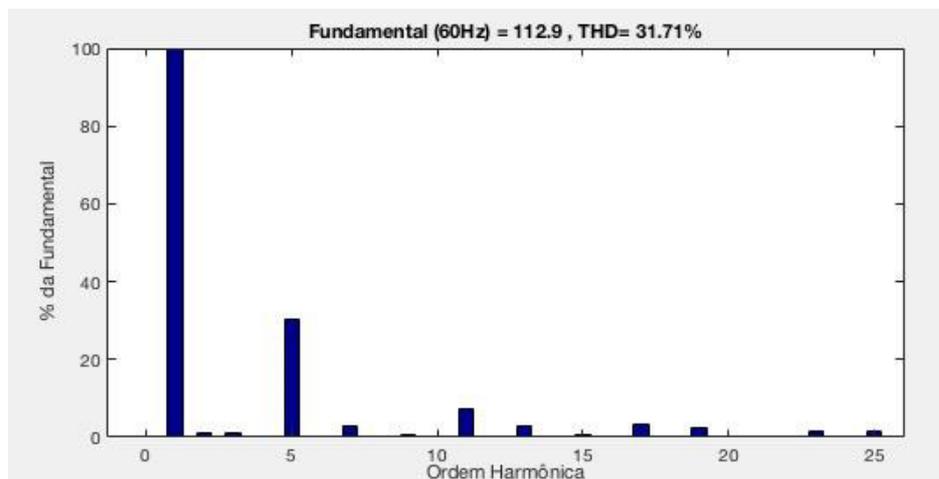


Figura 4.3 - Distorção harmônica da corrente de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede sem elementos filtrantes.

Fonte: AUTOR

A partir da Figura 4.4 é possível notar um defasamento positivo entre a tensão de fase V_A e a respectiva corrente, ou seja, a corrente está atrasada da tensão, conforme esperado.

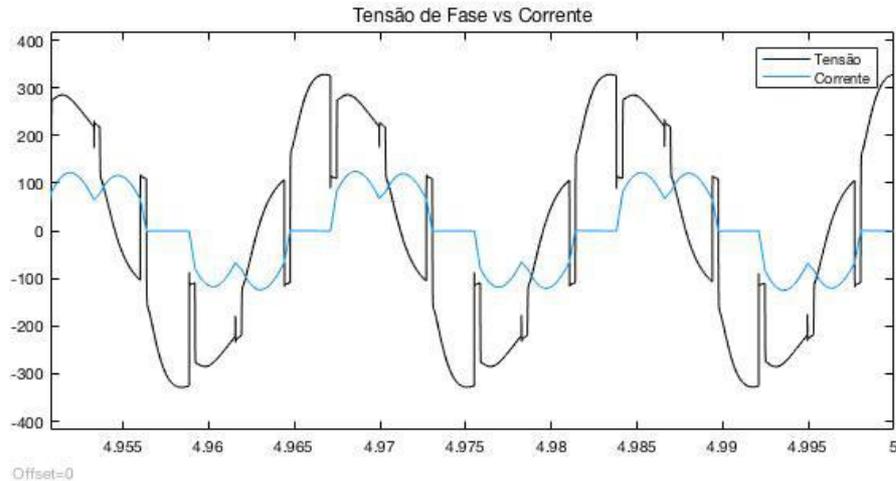


Figura 4.4 - Defasamento entre a tensão de fase V_A e a respectiva corrente de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede sem elementos filtrantes.

Fonte: AUTOR

4.1.2. Retificador Alimentado Por Transformador

Nesse cenário agora é esperada uma redução na profundidade dos *notches*, uma vez que uma indutância em série instalada entre a fonte CA e o retificador contribui para a redução do fator ρ , conforme explicado na seção 2.3.2. Além disso, se espera uma redução na distorção harmônica da corrente, uma vez que uma indutância série funciona como um filtro de harmônicos (conforme explica a seção 2.3.1).

Na Figura 4.5 é observado que houve uma redução significativa na profundidade dos *notches* de tensão, contribuindo para uma redução na tensão de pico, que ficou próxima a 573 V, 6,62% de sobretensão. Além disso também é verificada uma redução sutil na distorção da forma de onda da corrente, como esperado.

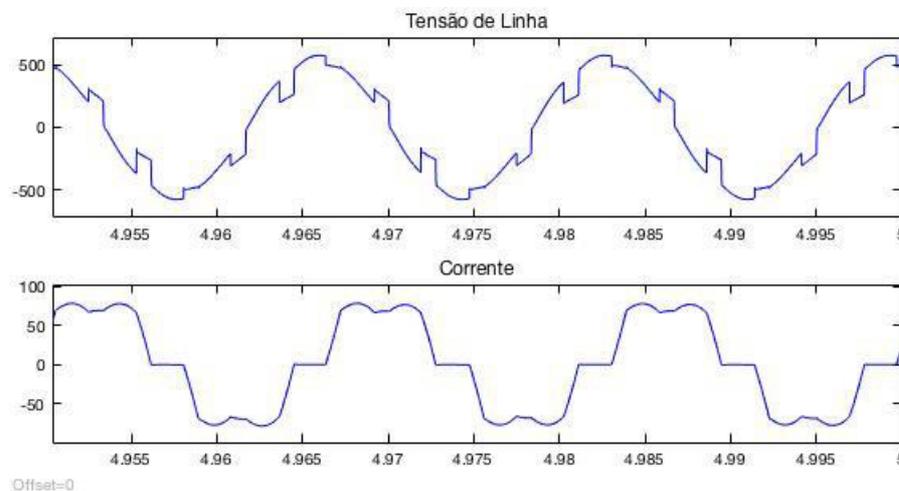


Figura 4.5 - Tensão e corrente na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador.

Fonte: AUTOR

Na Figura 4.6 e Figura 4.7 é ilustrada a redução na THD da tensão e da corrente apresentadas na Figura 4.5. Nessa situação os valores chegaram a 18,96% para a tensão e 23,13% para a corrente.

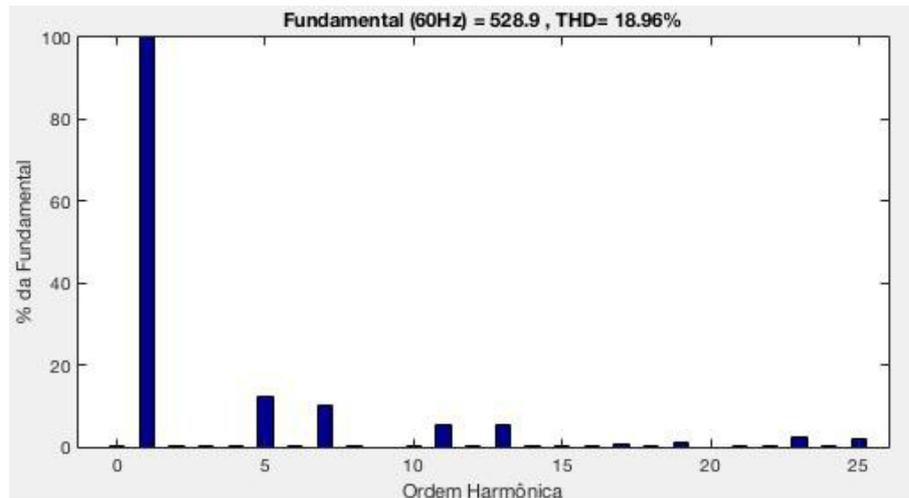


Figura 4.6 - Distorção harmônica da tensão de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador.

Fonte: AUTOR

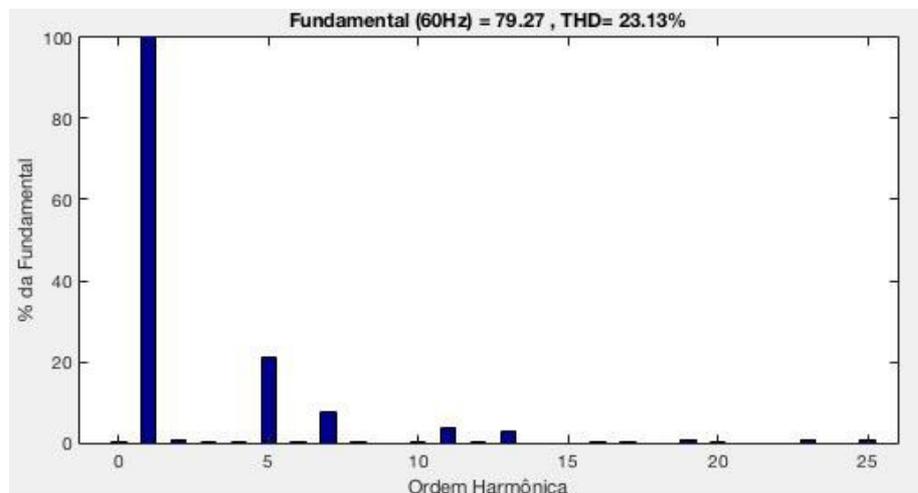


Figura 4.7 - Distorção harmônica da corrente de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador.

Fonte: AUTOR

Na Figura 4.8 ilustrada é possível observar que o fator de potência pouco se alterou em relação à operação do retificador sem elementos filtrantes.

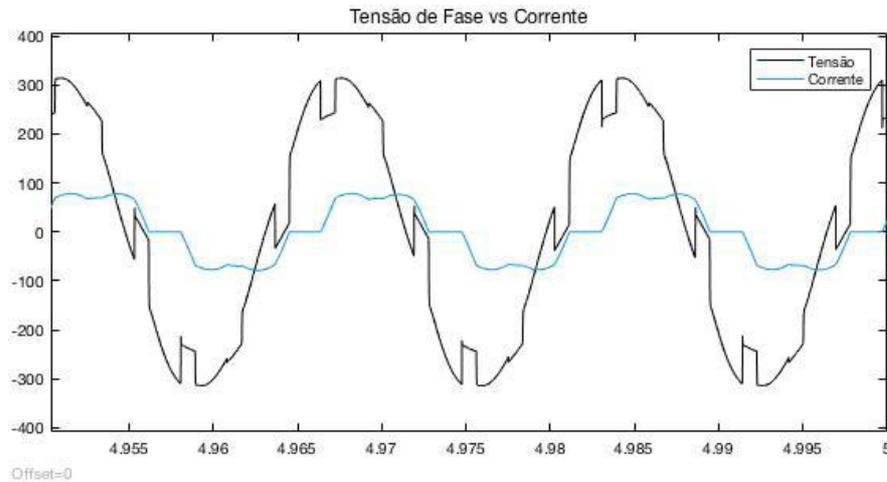


Figura 4.8 - Defasamento entre a tensão de fase V_A e a respectiva corrente de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador.

Fonte: AUTOR

4.1.3. Retificador Alimentado Por Transformador – Circuito Redutor de Notches

Com a conexão do circuito redutor de *notches* (NRC) é esperada uma filtragem praticamente completa dos *notches* devido à redução do fator ρ . É também esperada uma melhora significativa na THD da corrente, uma vez que os indutores série do NRC atenuam as componentes de frequências mais altas, pois $X_L = \omega L$, e os capacitores *shunt* promovem caminho de baixa impedância para altas frequências, pois $Z_{RC} = R - j\frac{1}{\omega C}$.

Na Figura 4.9 são ilustrados esses efeitos, em que a tensão de linha foi filtrada quase por completo, com sobretensão praticamente nula e a corrente de linha teve a distorção reduzida, aproximando a uma onda senoidal.

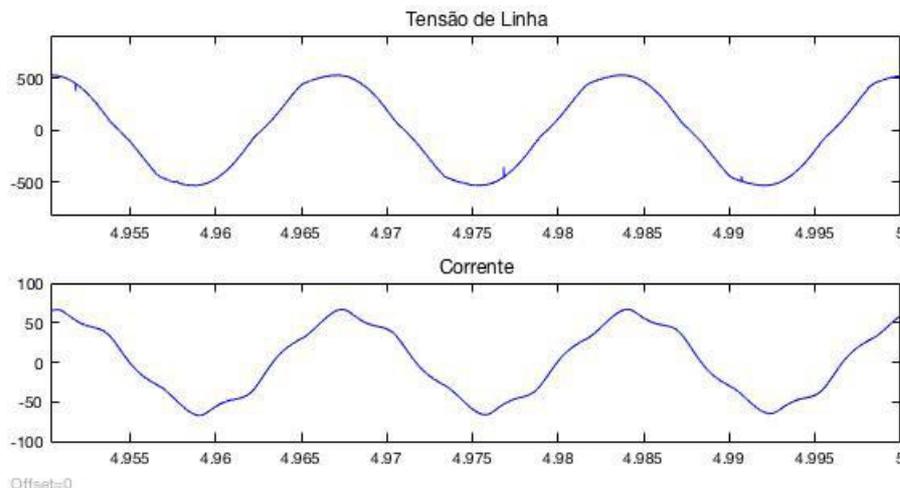


Figura 4.9 - Tensão e corrente na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador e circuito redutor de *notches*.

Fonte: AUTOR

A Figura 4.10 e Figura 4.11 comprovam a análise, mostrando a redução na THD da tensão e corrente da Figura 4.9. A tensão apresentou apenas 3,18% de THD, enquanto a corrente apresentou 8,73%.

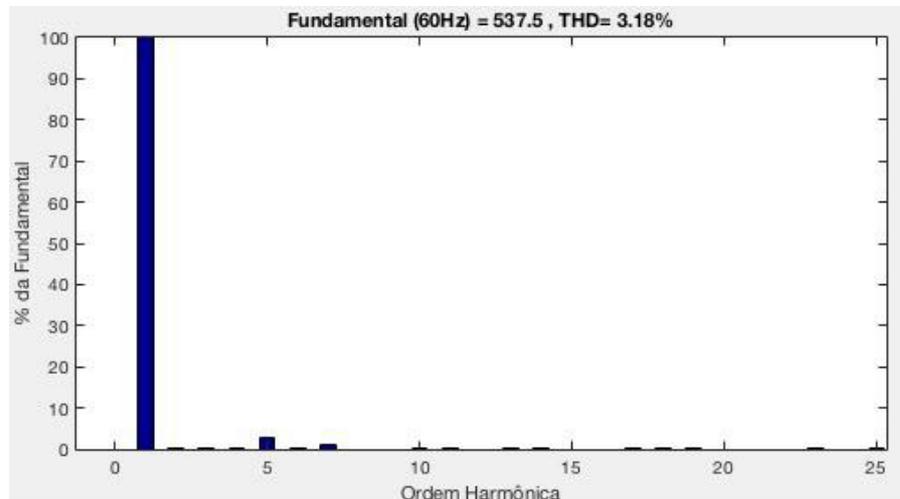


Figura 4.10 - Distorção harmônica da tensão de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador e circuito redutor de *notches*.

Fonte: AUTOR

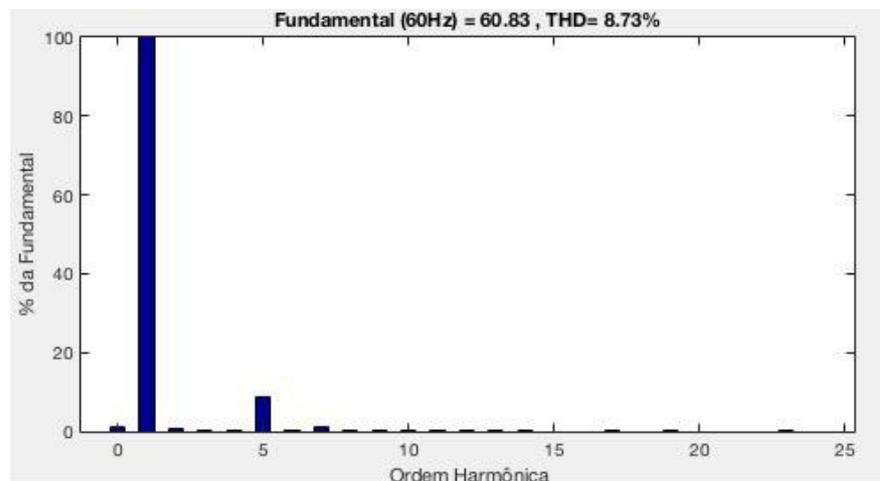


Figura 4.11 - Distorção harmônica da corrente de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador e circuito redutor de *notches*.

Fonte: AUTOR

Na Figura 4.12 é importante notar que nesse cenário o defasamento da corrente em relação à tensão não é mais positivo. Nesse caso a corrente está adiantada, e calculando o fator de potência a partir do tempo de defasamento medido entre as duas grandezas foi obtido $FP \cong 0,95$ adiantado. A mudança no FP é devido à carga capacitiva do NRC, conforme esperado.

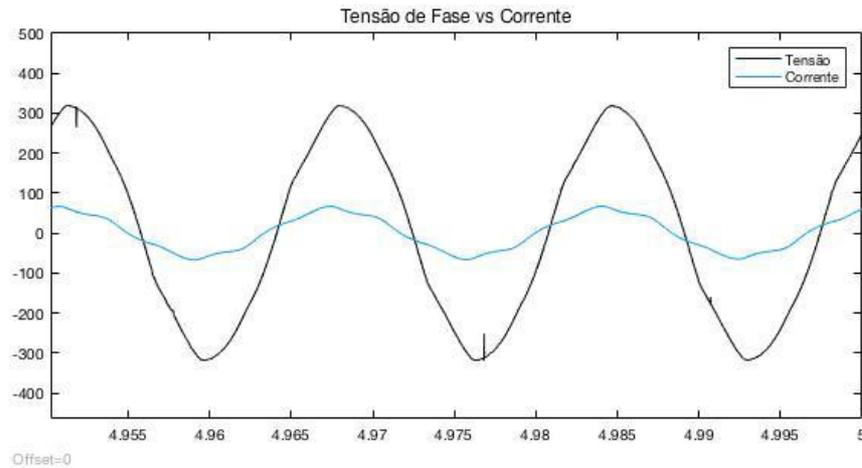


Figura 4.12 - Defasamento entre a tensão de fase V_A e a respectiva corrente de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador e circuito redutor de *notches*.

Fonte: AUTOR

4.1.4. Retificador Alimentado Por Transformador – Circuito Redutor de Notches e Filtros de Harmônicas

Como visto no caso anterior, as distorções harmônicas foram significativamente atenuadas. Porém, ainda há a presença de harmônicas na corrente, o que leva à necessidade de conexão dos filtros de 5^a, 7^a e 11^a ordem. Com tais filtros é esperada a redução praticamente por completo das harmônicas remanescentes, tornando a forma de onda da corrente finalmente senoidal.

Assim, na Figura 4.13 é comprovado o funcionamento dos filtros de harmônicas, sendo observado que a distorção harmônica da corrente foi eliminada, de modo que a forma de onda se tornou uma senoide, como esperado.

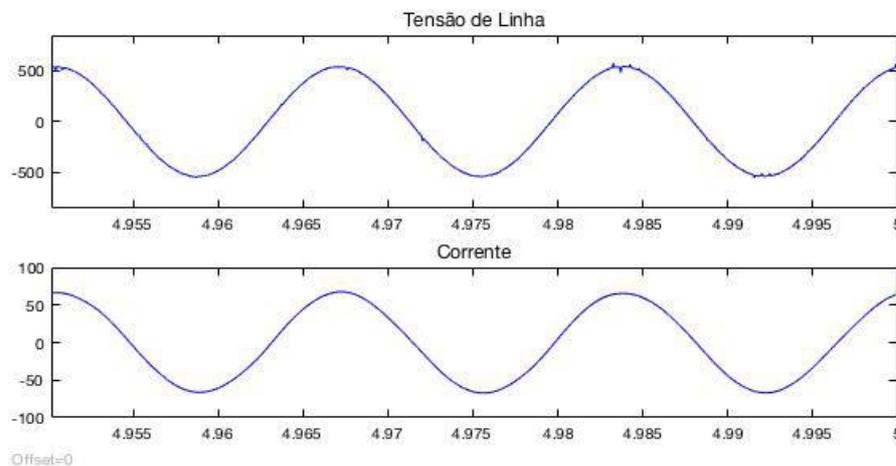


Figura 4.13 - Tensão e corrente na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador, circuito redutor de *notches* e filtros de harmônicas.

Fonte: AUTOR

Com a adição dos filtros de harmônicas a THD da tensão também foi reduzida, como é possível observar no espectro de harmônicas (Figura 4.14). Nesse caso a THD da tensão foi de 1,31%. Na Figura 4.15 é ilustrado o espectro de harmônicas da corrente, o qual obteve uma THD de 1,58%.

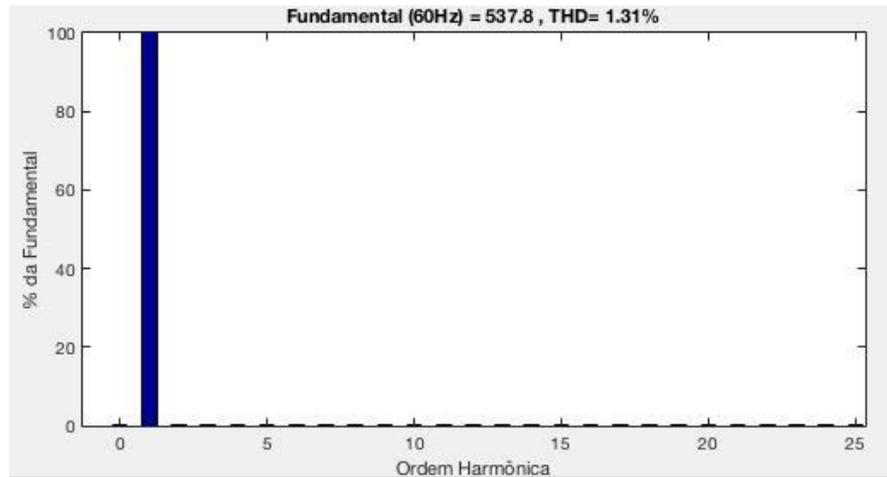


Figura 4.14 - Distorção harmônica da tensão de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador, circuito redutor de *notches* e filtros de harmônicas.

Fonte: AUTOR

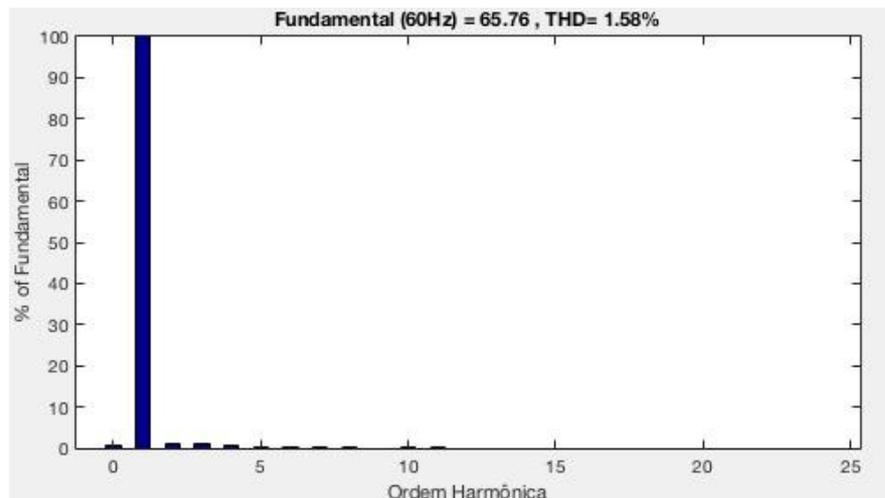


Figura 4.15 - Distorção harmônica da corrente de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador, circuito redutor de *notches* e filtros de harmônicas.

Fonte: AUTOR

Conforme explicado na seção 3.1.7, com a inserção de circuitos de filtragem com componentes capacitivas, o sistema passa a ter um fator de potência capacitivo. Assim, é verificado por meio do gráfico da Figura 4.16 a mudança, no qual é possível perceber que a corrente está mais adiantada em relação a tensão do que no caso anterior, devido à introdução dos filtros de harmônicas.

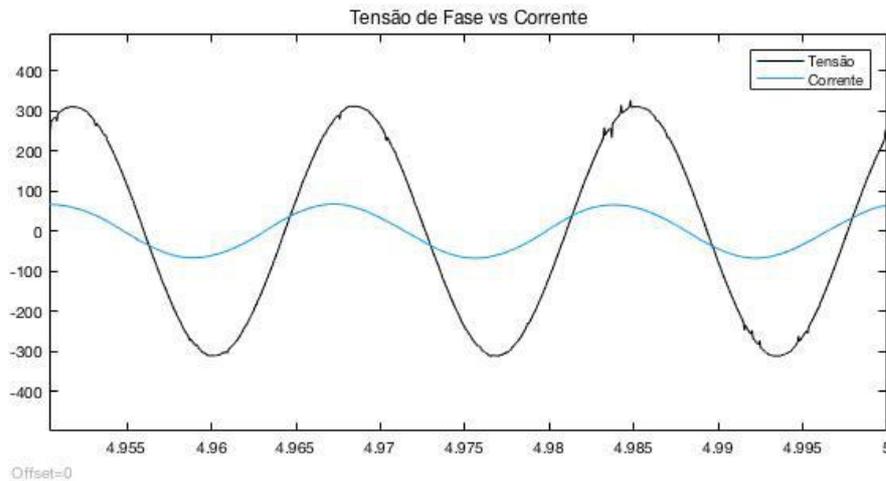


Figura 4.16 - Defasamento entre a tensão de fase V_A e a respectiva corrente de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador, circuito redutor de *notches* e filtros de harmônicas.

Fonte: AUTOR

O fator de potência para esse cenário foi calculado e o resultado obtido foi $FP \cong 0,90$ adiantado.

4.1.5. Retificador Alimentado Por Transformador – Circuito Redutor de Notches, Filtros de Harmônicas e Circuito Compensador de Reativo Capacitivo

A operação de um grupo gerador à Diesel com fator de potência capacitivo é bastante limitada, conforme explicado anteriormente. Assim, como visto no cenário anterior, em que o FP foi aproximadamente 0,9 capacitivo para uma bateria com SOC de 60%, em um cenário real a situação seria diferente. Nesses sistemas as baterias são constantemente carregadas e, portanto, seu SOC normalmente é superior a 60%. Isso significa que a carga conectada ao retificador é menor e, portanto, gera um fator de potência capacitivo mais baixo. Por esse motivo é necessário conectar aos terminais da fonte CA o circuito compensador de reativo capacitivo (RCCC).

Na Figura 4.17 é ilustrado o comportamento da tensão de fase V_A e a respectiva corrente, evidenciando um defasamento praticamente nulo entre as duas grandezas após a conexão do

RCCC. Logo, o RCCC se mostrou eficiente para a correção do fator de potência do sistema, elevando o valor para próximo à unidade.

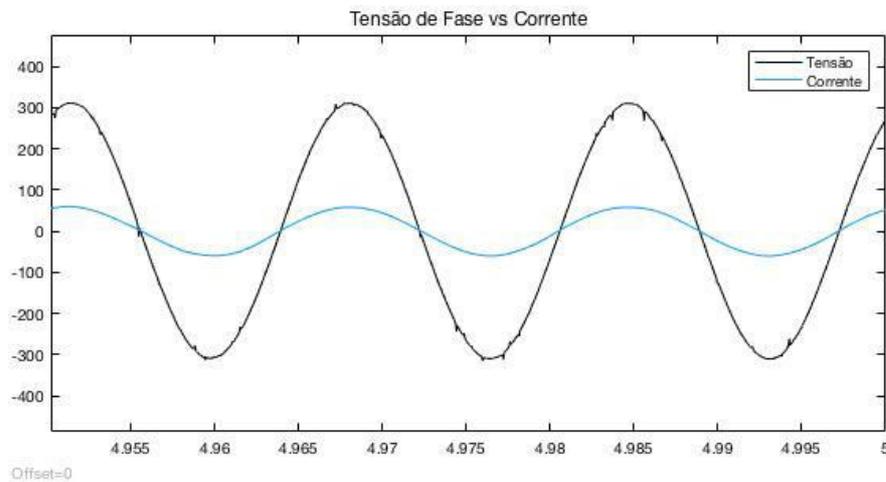


Figura 4.17 - Defasamento entre a tensão de fase V_A e a respectiva corrente de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle pela rede com transformador, circuito redutor de *notches*, filtros de harmônicas e compensador de reativo capacitivo.

Fonte: AUTOR

Com o sistema completo na simulação, são então mostradas as grandezas no lado CC. Na Figura 4.18 está evidenciada a referência de tensão para o capacitor do *link* CC e a tensão medida. Foi verificado que o controle da tensão está atuando de forma satisfatória, elevando a tensão do capacitor (que está em aproximadamente 250 V devido à tensão da bateria) em direção à referência, 286 V.

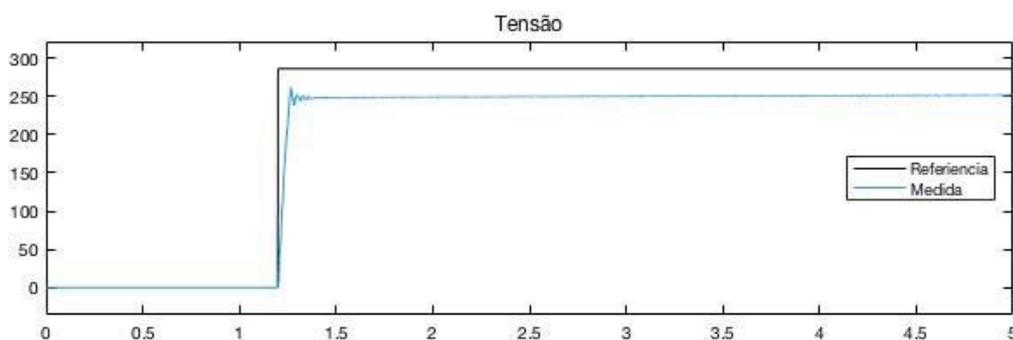


Figura 4.18 - Referência de tensão no link CC e tensão medida para o sistema retificador controlado pela rede.

Fonte: AUTOR

Na Figura 4.19 são ilustradas as grandezas medidas na bateria, a partir da qual é possível perceber que a bateria é recarregada pelo sistema, e que a tensão nos terminais aumenta durante

a simulação, e que a corrente que flui pela bateria é controlada de forma satisfatória e se mantém no limite de 100 A imposto no controlador.

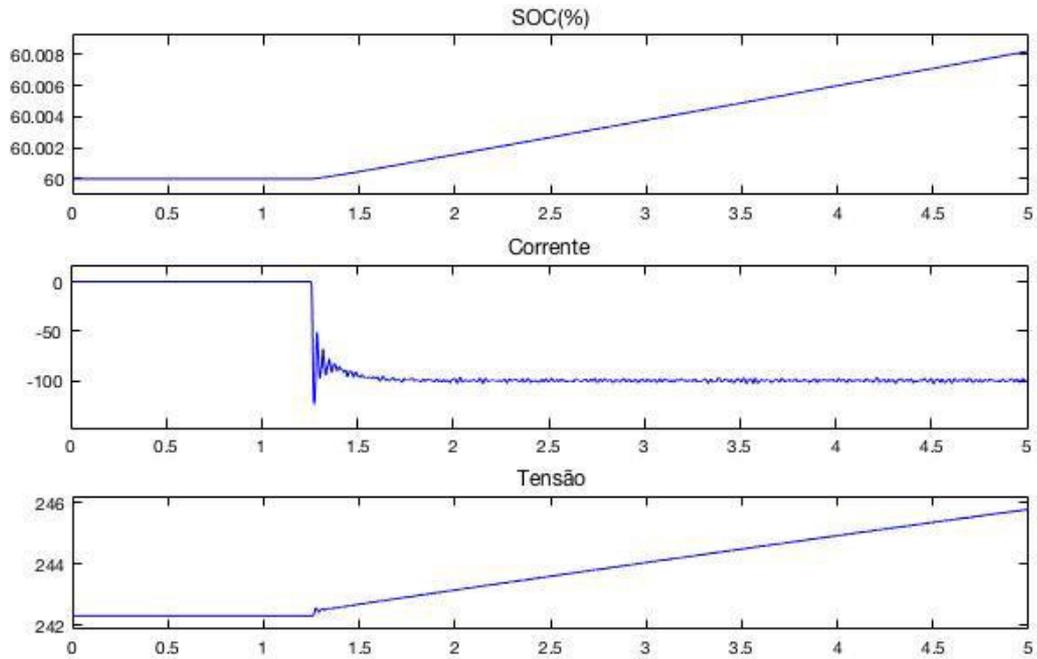


Figura 4.19 - Grandezas medidas na bateria do sistema retificador controlado pela rede.

Fonte: AUTOR

4.2. Simulação do Retificador Trifásico com Controle *PWM*

Os retificadores trifásicos com controle *PWM* surgem como uma alternativa para contornar os problemas gerados pelos retificadores trifásicos com controle pela rede, os quais foram evidenciados na seção anterior.

A operação do sistema retificador com controle *PWM* dispensa o uso dos filtros de harmônicos de baixa frequência, circuito redutor de *notches* e circuito compensador de reativo capacitivo mesmo quando alimentado por fontes CA de alta reatância, como a utilizada neste trabalho. Portanto, a análise a seguir é realizada somente em um cenário (Figura 3.15). O Filtro L_F e o transformador precisam existir para garantir o funcionamento do retificador no modo *boost* e os valores dos componentes do lado CC são idênticos aos utilizados no retificador com controle pela rede.

Da simulação apresentada é esperado um desempenho superior do retificador com controle *PWM* sobre o retificador com controle pela rede nos quesitos de distorções de corrente e tensão, principalmente se comparado ao apresentado no cenário do retificador com controle

pela rede, operando sem elementos de filtragem. Além disso, é previsto um fator de potência próximo ao unitário nos terminais da fonte CA. São aguardadas pequenas distorções harmônicas na corrente e na tensão.

Na Figura 4.20 é ilustrado o comportamento da tensão de linha V_{AB} e da corrente de linha I_A nos terminais do gerador. Conforme previsto, são verificadas pequenas distorções nas grandezas, porém ainda são mantidas as características de ondas senoidais. Os pequenos picos de curta duração na forma de onda da tensão são originados do chaveamento em alta frequência da modulação *PWM*.

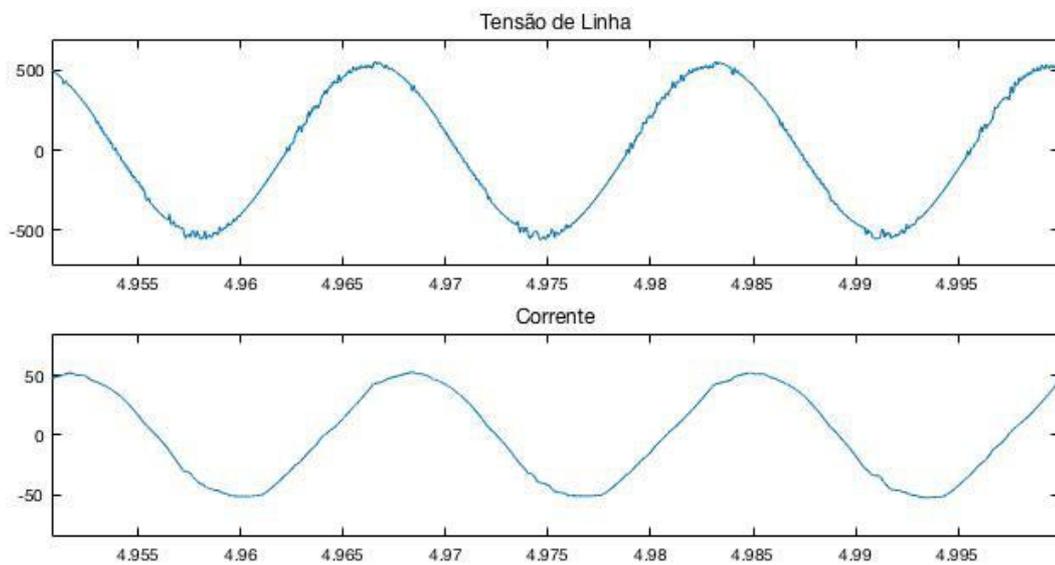


Figura 4.20 - Tensão e corrente na Fonte CA do sistema retificador com controle *PWM*.

Fonte: AUTOR

Na Figura 4.21 é ilustrado o espectro de harmônicas da tensão. É notável a diferença de desempenho entre os sistemas retificadores apresentados, sendo a THD da tensão de 2,94 %. Já o resultado ilustrado na Figura 4.22 evidencia o espectro de harmônicas da corrente, sendo observada a baixa distorção harmônica, com uma THD de apenas 3,65%. Desta forma é válido ressaltar que tais resultados foram obtidos sem elementos externos de filtragem, senão os elementos imprescindíveis para o correto funcionamento do sistema, e que também funcionam como filtros, como é o caso do indutor L_F e do transformador abaixador.

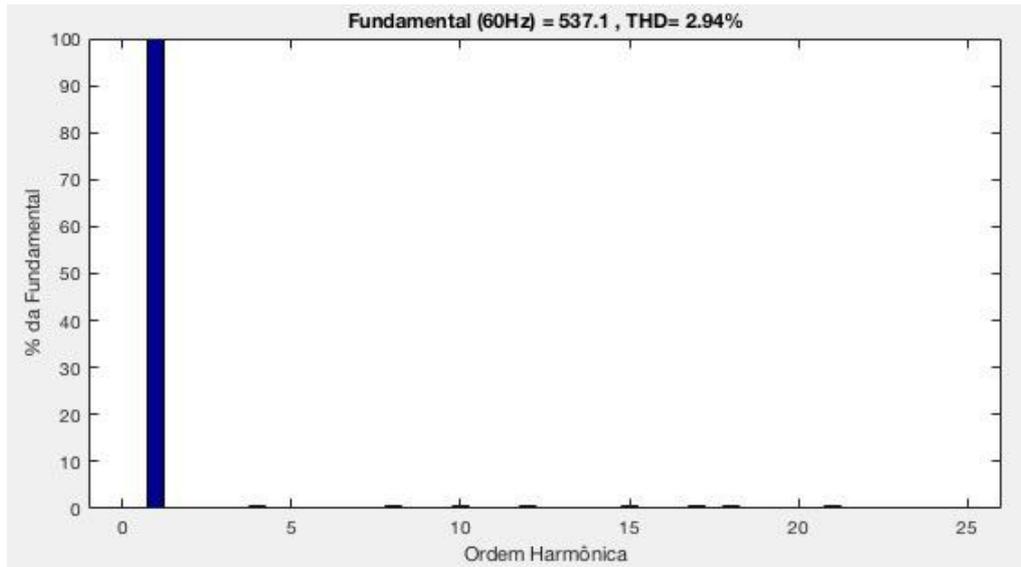


Figura 4.21 - Distorção harmônica da tensão de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle *PWM*.

Fonte: AUTOR

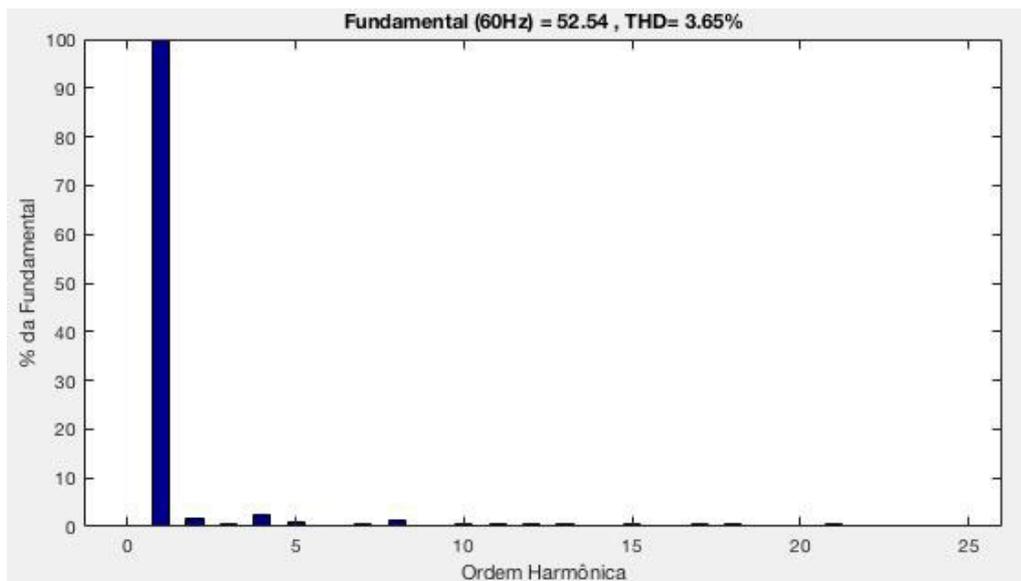


Figura 4.22 - Distorção harmônica da corrente de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle *PWM*.

Fonte: AUTOR

Na Figura 4.23 são ilustrados a tensão de fase V_A e a respectiva corrente, I_A . A partir da qual é possível verificar a eficiência do controle *PWM* no ajuste do fator de potência. Nesse cenário o defasamento entre a tensão V_A e a corrente I_A é praticamente nulo, o que significa que o fator de potência é próximo do unitário, tal qual esperado na estratégia de controle proposta.

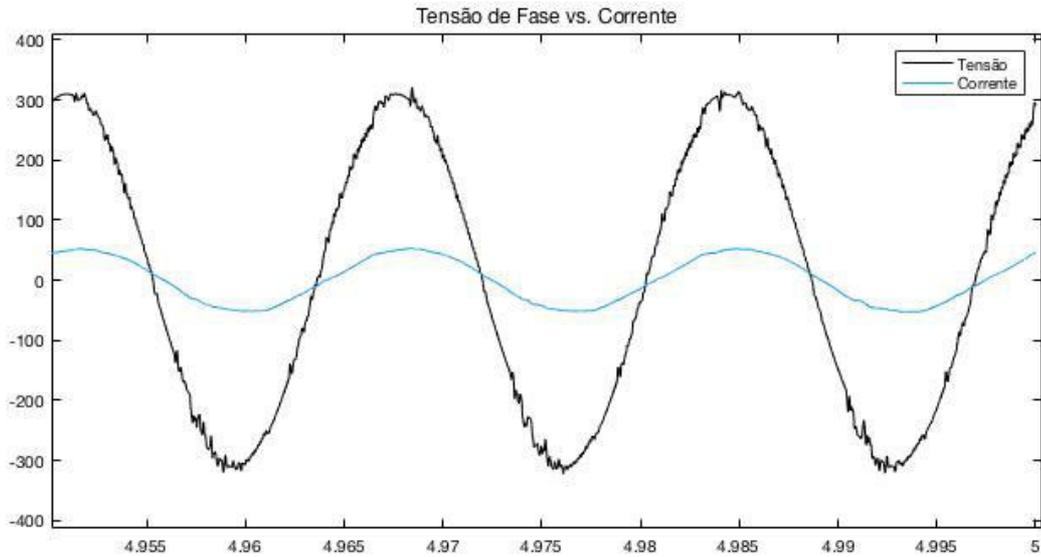


Figura 4.23 - Defasamento entre a tensão de fase V_A e a respectiva corrente de linha na Fonte CA do sistema retificador com controle *PWM*.

Fonte: AUTOR

É ilustrado na Figura 4.24 o desempenho do controle da tensão no *link* CC de modo satisfatório, obtendo rápida resposta e baixo *ripple*. Ainda na Figura 4.24 é possível perceber que a tensão no capacitor começa a se elevar previamente ao sinal de controle, pois instantes antes de enviar o degrau de referência o capacitor é energizado devido a comutação natural dos diodos em paralelo aos *IGBTs*, os quais são energizados no instante $t = 1,1$ s.

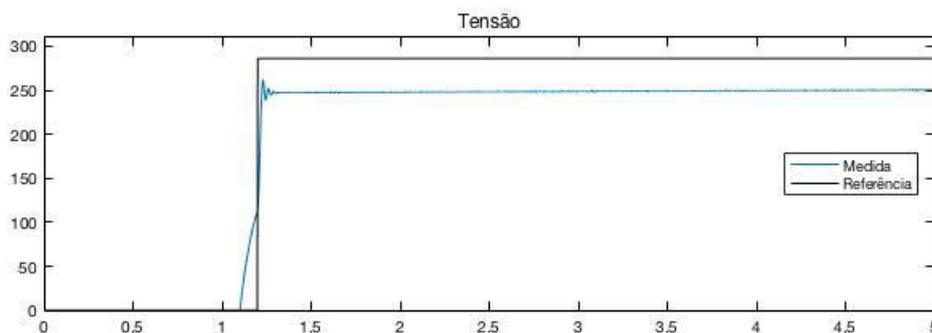


Figura 4.24 - Referência de tensão no link CC e tensão medida para o sistema retificador com controle *PWM*.

Fonte: AUTOR

Na Figura 4.25 são ilustradas as grandezas medidas nos terminais da bateria, na qual é percebido o carregamento e a elevação de tensão. Além disso, é notada uma resposta mais rápida do controle da corrente no sistema, em que o limite imposto foi o mesmo de 100 A.

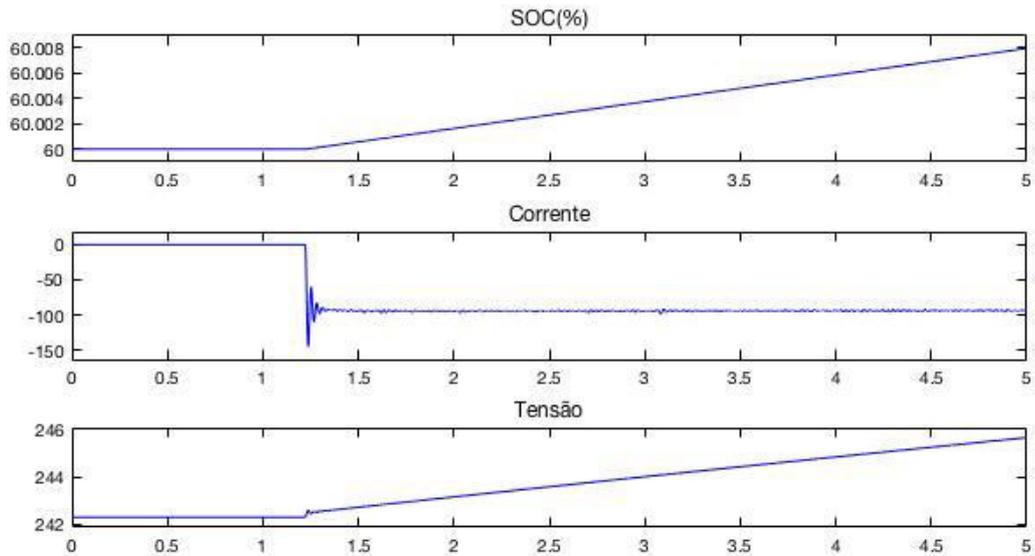


Figura 4.25 - Grandezas medidas na bateria do sistema retificador com controle *PWM*.

Fonte: AUTOR

Na Tabela 4.1 são evidenciados os desempenhos dos dois tipos de retificadores apresentados no que se trata de distorções harmônicas e fator de potência.

Tabela 4.1 – Indicadores de desempenho medidos para os sistemas retificadores simulados.

	<i>SCR</i>	<i>SCR + Transformador (T)</i>	<i>SCR + T + NRC</i>	<i>SCR + T + NRC + FH</i>	<i>PWM</i>
<i>THD_v</i> (%)	34,65	18,96	3,18	1,31	2,94
<i>THD_i</i> (%)	31,71	23,13	8,73	1,58	3,65
<i>FP</i>	Atrasado	Atrasado	0,95 Adiantando	0,90 Adiantado	Unitário

Fonte: AUTOR

Por meio da tabela é possível notar o bom desempenho do retificador com controle por *PWM* sem a utilização de circuitos de filtragem extras, como o circuito redutor de *notches* (*NRC*) e filtro de harmônicas (*FH*) utilizados no retificador com controle pela rede (*SCR*).

5. CONCLUSÃO

Através dos resultados obtidos das simulações realizadas neste trabalho é possível entender a problemática do tema. Como foi apresentado, a operação de retificadores com controle pela rede quando alimentados por fontes CA de alta impedância é complexo, e a solução proposta por (OLIVEIRA, et al. 2017) se mostrou efetiva para contornar tais problemas. Por outro lado, os circuitos propostos para correção dos problemas geram custos extras à implementação do sistema, além de exigirem mais espaço na instalação devido ao volume e peso excessivo de filtros de baixa frequência.

Conforme previsto, o retificador com controle *PWM* se mostrou superior comparado ao retificador com controle pela rede, o qual apresentou robustez, cumprindo os objetivos propostos, de possuir baixo *ripple* na tensão de saída e baixa taxa de distorção harmônica mesmo quando alimentado por uma fonte CA de alta impedância de saída. Além disso, o controle do fator de potência foi bastante efetivo, podendo vir a contribuir, caso seja desejado, para a correção do fator de potência global da instalação. É importante notar que os resultados obtidos no retificador com controle *PWM* foram inferiores se observados somente os indicadores de desempenho. No entanto, se forem utilizados indutores de maior valor no lado CA é possível obter resultados superiores aos do retificador com controle pela rede.

Na escolha da tecnologia de retificador a ser adotada no contexto das redes isoladas é necessário escolher a que melhor se adapte às necessidades do projeto, tais como custos, espaço disponível para instalação do sistema e robustez. Porém, devido aos benefícios apresentados nesse cenário pelo retificador com controle *PWM* frente aos retificadores com controle pela rede, é recomendado o uso do *PWM*, ainda que o projeto de controle deste retificador seja mais complexo.

Como sugestão de trabalhos futuros, é necessário verificar se os controladores utilizados são eficientes caso não seja considerado um grupo gerador com fatores mecânicos constantes e ideais. Além disso, um estudo acerca dos custos necessários para a instalação, manutenção e operação dos sistemas comparados é interessante para indicar de forma mais específica qual sistema é mais vantajoso.

REFERÊNCIAS

- BARBI, I. 2005. *Eletrônica de Potência*. 5. Florianópolis: Ed. Do Autor.
- BAUER, J. 2008. "Single-Phase Pulse Width Modulated Rectifier." *Acta Polytechnica* (Czech Technical University Publishing House) 48 (3): 84-87.
- BLASKO, V., e V. KAURA. 1997. "A New Mathematical Model and Control of a Three-Phase AC-DC Voltage Source Converter." *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1 de Janeiro: 116-123.
- BORGONOVO, D. 2001. *Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos Empregando a Transformação de Park*. Tese de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis: UFSC, 178.
- Cummins Power Generation. 2018. "Liquid-Cooled Generator Set Application Manual." *Power Library*. 25 de Abril. <http://www.cumminspower.com.br/library/appengineering/T030.asp>.
- DE MATOS, J. G. 2014. *Controle de Potência em Microrredes CA Isoladas com Aerogeradores e Banco de Baterias Distribuídos*. Tese de Doutorado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Eletricidade, Universidade Federal do Maranhão, São Luís: UFMA, 203.
- DIXON, J. W., e B. T. OOI. 1988. "Indirect Current Control of A Unity Power Factor Sinusoidal Current Boost Type Three-Phase Rectifier." *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 1 de Novembro: 508-515.
- HART, D. 2011. *Power Electronics*. New York, NY: McGraw-Hill.
- HOLMES, D. G., e T. A. LIPO. 2003. "Pulse Width Modulation for Power Converter - Principles and Practice." *IEEE Press*.
- LIMA, M. S. 2015. *Controle de Corrente Aplicado em Inversores Monofásicos de Tensão*. Tese de Mestrado, Programa de Pós Graduação em Engenharia de Eletricidade, Universidade Federal do Maranhão, São Luís: UFMA, 108.
- LINDEN, D., e T. B. REDDY. 2002. *Handbook of Batteries*. 3a. Ed. Nova Iorque: McGraw-Hill.
- MOHAN, N., T. M. UNDELAND, e W. P. ROBBINS. 1995. *Power Electronics: converters, applications, and design*. 2nd. New York: John Wiley & Sons, Inc.
- OGATA, K. 2010. *Engenharia de Controle Moderno*. 5. São Paulo: Pearson Prentice Hall.
- OLIVEIRA, H. A., J. G. DE MATOS, L. A. S. RIBEIRO, A. S. MARTINS, e G. C. FLORES. 2017. "Operation of three-phase rectifiers with Diesel Generator Sets of similar power:

Practical solution based on passive filters.” *2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)* 1-5.

- RIBEIRO, L. A. S., O. R. SAAVEDRA, J. G. DE MATOS, S. L. LIMA, G. BONAN, e A. S. MARTINS. 2010. “Isolated Micro-Grid With Renewable Hybrid Generation: The Case Of Lençóis Island.” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 1 de Janeiro: 1-11.
- SILVA, Marina M. D. 2007. *Análise de Filtros Passivos de Harmônicos de Conversor CA/CC de seis Pulsos*. Tese de Mestrado, COPPE, UFRJ, Rio de Janeiro: UFRJ.