

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL ESCOLA DE ENGENHARIA



Departamento de Engenharia Elétrica Projeto de Diplomação

Marcelo Oliveira Devos

Estudo de um Retificador *Boost* PWM Trifásico com Correção de Fator de Potência

Marc	celo Oliveira Devos
Estudo de um Retificador <i>I</i> Fat	Boost PWM Trifásico com Correção de or de Potência
	Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da

Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para Graduação em

Engenharia Elétrica.

Porto Alegre 2020

Orientador: Prof. Dr. Paulo Eckert

Marcelo Oliveira Devos

Estudo de um Retificador *Boost* PWM Trifásico com Correção de Fator de Potência

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do Título de "bacharel" e aprovado em sua forma final pelo Curso Engenharia Elétrica, obtendo conceito A.

Orientador:	_
Prof. Dr. Paulo Roberto Eckert, UFRGS	_
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre,	Brasil

Banca Examinadora:

Profa. Dra. Thieli Smidt Gabbi, UFRGS

Doutora pela Universidade Federal de Santa Maria – Santa Maria, Brasil

Eng. Igor Martins dos Santos

Bacharel pelo Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia Sul-riograndense

- Porto Alegre, Brasil

DEDICATÓRIA

Este trabalho é dedicado para minha querida mãe Elaine Teresinha Porto Oliveira e para minha querida filha Bibiana Machado Devos.

AGRADECIMENTOS

Agradeço minha mãe pela dedicação, amor e apoio necessário para eu alcançar este sonho. Ainda que doente, abriu mão de muitas coisas para me ajudar nesta caminhada. De certa forma, ela fez metade da universidade me dando forças para seguir.

Agradeço ao meu orientador, professor Paulo Eckert, pela solicita orientação neste trabalho.

Agradeço ao professor Igor Pasa pelas vezes que me auxiliou com este trabalho de forma extraoficial.

RESUMO

O presente trabalho apresenta a modelagem matemática, o projeto dos controles proporcionais integrais, a simulação e a validação do modelo matemático de um Retificador Trifásico Boost PWM de fator de potência unitário. O desempenho deste é comparado com uma ponte de Graetz, ponte de Graetz com filtro indutivo no estágio de entrada e um Retificador Trifásico Boost PWM sem controle no fator de potência. No estudo é considerada entrada de tensão senoidal equilibrada por abranger a maioria das aplicações e em decorrência disso o retificador poderá ser analisado como 3 retificadores monofásicos (um por fase) para cálculo dos parâmetros de desempenho e projeto dos controladores proporcionais integrais. Os modelos matemáticos dos controladores do retificador foram desenvolvidos com base nas transformadas de Park porque desta forma pode-se controlar as potências reativa e ativa independentemente. As comparações foram feitas para as condições de potência de saída de 1 kW e 10 kW onde se comparou o fator de potência, a taxa de distorção harmônica e valor eficaz das correntes de entrada e ondulação da tensão de saída. A validação do modelo matemático foi feita pela comparação gráfica entre os resultados do modelo matemático implementado no Matlab e o modelo elétrico simulado no PSIM para tensão de saída de 350 V e 450 V e potência de 1 kW e 10 kW.

Palavras-chave: Fator de potência, regulação de tensão, retificador PWM, transformada de Park, taxa distorção harmônica.

ABSTRACT

This paper presents the mathematical modeling, the design of the proportional-integral controllers, the simulation and the mathematical model's validation of a three-phase PWM boost rectifier with unity power factor. Its performance is compared with a Graetz bridge, a Graetz bridge with inductive filter in the input stage, and a three-phase PWM boost rectifier without power factor control. This study considers a balanced sinusoidal voltage input to cover most applications, and therefore, the rectifier can be analyzed as three mono-phase rectifiers for the calculation of the performance parameters and the design of the proportional-integral controllers. The mathematical models of the rectifier's controllers were developed based on the Park transforms, because it allows an independent control of the active and reactive powers. The comparisons were made for the conditions of output power of 1 kW and 10 kW, where the power factor, the harmonic distortion rate, the input currents' effective value and the output voltage's undulation were compared. The mathematical model's validation was done by the graphical comparison between the results of the mathematical model implemented in Matlab and the electric model simulated in PSIM for an output voltage of 350 V and 450 V and a power of 1 kW and 10 kW.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇAO	15
1.1 Objetivos	18
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	20
2.1 Características básicas da Topologia Estudada	20
2.1.1 Operação como Fonte de Tensão Variável	20
2.1.2 Modulação por Largura de Pulsos Senoidal	22
2.2 Princípio de Funcionamento do Retificador <i>Boost</i> Trifásico com PFC	24
2.3 Transformada de Park	29
2.4 Modelagem Matemática	33
2.5 Limites de Operação	41
2.5.1 Limite Inferior da Tensão de Saída	42
2.5.2 Limites Inferior da Corrente de Saída	42
2.5.3 Limites Superior da Corrente de Saída	42
2.5.4 Limite Superior da Tensão de Saída	44
2.6 Parâmetros de Desempenho do Retificador	44
2.6.1 Fator de Deslocamento	44
2.6.2 Taxa de Distorção Harmônica	45
2.6.3 Fator de Potência	45
2.6.3.1 Fator de Potência para Tensão e Corrente Senoidais	46
2.6.3.2 Fator de Potência para Tensão Senoidais e Corrente Distorcida	47
2.6.4 Ondulação de Tensão e Corrente	48
2.6.5 Fator de Crista	49
2.7 Princípios do Sistema de Controle do Retificador	49
2.7.1 Desenvolvimento do Sistema de Controle do Retificador	51
3 ESTUDO COMPARATIVO ENTRE RETIFICADORES	55
3.1 Modelo da Ponte de Graetz com e sem Filtro Indutivo	55

3.2 Modelo do Retificador Trifásico PWM sem PFC	57
3.3 Modelo do Retificador Trifásico PWM com PFC	58
3.3.1 Projeto do controlador proporcionais integrais	62
3.4 Validação Matemática do Retificador Trifásico PWM com PFC	65
4 RESULTADOS E DISCUÇÕES	67
4.1.1 Simulação da Ponte de Graetz, carga de 1 kW	67
4.1.2 Simulação da Ponte de Graetz com Indutor, carga de 1 kW	70
4.1.3 Simulação do Retificador trifásico PWM sem PFC, carga de 1 kW	72
4.1.4 Simulação do Retificador trifásico PWM com PFC, carga de 1 kW	75
4.1.5 Simulação da Ponte de Graetz, carga de 10 kW	78
4.1.6 Simulação da Ponte de Graetz com Indutor, carga de 10 kW	80
4.1.7 Simulação do Retificador trifásico PWM sem PFC, carga de 10 kW	83
4.1.8 Simulação do Retificador trifásico PWM com PFC, carga de 10 kW	85
4.2 Resultados da Comparação entre os Retificadores	88
4.3 Resultados da Validação do Modelo Matemático	90
4.3.1 Validação do Modelo Matemático, carga de 1 kW	90
4.3.2 Validação do Modelo Matemático, carga de 10 kW	95
5 CONCLUSÃO	103
6 REFERÊNCIAS	104

1 INTRODUÇÃO

A inovação tecnológica atual está gerando um problema no mercado de distribuição de energia relacionado a qualidade de energia. O aumento da demanda e do consumo de cargas eletrônicas produz distorção nas correntes consumidas da rede. Esse consumo de cargas eletrônicas quando muito elevado afeta a qualidade da energia distribuída da energia da rede.

Estas cargas consumem energia em corrente contínua e por isso necessitam de retificadores em suas fontes. Eles possuem elementos que apresentam relação não linear entre a corrente e a tensão e por isso distorcem a corrente de entrada injetando conteúdo harmônico na rede. Exemplo desses elementos são: diodos, tiristores, IGBTs, triacs, GTOs, MOSFETS.

Em sua maioria, os retificadores criam problemas para rede de distribuição relacionados a distorção das correntes de entrada, distorção da tensão de alimentação, aumentos das perdas de transmissão e distribuição, necessidade de criação de potência reativa adicional, diminuição do rendimento da distribuição e interferência eletromagnética em centrais de telecomunicações (BARBI, 2002).

Esse problema é especialmente grave para a indústria devido à elevada quantidade de equipamentos de alta potência utilizando semicondutores operando em alta frequência muitas vezes sem filtros para as correntes do estágio de entrada (BORGOVORNO, 2001). Além disso, topologias clássicas de retificadores, em geral, possuem baixo fator de potência o que gera desperdício de energia para as distribuidoras de energia 2010). Como resultado dos problemas gerados (MEDEIROS, distribuidoras, rigorosas regulamentações que estabelecem os níveis máximos de conteúdo harmônico injetado na rede foram criadas e impostos as indústrias. As principais recomendações (as normas se baseiam nelas) com relação ao conteúdo harmônico injetado na rede estão estabelecidos no padrão europeu determinado pela norma IEC-61000-3-4 e no padrão americano determinado pela norma IEEE-519 (MEDEIROS, 2010) apresentada na Tabela 1.

Tabela 1. Limites de distorção de corrente para sistemas de 120V até 69KV.

Máxima taxa de distorção harmônica das correntes de linha I_L em percentual						
	Ordem harmônica individual (harmônicos ímpares) lpha,eta					
I_{sc}/I_L	$3 \le h$	11 ≤ <i>h</i>	23 ≤ h	23 ≤ <i>h</i>	35 ≤ <i>h</i>	TDD
	< 11	< 17	< 23	< 35	< 50	
$< 20^{\gamma}$	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20 < 50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
20 < 100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100 < 1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
> 1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

Fonte: Adaptado de IEEE STD 519 (2014).

Em que, α representa os harmônicos pares que são limitados a 25% dos limites de harmônicos ímpares, β representa distorções de corrente que resultam em um deslocamento CC, onde γ define que todos os equipamentos de geração de energia que são limitados a estes valores de distorção de corrente, independentemente do I_{sc}/I_L real. Em que, I_L representa a corrente de carga de demanda máxima (componente de frequência fundamental) em condições normais de operação de carga e I_{sc} representa a corrente máxima de curto-circuito.

Como pode ser observado, o limite para correntes de até 20 A por fase de entrada é de 5 % de Distorção Total de Demanda (TDD). As unidades consumidoras de alta potência devem almejar distorções menores que essas para evitarem multas.

Um exemplo de norma é estabelecido pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) no módulo 8 da norma brasileira de Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST). Esta norma é apresentada na Tabela 2. Em que, DTT95% representa a Distorção harmônica total de tensão que foi superado em apenas 5 % das 1008 leituras válidas. Como pode-se ver para tensões de distribuição de até 1 kV o limite de DTT95% é de 10 % e este limite diminui para 5 % com o aumento da tensão de distribuição para a faixa entre 69 kV e 230 kV.

Tabela 2. Limites das distorções harmônicas totais (em % da tensão fundamental).

	Tensão nominal			
Indicador	$V_n \le 1.0 \ kV$	$1.0 \ kV \le V_n$	$69 \ kV \le V_n$	
		$\leq 69 \; kV$	$\leq 230 \; kV$	
DTT95%	10,0%	8,0%	5,0%	

Fonte: Adaptado de IEEE STD 519 (2014).

Essas recomendações e normas desencadearam nos últimos anos uma busca por retificadores mais eficientes, com elevados fatores de potência e menos poluentes com respeito a taxa de distorção harmônica das correntes de entrada (MUSSA, 2003). Como resultado houve um fomento à pesquisa e o desenvolvimento de novas topologias de retificadores que processam elevados níveis de energia, em especial os trifásicos. Frente aos retificadores clássicos que utilizavam apenas diodos e tiristores de entrada, sem sistema de controle (retificadores passivos), surgiram retificadores PWM ativos, baseados no conversor *Boost* CC-CC, que tem como objetivo principal o controle das correntes de entrada (BORGONOVO, 2001). Este controle possibilita também regular a tensão de saída, o fluxo de energia e o fator de potência das correntes de entrada.

Neste contexto, as indústrias cada vez mais buscam retificadores versáteis, com baixa distorção harmônica das correntes de entrada, alto fator de potência, baixa ondulação da tensão de saída, tensão de saída variável, que trabalhem com alta potência, não produzam interferência eletromagnéticas entre outros fatores de qualidade. O Retificador Trifásico Boost PWM com PFC (do inglês, Power Factor Correction que significa Correção de Fator de Potência) possui todas essas qualidades e é uma das topologias que cada vez mais vem se tornando popular (BARBI, 2009).

Outras topologias são muito utilizadas pela facilidade de implementação, pois não possuem sistema de controle e realimentação, tais como, ponte de Graetz e o retificador trifásico Boost PWM sem PFC. A primeira é uma topologia clássica e apresenta razoável resposta com relação

a tensão de saída, mas injeta bastante conteúdo harmônico na rede e possui baixo fator de potência. A segunda apresenta baixo conteúdo harmônico nas correntes de entrada, mas possui baixo fator de potência.

Surge então a motivação de estudar e realizar a modelagem matemática e validação do Retificador Trifásico *Boost* PWM com PFC além da comparação de desempenho com outros retificadores como alternativa às topologias mais simples.

1.1 Objetivos

O principal objetivo deste trabalho é estudar o Retificador *Boost* PWM Trifásico com PFC por meio de modelagem e comparação com outras topologias de retificadores sob diferentes condições de operação. Pretendese simular esta topologia para as condições de tensão de saída contínua de com carga de 1 kW e 10 kW, para comparar os parâmetros de desempenho como fator de potência, taxa de distorção harmônica, ondulação das correntes de entrada e da tensão de saída e comparar os resultados com a ponte de Graetz, ponte de Graetz com filtro indutivo no estágio de entrada e o Retificador Trifásico *Boost* PWM sem PFC. Também pretende-se validar o modelo matemático do Retificador Trifásico *Boost* PWM com PFC comparando-se a simulação do modelo elétrico desenvolvido no PSIM com o modelo matemático implementado no Matlab para as condições de 350 V e 450 V, 1 kW e 10 kW. Escolheu-se níveis diferentes de tensão e potência para testar o modelo ao longo da faixa de operação.

Os objetivos específicos desta pesquisa são:

- a) Apresentar pesquisa sobre as características básicas da topologia;
- b) Apresentar a modelagem matemática necessária para entendimento do modelo matemático do circuito;
- c) Projetar os controladores do retificador:
- d) Apresentar as topologias da ponte de Graetz, ponte de Graetz com filtro indutivo e Retificador Trifásico Boost PWM sem PFC;

- e) Comparar o desempenho de todos os retificadores apresentados;
- f) Validar o modelo matemático desenvolvido comparando com um modelo elétrico através de simulação.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo é apresentada a fundamentação teórica necessária para o entendimento, desenvolvimento do controle e implementação do retificador trifásico PWM, tema deste trabalho. Também serão apresentados os princípios básicos de funcionamento da ponte de Graetz, ponte de Graetz com filtro indutivo e do Retificador Trifásico *Boost* PWM sem PFC para posterior comparação de desempenho.

2.1 Características básicas da Topologia Estudada

O Retificador Trifásico *Boost* PWM com PFC é constituído de três indutores de entrada, seis chaves (geralmente IGBTs) que podem ser chaveadas em frequências razoavelmente altas (usualmente até 20 kHz), um capacitor de saída e um circuito de controle com realimentação. O controle do chaveamento, segundo Rashid (2001), produz as seguintes vantagens:

- a) Corrente ou a tensão podem ser moduladas;
- b) Fator de potência pode ser controlado;
- c) Uma vez que é possível ter controle sobre as correntes de entrada ou de saída e a tensão de saída, o retificador pode ser usado como fonte de corrente ou tensão ajustáveis;
- d) O retificador possui bidirecionalidade no fluxo de energia no sentido de que pode tanto funcionar como retificador quanto como inversor;
- e) O retificador pode operar como filtro de conteúdo harmônico em uma rede de alimentação;
- f) O retificador pode operar em paralelo com outros retificadores.

2.1.1 Operação como Fonte de Tensão Variável

O modo de operação deste retificador neste trabalho será como fonte de tensão, o qual, é de longe o mais usado na atualidade (BORGONOVO, 2005). Neste modo, o retificador segue uma tensão de referência como apresentado na malha de controle da Figura 1. A malha de controle recebe

informações como correntes de entrada, tensões de linha e tensão de saída e utiliza essas informações para produzir a lógica de chaveamento necessário para a tensão de saída seguir a referência V_o^* .

Vac I ac Reg. I Modul. PWM Vo Vo Reg. V

Figura 1. Esquema do Retificador Trifásico Boost PWM com PFC.

Fonte: Boroyevich et al. (2018).

O diagrama de fluxo da Figura 2 apresenta em mais detalhes o funcionamento do circuito. A rede de alimentação trifásica equilibrada alimenta o circuito. Os indutores (também chamados de indutores *boost*) filtram as correntes de entrada. O capacitor filtra a tensão de saída. Os IGBTs controlam o fluxo de energia por meio da comutação. Os sensores de entrada de tensão são usados para amostrar os ângulos instantâneos da tensão de entrada. Os sensores de corrente e tensão amostram, respectivamente, as correntes de entrada, e as tensões de entrada e saída. Os dados provenientes da medição são enviados ao circuito de controle (BOROYEVICH et al., 2018).

Controla Rede Trifásica Filtro de Filtro de Fornecimento tensão Equilibrada corrente fluxo energia de energia (indutores) (IGBTs) (capacitor) (carga) Sensores de Sensor de Sistema de controle tensão e (placa aquisição tensão CC corrente CA de dados)

Figura 2. Fluxograma do retificador.

Fonte: o autor.

Mais especificamente o controle do fluxo de energia se dá da seguinte forma: quando a corrente de saída é positiva, o capacitor é descarregado e o sinal de erro informa ao bloco de controle a necessidade de mais energia da fonte CA. Então o sinal de controle produz os sinais SPWM apropriados. Dessa forma mais corrente flui do lado CA para o lado CC e o capacitor é novamente carregado. Esse é o princípio de funcionamento do retificador. Por outro lado, quando corrente de saída é negativa, o capacitor é sobrecarregado e o sinal de erro informa ao controle a necessidade de descarregar o capacitor, enviando energia do lado CC para o CA. Esse é o princípio de funcionamento de inversor. Para esse caso é necessário acoplar-se uma fonte CC no lado CC do circuito.

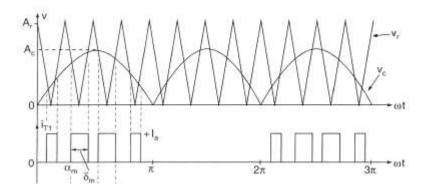
Também é possível gerenciar a potência aparente entregue a carga. Isso permite que o retificador controle o fator de potência do circuito (RASHID, 2001). Outra vantagem é a baixa distorção harmônica das correntes de entrada em comparação a retificadores passivos como, por exemplo, as harmônicas produzidas pela ponte de Graetz.

2.1.2 Modulação por Largura de Pulsos Senoidal

Para acionamento das portas dos IGBTs é utilizada a modulação por largura de pulsos senoidal (do inglês *Sinusoidal Pulse Width Modulation* - SPWM). A modulação SPWM é um tipo de modulação PWM no qual a onda senoidal é o sinal de modulação e o sinal da portadora é o sinal triangular,

como apresentado na Figura 3. Segundo Rashid (1999), as larguras de pulsos são geradas por meio da comparação de uma onda portadora triangular v_r de amplitude A_r e frequência f_r com um onda moduladora senoidal v_c de amplitude A_c e frequência $2f_c$, como pode ser visto na Figura 3. As larguras dos pulsos da tensão de saída são alteradas variando-se A_c que modifica o índice de modulação D.

Figura 3. Representação modulação por Largura de Pulsos Senoidal.



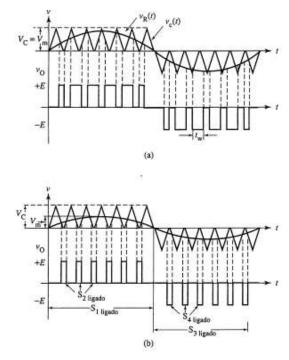
Fonte: Rashid (1999).

O índice de modulação representado por *D* é definido pela Equação (1).

$$D = \frac{A_C}{A_R} \tag{1}$$

As larguras dos pulsos, t_w da Figura 4 (a), são determinados pelo tempo em que $V_c(t) < V_r(t)$ no ciclo positivo de $V_r(t)$ e $V_c(t) > V_r(t)$ no semiciclo negativo de $V_r(t)$ (AHMED, 2000). Como apresentado na Figura 4 (b), a largura dos pulsos t_w determina quanto tempo as chaves dos retificadores ficam em condução ou bloqueadas e, dessa forma, determina quanto de potência é entregue a carga.

Figura 4.Formas de onda moduladas por largura de pulso senoidal; a) D=1, D=0,5.



Fonte: Ahmed (2000).

Outro ponto importante, é a frequência da onda triangular portadora deve ser no mínimo duas vezes a frequência da onda senoidal modulada, tendo em vista o Teorema de Nyquist, o qual afirma um sinal analógico, limitado em banda, que foi amostrado, pode ser perfeitamente recuperado a partir de uma sequência infinita de amostras, se a taxa de amostragem for maior que $2 \cdot f_m$ amostras por segundo, em que f_m é a maior frequência do sinal original (HAYKIN; VEEN, 2001).

2.2 Princípio de Funcionamento do Retificador Boost Trifásico com PFC

Este capítulo é baseado Bogovorno em (2005), para entendimento aprofundado do assunto recomenda-se a consulta desta referência. O retificador *boost* PWM trifásico com PFC é uma estrutura sem neutro e por isso não é possível controlar de forma independente as correntes de linha. É necessário neste caso considerar combinações lineares independentes das correntes.

Inicialmente serão vistos os estados topológicos, os quais dependem da comutação das chaves. No *boost* PFC monofásico, as comutações das chaves impõem o controle das correntes sobre os indutores, e no caso do trifásico o sentido do fluxo da energia, uma vez que o circuito trifásico é bidirecional. Dessa forma, o controle das correntes é dado pelo controle das comutações dos IGBTs, assim como o sentido do fluxo de energia e o nível da tensão de saída.

O somatório das correntes de linha do retificador, devido ao fato de não haver neutro, é dado pela Equação (2).

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0 (2)$$

Considerando que cada corrente tem dois sentidos possíveis, existem oito combinações possíveis de corrente para esse retificador. Devido ao circuito não possuir neutro é impossível que as três correntes possuam o mesmo sentido, uma vez que o somatório das três correntes é igual a zero, como estabelecido na equação (2).

Como se pode ver na Figura 5 as formas das ondas das tensões estão divididas em setores. Como o circuito trabalhará com fator de potência unitário e baixa distorção harmônica, pode-se considerar que as correntes são uma imagem da tensão multiplicada por um ganho. Observa-se que para cada setor a Equação (2) é respeitada tanto em módulo quanto em fase.

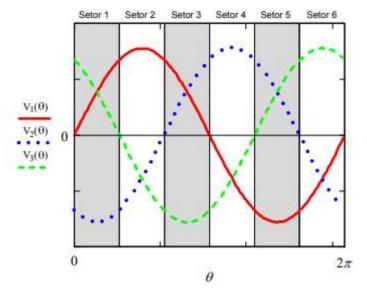


Figura 5. Formas de onda das tensões de entrada divididas em setores.

Fonte: Barbi, Moia e Pini (2010).

Para exemplificar os estados topológicos escolheu-se o setor 2, em que a corrente da fase 1 é positiva, enquanto que as das fases 2 e 3 são negativas. Considerando o setor 2 são apresentadas seis possibilidades de chaveamento possíveis e o caminho das correntes para cada possibilidade.

Na Figura 6 são apresentados os caminhos das correntes com relação ao setor 2 da Figura 5. Para cada configuração das chaves as correntes de entrada apresentam caminhos diferentes. Outra conclusão que pode-se tirar é que sempre que as chaves superiores de um braço estão em condução, as inferiores deste mesmo braço estão bloqueadas e vice versa, de forma a evitar um curto-circuito do barramento CC.

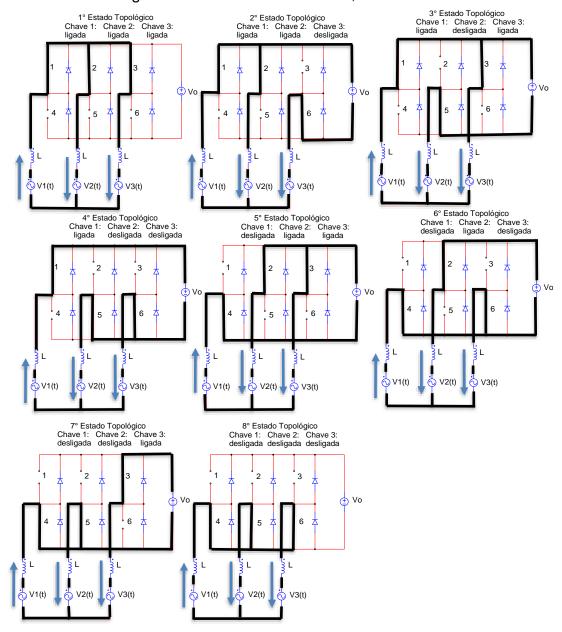


Figura 6. Caminho das correntes, setor 2.

Fonte: Adaptado de Borgonovo (2005).

Para cada uma destas possibilidades é possível simplificar o circuito apresentando o sentido das correntes e da tensão de saída, como apresentado na Figura 7.

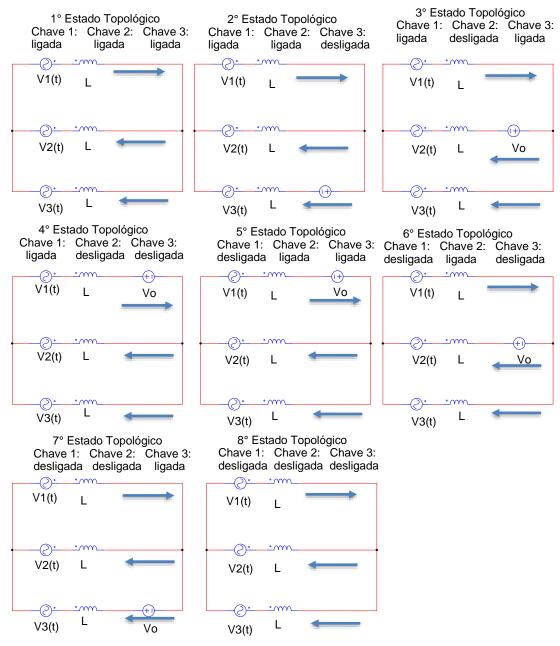


Figura 7. Representação dos circuitos simplificados conforme chaveamento, setor 2.

Fonte: Adaptado de Borgonovo (2005).

Também é possível notar, por meio da Figura 7, o sentido do fluxo de energia observando-se o sentido das correntes e a posição de V_0 . Nos estados topológicos 1 e 8 o indutor *boost* está sendo carregado uma vez que V_0 não aparece no circuito simplificado. Já nos estados topológicos 2, 3 e 4 o fluxo de energia se dá em direção a saída, uma vez que as correntes entram no terminal positivo de V_0 . Por outro lado, nos estados topológicos 5, 6 e 7 o fluxo de energia se dá em direção a entrada, uma vez que a corrente entra no

terminal negativo de V_0 . Assim percebe-se que através do adequado chaveamento das chaves de S_1 determina-se o sentido do fluxo de energia para o setor 2. Para os outros setores a lógica é análoga.

2.3 Transformada de Park

A transformada de Park estabelece uma troca do sistema de referência. E como resultado se obtém grandezas contínuas no tempo, no sistema dq0. Porém, essas grandezas, continuam representando grandezas do sistema ABC (BARBI, 1985). A representação do sistema de referência rotativo da transformada de Park é representada por dq0 como pode-se ver na Figura 8.

q 1 90 180

Figura 8. Sinais resultantes da transformada de Park.

Fonte: Mathworks (2020a).

A transformada de Park utilizada neste trabalho é invariante em potência. Dessa forma, aplicando a devida matriz de transformação sobre um vetor $\overrightarrow{X_{123}}$ a Equação (3), (BARBI, 1985).

$$\overrightarrow{X_{dq0}} = \overrightarrow{B^{-1}} \cdot \overrightarrow{X_{123}} \quad e \quad \overrightarrow{X_{123}} = \overrightarrow{B} \cdot \overrightarrow{X_{dq0}}$$
 (3)

Onde $\overrightarrow{X_{123}}$ representa a sistema de referência 123, $\overrightarrow{B^{-1}}$ (transformada inversa de Park) representa a matriz de transformação, $\overrightarrow{X_{dq0}}$ representam o resultado da transformação. Segundo Bogovorno 2001, $\overrightarrow{B^{-1}}$ é dada pela Equação (4).

$$\overrightarrow{B^{-1}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix}
1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\
\cos(\omega \cdot t) & \cos(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & \cos(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\
-sen(\omega \cdot t) & -sen(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & -sen(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3})
\end{bmatrix} \tag{4}$$

Assim a transformada é apresentada na Equação (5).

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\omega \cdot t) & \cos(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & \cos(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ -sen(\omega \cdot t) & -sen(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & -sen(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix}$$
(5)

A equação pode ser simplificada considerando que a componente 0 é igual a zero conforme Equação (6) (BOGOVORNO, 2001).

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot t) & \cos(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & \cos(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ -\sin(\omega \cdot t) & -\sin(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & -\sin(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix}$$
(6)

Segundo Bogovorno (2001), para garantir a invariância da potência, a transformação deve ser ortogonal conforme apresentada na Equação (7).

$$\overrightarrow{B^{-1}} = \overrightarrow{B^T} \ e \ \overrightarrow{B} = \overrightarrow{B^{-1}}^T \tag{7}$$

Seguindo está lógica pode-se definir \vec{B} pela Equação (8).

$$\vec{B} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos(\omega \cdot t) & -sen(\omega \cdot t) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & -sen(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}) & -sen(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \end{bmatrix}$$
(8)

Assim a transformada inversa é apresentada na Equação (9).

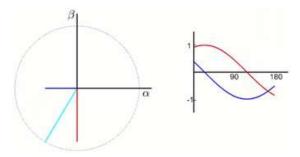
$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos(\omega \cdot t) & -sen(\omega \cdot t) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & -sen(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}) & -sen(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} \tag{9}$$

Ou ainda, de forma equivalente, considerando que a componente 0 é igual a zero, conforme apresentado na Equação (10).

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot t) & -sen(\omega \cdot t) \\ \cos(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & -sen(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ \cos(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}) & -sen(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix}$$
(10)

Já transformada de Clarke converte os componentes do domínio do sistema trifásico em dois componentes em um sistema de referência estacionário ortogonal representado por $\alpha\beta$ (MATHWORKS, 2020a) como apresentado na Figura 9.

Figura 9. Sinais resultantes da transformada de Clarke.



Fonte: Mathworks (2020a).

A relação da transformada de Clarke é apresentada na Equação (11).

$$\begin{bmatrix} X_{\alpha} \\ X_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix}$$
(11)

A transformada de Clarke é especialmente importante para aplicação da transformada de Park, porque por meio dela é possível encontrar o ângulo instantâneo do sistema de referência 123, representado nas Equações (4) à (10) por $\omega \cdot t$ através da Equação (12).

$$\omega \cdot t = atan2 = \frac{X_{\alpha}}{X_{\beta}} \tag{12}$$

A transformada de Park pode ser usada no contexto da engenharia elétrica com circuitos trifásico (RASHID, 2014). Ela pode ser usada para tornar grandezas variáveis no tempo (CA) no sistema de referência 123, em variáveis constantes no tempo (CC) no sistema de referência dq0. Resumidamente, a transformada de Park converte os componentes no domínio do tempo de um sistema trifásico de referência 123 em componentes diretos (d), em quadratura (q) e zero (0) de um sistema de referência de referência rotativo (MATHWORKS, 2020b).

Uma vantagem da transformada de Park que preserva a potência ativa e reativa com relação ao sistema de referência 123 é o fato de que ela divide as componentes das correntes ou tensão, em que elas são aplicadas, em componentes de potência ativa, representado pela variável d e em componentes de potência reativa, representado pela variável q (BARBI, 1985). Por exemplo, no caso deste trabalho a transformada de Park será aplica nas correntes de entrada i_1 , i_2 e i_3 . Neste caso o sistema de referência de referência rotacionará com a frequência angular da rede ($\omega \simeq 377 rad/s$). No sistema de referência dq0 as variáveis correspondentes serão i_d , i_q e i_0 . A corrente i_d representa a corrente de eixo direto e i_q representa a corrente de eixo em quadratura. Neste trabalho, $i_q = 0$, pois trata-se de um retificador

com fator de potência unitário. Além disso, como trata-se de um sistema balanceado, a corrente de linha é a mesma para as três fases e por consequência i_0 é igual a zero (BOGOVORNO, 2001).

Como será apresentado no capítulo de controle a transformada de Park simplifica as malhas de controle. Como ela gera variáveis lineares e invariantes no tempo, pode-se aplicar controles lineares como, por exemplo, o controle proporcional integral.

2.4 Modelagem Matemática

Esta secção é baseada em Font et al. (2003), para compreensão mais aprofundada recomenda-se a consulta dessa referência. Para modelagem do circuito será utilizada a transformada de Park, pois ela facilita o equacionamento. O circuito que representa o modelo do conversor é apresentado na Figura 10. Em que, $V_1(t)$, $V_2(t)$ e $V_3(t)$ são as tensões de entrada senoidal equilibradas, L são as indutâncias de entrada, R são as resistências de linha, Q_1 à Q_6 são as seis chaves IGBTs, C_0 é o capacitor de saída, R_0 é o resistor de saída e V_0 é a tensão de saída.

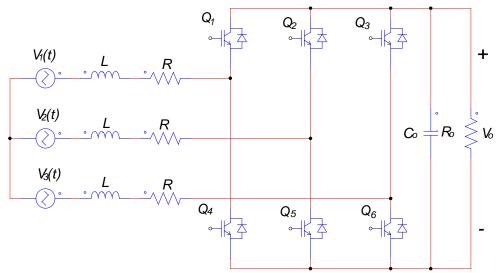


Figura 10. Representação simplificada do retificador.

Fonte: Adaptado de Font et al. (2003).

As tensões de fase de alimentação do circuito são senoidais e equilibradas apresentadas na Equação (13).

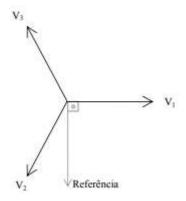
$$\begin{cases} V_{1}(t) = V_{p} \cdot sen(\omega \cdot t) \\ V_{2}(t) = V_{p} \cdot sen(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ V_{3}(t) = V_{p} \cdot sen(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \end{cases}$$

$$(13)$$

Em que ω é a velocidade angular e V_p é a tensão de pico.

Inicialmente o sistema de referência 123 é atrasada 90° para simplificar a análise. Assim, após a aplicação da transformada de Park o vetor resultante fica em fase com o eixo direto do sistema de referência dq0. A Figura 11 apresenta essa nova referência.

Figura 11. Representação vetorial das tensões de fase com o referencial deslocado de 90°.



Fonte: Font et al. (2003).

Assim as tensões de entrada do novo sistema de referência são representadas na Equação (14).

$$\begin{cases} V_{1}(t) = V_{p} \cdot sen\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{2}\right) \\ V_{2}(t) = V_{p} \cdot sen\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{3}(t) = V_{p} \cdot sen\left(\omega \cdot t + \frac{7 \cdot \pi}{6}\right) \end{cases}$$

$$(14)$$

A Figura 12 apresenta algumas simplificações que facilitam a análise do circuito sem perda generalidade.

 $V_{1}(t)$ L R S_{1} S_{a} Y_{a} $V_{2}(t)$ L R S_{2} S_{b} Y_{b} $V_{3}(t)$ L R S_{3} S_{4} S_{5} S_{5}

Figura 12. Representação simplificado do retificador.

Fonte: Adaptado de Font et al. (2003).

Como se pode ver no modelo as tensões são referenciadas com relação as chaves S_1 , S_2 e S_3 . As tensões $V_{s1}(t)$, $V_{s2}(t)$ e $V_{s3}(t)$ são as tensões médias que cada fase enxerga de acordo com as razões cíclicas correspondentes aplicadas. Com relação à posição das chaves S_1 , S_2 e S_3 , pode-se escrever a Equação (15).

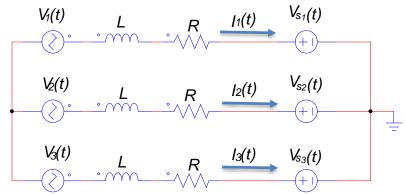
$$\begin{cases} D_{1}(t) = 1 \to S_{1} \to V_{S1}(t) = +\frac{V_{0}}{2} \\ D_{1}(t) = 0 \to S_{1} \to V_{S1}(t) = -\frac{V_{0}}{2} \\ D_{2}(t) = 1 \to S_{2} \to V_{S2}(t) = +\frac{V_{0}}{2} \\ D_{2}(t) = 0 \to S_{2} \to V_{S2}(t) = -\frac{V_{0}}{2} \\ D_{3}(t) = 1 \to S_{3} \to V_{S3}(t) = +\frac{V_{0}}{2} \\ D_{3}(t) = 0 \to S_{3} \to V_{S3}(t) = -\frac{V_{0}}{2} \end{cases}$$

$$(15)$$

Onde $D_1(t)$, $D_2(t)$ e $D_3(t)$ representam variáveis binárias que são iguais a 1 se as chaves S_1 , S_2 e S_3 estiverem nas posições X_A , X_B e X_C , respectivamente, por outro lado, são iguais a 0 caso estas chaves encontrem-se nas posições Y_A , Y_B e Y_C respectivamente, de acordo com a Figura 12.

A partir da Equação (15) pode-se criar um modelo simplificado do retificador e acrescentar as resistências de linha, as quais modelam a resistência das indutâncias mais a resistências dos IGBTs.

Figura 13. Representação simplificada do retificador com inserção de resistência de entrada.



Fonte: Adaptado de Font et al. (2003).

A partir das malhas de tensão da Figura 13 e da Equação (15) é possível reescrever as equações que descrevem o circuito de acordo com a Equação (16).

$$\begin{cases} V_{1}(t) = L \cdot \frac{dI_{1}(t)}{dt} + R \cdot I_{1}(t) + V_{0} \cdot \left(D_{1}(t) - \frac{1}{2}\right) \\ V_{2}(t) = L \cdot \frac{dI_{2}(t)}{dt} + R \cdot I_{2}(t) + V_{0} \cdot \left(D_{2}(t) - \frac{1}{2}\right) \\ V_{3}(t) = L \cdot \frac{dI_{3}(t)}{dt} + R \cdot I_{3}(t) + V_{0} \cdot \left(D_{3}(t) - \frac{1}{2}\right) \end{cases}$$

$$(16)$$

Colocando-se as variáveis na forma vetorial, obtém-se a Equação (17).

$$\overrightarrow{V_{123}} = \begin{bmatrix} V_1(t) \\ V_2(t) \\ V_3(t) \end{bmatrix}; \overrightarrow{I_{123}} = \begin{bmatrix} I_1(t) \\ I_2(t) \\ I_3(t) \end{bmatrix}; \overrightarrow{D_{123}} = \begin{bmatrix} D_1(t) \\ D_2(t) \\ D_3(t) \end{bmatrix}; \overrightarrow{V_0} = \begin{bmatrix} V_0 \\ V_0 \\ V_0 \end{bmatrix}; \overrightarrow{V_{dq}} = \begin{bmatrix} V_0(t) \\ V_d(t) \\ V_q(t) \end{bmatrix}$$
(17)

A partir da definição dos vetores da Equação (17) pode-se reescrever a Equação (16) na forma vetorial conforme Equação (18).

$$\overrightarrow{V_{123}} = L \cdot \frac{d\overrightarrow{I_{123}}}{dt} + R \cdot \overrightarrow{I_{123}} + V_0 \cdot \overrightarrow{D_{123}} - \frac{1}{2} \overrightarrow{V_0}$$

$$\tag{18}$$

A transformada de Park aplicada na Equação (18) produz a Equação (19).

$$\overrightarrow{V_{dq0}} = L \cdot \frac{d\overrightarrow{I_{dq}}}{dt} + L\overrightarrow{B^{-1}} \cdot \left[\frac{d\overrightarrow{B}}{dt} \right] \cdot \overrightarrow{I_{dq}} + R \cdot \overrightarrow{B^{-1}} \cdot \overrightarrow{I_{dq}} + V_0 \cdot \overrightarrow{D_{dq}} - \frac{1}{2} \cdot \overrightarrow{B^{-1}} \cdot V_0 \quad (19)$$

Após a aplicação da transformada, Font et al. (2003), apresenta os resultados dos ciclos de trabalho no sistema de referência dq0 na Equação (20). Neste trabalho, porém a diferença da Equação (20) está no fato que foram inseridas as resistências de linha em relação a Font et al. (2003). A componente D_0 é diferente de zero, devido a mudança no sistema de referência que foi apresentada na Figura 11.

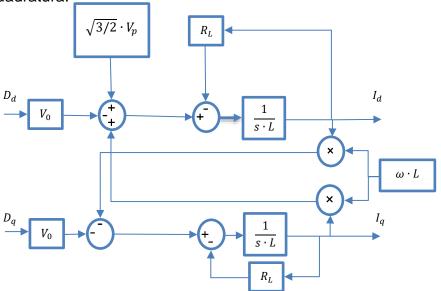
$$\begin{cases} D_0 = \frac{\sqrt{3}}{2} \\ D_d = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_p}{V_0} + L \cdot \omega \cdot \frac{I_q}{V_0} - R \cdot \frac{I_d}{V_0} \\ D_q = -\frac{L \cdot \omega \cdot I_d}{V_0} - R \cdot \frac{I_q}{V_0} \end{cases}$$
(20)

Aplicando a Equação (20) na Equação (19), resolvendo e colocando em evidência as derivadas $\frac{dI_d(t)}{dt}$ e $\frac{dI_q(t)}{dt}$ obtêm-se a Equação (21).

$$\begin{cases}
L \cdot \frac{dI_d(t)}{dt} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_p + L \cdot \omega \cdot I_q(t) - V_0 \cdot D_d(t) - R \cdot I_d(t) \\
L \cdot \frac{dI_q(t)}{dt} = -L \cdot \omega \cdot I_d(t) - V_0 \cdot D_q(t) - R \cdot I_q(t)
\end{cases} \tag{21}$$

O diagrama de bloco do retificador pode ser expresso em componentes dq0 de acordo com a Equação (21) como mostrado na Figura 14.

Figura 14.Diagrama de blocos das malhas de corrente de eixo direto e em quadratura.



Fonte: Adaptado de Font et al. (2003).

A partir da Figura 14 e da Equação (21) verifica-se o acoplamento existente entre as variáveis I_d , I_q , D_d e D_q . Segundo Cichowlas e Kasmierkowski (2002), para gerar o desacoplamento utilizam-se variáveis auxiliares $D_d{}'(t)$ e $D_q{}'(t)$ como apresentado na Equação (22).

$$\begin{cases} D'_d(t) = D_d(t) - \frac{L \cdot \omega}{V_0} \cdot I_q(t) \\ D'_q(t) = D_q(t) + \frac{L \cdot \omega}{V_0} \cdot I_d(t) \end{cases}$$
 (22)

As variáveis auxiliares subtraem as partes que acoplam as malhas de I_d e I_q . Assim pode-se produzir uma malha de controle independente para I_d e V_d e outra para I_q e V_q com controles independentes. Aplicando a Equação (22) na Equação (21) e simplificando tem-se a Equação (23).

$$\begin{cases}
L \cdot \frac{dI_d(t)}{dt} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_p - V_0 \cdot D'_d(t) - R \cdot I_d(t) \\
L \cdot \frac{dI_q(t)}{dt} = -V_0 \cdot D'_q(t) - R \cdot I_q(t)
\end{cases} \tag{23}$$

As variáveis para a Equação (23) foram definidas para um ponto de operação fixo. Define-se as perturbações de pequenos sinais em torno do ponto de operação como apresentado na Equação (24). Onde D_d' , $d_d'(t)$, D_q' , $d_q'(t)$, I_d , $i_d(t)$, I_q e $i_q(t)$ são respectivamente a modulação de eixo direto, a perturbação da modulação de eixo direto, a modulação de eixo em quadratura, a perturbação de eixo em quadratura, a corrente de eixo direto, a perturbação da corrente de eixo direto, a corrente de eixo em quadratura e a perturbação da corrente de eixo em quadratura.

$$\begin{cases}
D'_{d}(t) = D'_{d} + d_{d}'(t) \\
D'_{q}(t) = D'_{q} + d_{q}'(t) \\
I_{d}(t) = I_{d} + i_{d}(t) \\
I_{q}(t) = I_{q} + i_{q}(t)
\end{cases} (24)$$

Aplicando a Equação (24) na Equação (23) obtém-se a Equação (25) que uma equação com ponto fixo e uma pequena perturbação.

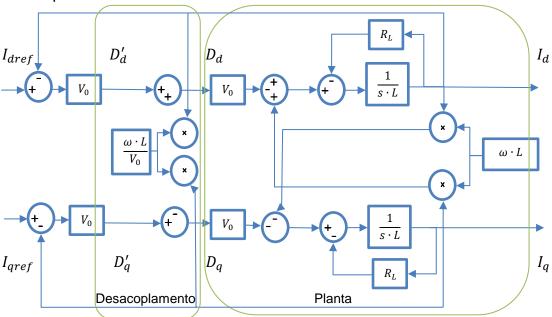
$$\begin{cases}
\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_p = L \cdot \frac{d[I_d + i_d(t)]}{dt} + V_0 \cdot [D'_d + d'_d(t)] + R \cdot [I_d + i_d(t)] \\
0 = L \cdot \frac{d[I_q + i_q(t)]}{dt} + V_0 \cdot [D'_q + d'_q(t)] + R \cdot [I_q + i_q(t)]
\end{cases} (25)$$

Subtraindo-se a Equação (23) (equação com ponto fixo) da Equação (25) (equação com ponto fixo e uma pequena perturbação) obtém a Equação (26) que é a Equação geral.

$$\begin{cases} \frac{i_d(s)}{d'_d(s)} = -\frac{V_0}{L \cdot s + R} \\ \frac{i_q(s)}{d'_q(s)} = -\frac{V_0}{L \cdot s + R} \end{cases}$$
(26)

A Figura 15 apresenta o diagrama de bloco completo do retificador. A planta é a mesma da Figura 14 obtida pela equação (21), já os sinais de controle D_d e D_q são obtidos a partir do desacoplamento da Equação (22).

Figura 15. Diagrama de blocos do controle da malha de corrente com desacoplamento.



Fonte: Adaptado de Font et al. (2003).

O desenvolvimento da função de transferência da saída $v_0(s)$ com relação a $i_d(s)$ é idêntico ao apresentado em Bogovorno (2001) e pode ser consultado nessa referência. A partir da Equação (26) Bogovorno (2001) obtém a Equação (27) que é a função de transferência do sistema.

$$v_0(s) = \sqrt{\frac{3}{2} \cdot \frac{V_p \cdot R_0}{V_0}} \frac{1 - \frac{2}{3} \cdot \frac{L \cdot P}{V_p^2} \cdot s}{1 + C_0 \cdot R_0 \cdot s} \cdot i_d(s)$$
 (27)

A partir da Equação (27) pode-se encontrar o valor da tensão de saída em regime permanente, isolando V_0 e aplicando s=0. A Equação (28) desconsidera as perdas da linha por serem desprezíveis.

$$V_0 = \sqrt{3 \cdot V_{fase} \cdot R_0 \cdot I_d} \tag{28}$$

Em que, V_{fase} é a tensão de fase eficaz de entrada.

A relação entre I_d e I_{fase} é obtida por simplificações trigonométricas da transformada de Park em regime permanente. É dada pela Equação (29).

$$I_d = \sqrt{3} \cdot I_{fase} \tag{29}$$

A corrente de fase de entrada em regime permanente pode ser encontrada a partir da potência de entrada, desconsiderando-se as perdas, como apresentado na Equação (30).

$$I_{fase} = \frac{P}{3 \cdot V_{fase}} \tag{30}$$

2.5 Limites de Operação

Nas subsecções a seguir são apresentados os princípios que estabelecem os limites máximo e mínimos da tensão e corrente de saída os quais estão relacionadas com as correntes e tensões de entrada.

2.5.1 Limite Inferior da Tensão de Saída

Para ter controle da operação do retificador, todos seus diodos devem estar inversamente polarizados continuamente em todos os valores de alimentação instantânea no lado CA. Caso contrário os diodos entrarão em condução e o retificador se comportará como uma ponte de Graetz passiva comum. Para que isso não aconteça é necessário manter a tensão de referência sempre maior que a tensão de pico CC gerada por uma ponte de Graetz passiva (RASHID, 2001). A partir de Barbi (2012), sabe-se que o pico da ponte de Graetz passiva é o pico da tensão de linha, assim a tensão mínima do retificador para que o mesmo não deixe de seguir a referência é dada pela Equação (31).

$$V_{0_{minima}} = V_{ef} \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \tag{31}$$

onde V_{ef} é a tensão eficaz de fase trifásica equilibrada de entrada. Este limite foi confirmado por simulação com o software PSIM.

2.5.2 Limites Inferior da Corrente de Saída

Em Wu, Dewan e Slemon (1991) é mostrado que em condições sem cargas para o retificador, a corrente de linha é igual a componente harmônico da corrente mais uma pequena parcela devido as perdas do retificador. Podese entender que na condição sem carga há uma troca de energia reativa entre o campo magnético dos indutores de entrada e o campo elétrico do capacitor de saída. Essa pequena corrente reativa faz com que o retificador não perca o controle em operação sem carga. Assim, o limite mínimo teórico da corrente de saída do retificador é zero.

2.5.3 Limites Superior da Corrente de Saída

A partir do entendimento da Figura 7, de que o chaveamento do retificador e os ciclos de trabalho estabelecem V_0 , além do modelo

apresentado na Figura 13, desconsiderando a resistência de linha para facilitar já que neste caso não existe diferença, pode-se estabelecer a Equação (32).

$$\begin{cases} V_{S1}(t) = \frac{V_0}{2} \cdot (2 \cdot D_1(t) - 1) = V_0 \cdot \left(D_1(t) - \frac{1}{2}\right) \\ V_{S2}(t) = \frac{V_0}{2} \cdot (2 \cdot D_2(t) - 1) = V_0 \cdot \left(D_2(t) - \frac{1}{2}\right) \\ V_{S3}(t) = \frac{V_0}{2} \cdot (2 \cdot D_3(t) - 1) = V_0 \cdot \left(D_3(t) - \frac{1}{2}\right) \end{cases}$$
(32)

Considerando-se que a razão cíclica varia entre 0 e 1, tem-se a Equação (33).

$$-\frac{V_0}{2} \le V_{S1}(t) \le \frac{V_0}{2} \tag{33}$$

A tensão em um indutor é dada pela Equação (34).

$$V_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \tag{34}$$

Analisando a Figura 13 (desconsiderando a resistência por facilidade) e lançando mão da Equação (33), tem-se a Equação (35).

$$\begin{cases} V_L(t) = (V_1(t) - V_{s1}(t)) \ge 0 \text{ ou} \\ V_L(t) = (V_1(t) - V_{s1}(t)) \le 0 \end{cases}$$
 (35)

Como V_0 deve ser maior que o pico da linha da rede, para qualquer situação $V_1(t)-V_{s1}(t)$ pode-se assumir valor negativos ou positivos. Assim pode-se impor derivadas negativa e positivas sobre I_1 , variando-se o índice de modulação $D_1(t)$. Segundo Borgonovo (2005), isso garante o controle do retificador para qualquer valor de corrente maior que zero. Assim, matematicamente, não há um limite superior para as correntes do modelo deste conversor. Na verdade, este limite só ocorrerá devido as aproximações

devido as aproximações utilizadas no desenvolvimento do sistema de controle.

Além disso, existem as limitações decorrentes das propriedades físicas dos componentes do circuito (como, por exemplo, a corrente máxima suportada pela ponte de IGBTs) estabelecidas nos manuais dos mesmos.

2.5.4 Limite Superior da Tensão de Saída

A relação mostrada na Equação (27) estabelece uma relação de proporcionalidade de I_d com V_0 em regime permanente. Assim, matematicamente, como não há limites para a corrente de saída, por consequência, também não há limites máximos para as correntes de entrada e para a tensão de saída. Na prática o limite de V_0 é estabelecido pelos limites físicos dos componentes do retificador.

2.6 Parâmetros de Desempenho do Retificador

Os principais parâmetros de qualidade na análise de regime permanente são: *ripple* (do inglês, ondulação), fator de deslocamento, fator de potência, taxa de distorção harmônica, seguimento de referência, dentre outros (DUGAN, 2004).

2.6.1 Fator de Deslocamento

O fator de deslocamento representa a defasagem entre a tensão e a corrente na frequência fundamental. Seu valor é dado pela Equação (36), sendo esse parâmetro adimensional.

$$F_{deslocamento} = \cos(\theta_1) \tag{36}$$

Em que θ_1 é o ângulo de defasagem entre a componente fundamental da tensão e a componente fundamental da corrente.

2.6.2 Taxa de Distorção Harmônica

A taxa de distorção harmônica representa, em porcentagem, a razão entre a raiz do somatório dos valores de pico das componentes harmônicas da tensão ou corrente ao quadrado dividida pelo respectivo valor de pico da componente fundamental, como apresentado nas Equações (37) e (38) (POMILIO, 2009).

$$TDH_{v} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V_{pico_{n}})^{2}}}{V_{pico_{1}}}$$
(37)

$$TDH_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (I_{pico_n})^2}}{I_{pico_1}}$$
(38)

Em que, V_{pico_n} é o valor de pico da componente harmônica de ordem n da tensão e I_{pico_n} é o valor de pico da componente harmônica de ordem n da corrente. Pode-se entender, no contexto deste trabalho, que essa relação apresenta o quanto a carga distorce a tensão ou a corrente. Na prática o somatório na expressão torna-se finito uma vez que se desconsideram as componentes de maior ordem, e consequentemente menor amplitude, no cálculo.

2.6.3 Fator de Potência

O fator de potência é a razão entre a potência ativa e a potência aparente como apresentado na Equação (39). Difere do fator de deslocamento, pois considera o conteúdo harmônico da tensão ou corrente.

$$F_{potência} = \frac{P}{S} \tag{39}$$

Em que, P é a potência ativa e S é a potência aparente. O cálculo do fator de potência pode ser definido de forma mais detalhada dependendo da presença de distorção harmônica ou não.

2.6.3.1 Fator de Potência para Tensão e Corrente Senoidais

A tensão de alimentação senoidal pode ser representada pela Equação (40).

$$v(t) = V_{pico} \cdot sen(\omega \cdot t) \tag{40}$$

Em que, V_{pico} é a tensão de pico da alimentação dada em Volts, ω é a frequência angular da rede dada em radianos por segundo e t é o tempo dado em segundos.

Para uma carga linear, a corrente de linha pode ser representada pela Equação (41).

$$i(t) = I_{pico} \cdot sen(\omega \cdot t + \varphi) \tag{41}$$

Em que, φ é o ângulo de defasagem entre a corrente e a tensão dado em radianos e I_{pico} é a corrente de pico dada em Amperes.

A potência instantânea é dada pela Equação (42).

$$p(t) = V_{pico} \cdot I_{pico} \cdot sen(\omega \cdot t) \cdot sen(\omega \cdot t + \varphi)$$
 (42)

A potência aparente é representada pela Equação (43).

$$S = \left(\frac{V_{pico}}{\sqrt{2}}\right) \cdot \left(\frac{I_{pico}}{\sqrt{2}}\right) = \frac{V_{pico} \cdot I_{pico}}{2} \tag{43}$$

Aplicando-se as Equações (42) e (43) em (39) obtém-se o fator de potência dado pela Equação (44).

$$F_{potência} = \cos(\varphi) \tag{44}$$

O fator potência calculada dessa forma é aplicado para casos de tensão e corrente senoidal e de mesma frequência. Neste caso o resultado do fator de potência é equivalente ao do fator de deslocamento.

2.6.3.2 Fator de Potência para Tensão Senoidais e Corrente Distorcida

Considera-se inicialmente que a fonte de alimentação é um barramento infinito sem harmônicas com tensão senoidal dada pela Equação (45).

$$v(t) = V_{nico} \cdot sen(\omega \cdot t) \tag{45}$$

Supõe-se que a corrente drenada pela carga seja distorcida, mas periódica, com a mesma frequência da tensão. Segundo Barbi (2012), a corrente eficaz pode ser expressa por series de Fourier pelas Equações (46) e (47) (POMILIO, 2009).

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{0}^{2 \cdot \pi} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \left[I_{pico_{n}} \cdot sen(\omega \cdot t + \varphi_{n}) \right]^{2} \right\} d\omega \cdot t}$$
 (46)

$$I_{ef} = \frac{I_{pico_1}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_{pico_n}}{I_{pico_1}}\right)^2}$$
 (47)

Em que, I_{pico_1} é o pico da componente fundamental da corrente, I_{pico_n} é o pico da enésima componente harmônica e φ_n é o ângulo entre a enésima

componente harmônica da corrente em relação a componente fundamental da tensão.

Aplicando a Equação (38) na Equação (47), a corrente eficaz pode ser expressa em função da TDH_i dada pela Equação (48).

$$I_{ef} = \sqrt{1 + (TDH_i)^2} \tag{48}$$

A potência ativa média é definida pela Equação (49).

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt \tag{49}$$

Em que, T é o período dado em segundos.

Aplicando a Equação (48) e a Equação (45) na Equação (49) obtém-se a Equação (50).

$$P = V_{pico} \cdot I_{pico_1} \cdot \cos(\varphi_1) \tag{50}$$

Aplicando-se a Equação (50) na Equação (39) obtém-se a Equação (51) com o fator de potência em função da DHT_i e do fator de deslocamento (POMILIO, 2009).

$$F_{potência} = \frac{\cos(\varphi_1)}{\sqrt{1 + (TDH_i)^2}} \tag{51}$$

2.6.4 Ondulação de Tensão e Corrente

Ripple representa a variação de uma grandeza elétrica de seu valor médio (em situação de regime permanente). Nesse caso representa a porcentagem residual de uma componente de tensão ou corrente alternada em regime permanente sobreposta ao valor médio em regime permanente (BARBI, 2012).

O *ripple* pode ser calculado de acordo com a Equação (52) e Equação (53).

$$X_{ca} = \sqrt{(X_{ef})^2 - (X_{m\'edio})^2}$$
 (52)

$$F_{ripple} = \frac{X_{ca}}{X_{médio}} \tag{53}$$

Em que, X representa ou uma variável de tensão ou de corrente, dependendo do que se deseja analisar, X_{ca} é a componente alternada desta variável, $X_{médio}$ é a componente média e X_{ef} é o valor eficaz desta variável.

2.6.5 Fator de Crista

O fator de crista é a relação entre o pico de uma onda com o seu valor eficaz. Idealmente converge para 1,41 para uma onda senoidal e idealmente converge para 1,00 para uma onda constante. Pode ser usado para analisar a existência de picos muito elevados de corrente para ondas senoidais. É dado pela Equação (54).

$$F_{crista} = \frac{X_{pico}}{X_{ef}} \tag{54}$$

2.7 Princípios do Sistema de Controle do Retificador

Como a rede de alimentação é considerada equilibrada, para efeitos de análise o retificador pode ser considerado três retificadores monofásicos. A Figura 16 apresenta o retificador monofásico equivalente por fase para o Retificador Trifásico *Boost* PWM com PFC. O retificador é formado por 4 IGBTs $(S_1, S_2, S_3 \ e \ S_4)$ e apresenta na sua saída AB uma tensão média equivalente a V_{inv} fornecida pelo sistema de controle. A saída é formada por

um filtro de segunda ordem formado pelo capacitor \mathcal{C} e pelo indutor \mathcal{L} (além da resistência de linha \mathcal{R} a qual é desprezível para o desenvolvimento do sistema de controle) que atenua as componentes de alta frequência geradas pela modulação PWM. A tensão de entrada é dada pela fonte V_1 , a corrente i_1 é a corrente na fase 1, a carga é representada pela resistência \mathcal{R}_0 e a tensão de saída é representada pela tensão V_0 e i_0 representa a corrente sobre a carga.

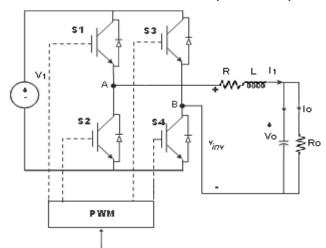


Figura 16. Retificador monofásico equivalente por fase.

Fonte: Adaptado de Siqueira (2013).

A tensão de saída média no período de um chaveamento é dado pela Equação (55).

$$\overline{V_{inv}}(t) = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} v_{inv}(t) dt$$
 (55)

Em que, T_s é o período dado em segundos.

De acordo com Siqueira (2013), a Equação (56) apresenta a malha de tensão entre os pontos AB.

$$L \cdot \frac{di_L}{dt} = V_{inv} - V_0 - R_0 \cdot i_1 \tag{56}$$

Em que, R é a resistência do indutor mais a da linha e V_0 é a tensão de saída sobre o capacitor C. Já a Equação (57) descreve as correntes sobre o nó entre o indutor L e o capacitor C.

$$C \cdot \frac{dV_o(t)}{dt} = i_1 - i_o \tag{57}$$

As Equações (56) e (57) podem ser descritas no domínio da frequência para facilitar a análise de acordo com as Equações (58) e (59).

$$I_{L} = \frac{1}{(s \cdot L + R_{0})} \cdot (V_{inv} - V_{0})$$
 (58)

$$V_o = \frac{1}{s \cdot C} \cdot (I_1 - I_o) \tag{59}$$

De acordo com as Equações (58) e (59) obtém-se a Equação (60) da tensão de saída em função de V_{inv} e I_0 .

$$V_{o} = \frac{1}{s^{2} \cdot C \cdot L + s \cdot C \cdot R_{0} + 1} \cdot V_{inv} - \frac{s \cdot L + R_{0}}{s^{2} \cdot C \cdot L + s \cdot C \cdot R_{0} + 1} \cdot I_{0}$$
 (60)

2.7.1 Desenvolvimento do Sistema de Controle do Retificador

O controlador proporcional integral (PI) é amplamente utilizado na indústria, pois apresenta erro nulo em regime permanente (para sistemas sem polos na origem) frente a uma referência do tipo degrau unitário, além de ser menos sensível a ruídos em comparação a controles que possuam a ação derivativa (BAZANELLA; JUNIOR, 2005). Ainda segundo Bazanella e Junior (2005), o sinal de controle de controlador PI é dado pela Equação (61).

$$u(t) = K_p(e(t)) + \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^t e(\tau) \, d\tau$$
 (61)

Em que, T_s é a constante de tempo integral do controle PI dada em segundos e K_p é a constante proporcional do controle PI.

A Equação (61) pode ser representada no domínio da frequência através da transformada de Laplace na Equação (62).

$$C_{pi}(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = \frac{K_p \cdot (s + K_{int})}{s}$$
(62)

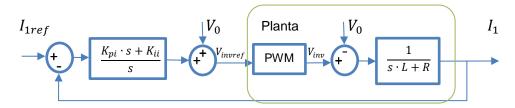
Em que, K_{int} é a constante integral, igual ao inverso de T_s .

Para o desenvolvimento do controlador PI da malha de corrente deste trabalho é apresentado o diagrama de blocos da malha de corrente de cada fase do retificador na Figura 17. De acordo com a Figura 17 a função de transferência da malha de corrente, representada por $T_i(s)$ é dada pela Equação (63).

$$T_{i}(s) = \frac{I_{1}(s)}{I_{1_{ref}}(s)} = \frac{\frac{K_{pi} \cdot s}{L} + \frac{1}{K_{ii} \cdot L}}{s^{2} + s \cdot \frac{(K_{pi} + R)}{L} + \frac{1}{K_{ii} \cdot L}}$$
(63)

Em que, K_{pi} é a constante proporcional a da malha de corrente e K_{ii} é a constante integral da malha de corrente.

Figura 17. Diagrama de blocos da malha de corrente com controlador PI.



Fonte: Adaptado de Siqueira (2013).

Um sistema de segunda ordem pode ser representado pela Equação (64).

$$G_{s} = \frac{\omega_{n}^{2}}{s^{2} + 2 \cdot \xi \cdot \omega_{n} \cdot s + \omega_{n}^{2}} \tag{64}$$

Em que, ξ e ω_n são respectivamente o coeficiente de amortecimento e a frequência natural não amortecida. Comparando-se (63) com (64) obtém-se as Equações (65) e (66) para as constantes K_{pi} e K_{ii} , respectivamente.

$$K_{pi} = -2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot L - R \tag{65}$$

$$K_{ii} = -L \cdot \omega_n^2 \tag{66}$$

Para o desenvolvimento de um controlador PI da malha de tensão deste trabalho é apresentado o diagrama de blocos da malha de tensão de cada fase do retificador na Figura 18. O bloco $T_i(s)$ representa a malha de corrente que é interna a malha de tensão. Como a malha de corrente responde muito mais rápido que a malha de tensão pode-se considerar que no mesmo momento que a corrente de referência i_{ref} é configurada, tem-se $i_L = i_{ref}$, de forma que, o bloco $T_i(s)$ é considerado como um bloco de ganho unitário (SIQUEIRA, 2013). A partir deste raciocínio e do diagrama de blocos da Figura 18 é desenvolvida a função de transferência da malha de tensão apresentada na Equação (67).

$$T_{v}(s) = \frac{V_{0}(s)}{V_{0_{ref}}(s)} = \frac{\frac{K_{pv} \cdot s}{C} + \frac{1}{K_{iv} \cdot C}}{s^{2} + s \cdot \frac{K_{pv}}{C} + \frac{1}{K_{iv} \cdot C}}$$
(67)

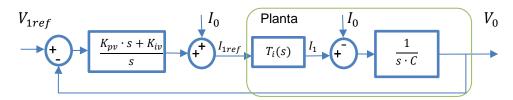
Em que, K_{pv} é a constante proporcional da malha de tensão e K_{iv} é a constante integral da malha de tensão.

Comparando-se (63) com (64) obtém-se as Equações (65) e (66) para as constantes K_{pv} e K_{iv} , respectivamente.

$$K_{pv} = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot C \tag{68}$$

$$K_{iv} = C \cdot \omega_n^2 \tag{69}$$

Figura 18. Diagrama de blocos da malha de tensão com controlador PI e planta.



Fonte: Adaptado de Siqueira (2013).

3 ESTUDO COMPARATIVO ENTRE RETIFICADORES

O estudo comparativo entre retificadores é realizado por meio de simulações. A apresentação das topologias começa pelo retificador mais simples e vai até mais complexo. As topologias abordadas são: Ponte de Graetz, Ponte de Graetz com Filtro Indutivo na Entrada, Retificador Trifásico Boost PWM sem PFC e Retificador Trifásico Boost PWM com PFC. Foram escolhidos dois níveis de potência de saída para serem fixados para comparação entre os retificadores, a saber, 1 kW e 10 kW. Para esses dois níveis de potência de saída foram analisados e comparados os seguintes parâmetros de desempenho para cada retificador: corrente eficaz de entrada, taxa de distorção harmônica das correntes de entrada, fator de crista das correntes de entrada, fator de potência, tensão de saída e ondulação da tensão de saída. Os circuitos foram simulados por um tempo de 1 segundo e os gráficos foram plotados entre o intervalo de 0,95 s e 1 s para observação detalhada das formas de onda em regime permanente. As configurações de cada circuito são apresentadas nas subseções a seguir.

3.1 Modelo da Ponte de Graetz com e sem Filtro Indutivo

A Figura 19 apresenta a ponte de Graetz. Os componentes do circuito não são considerados ideais, de forma que, foram configuradas as características deles. O modelo de diodo utilizado é o DAS 17-12A. Ele suporta um pico de tensão reversa de 1200 V e corrente de 370 A. Com essas especificações ele facilmente suportaria a tensão máxima de pico reversa de 311 V, além da corrente máxima suportável ser mais de 8 vezes maior que as correntes simuladas no pior caso. Tanto a tensão de *threshold* (do inglês, tensão de limiar), de 0,85 V, e a resistência do modelo do diodo, de 8 m Ω , foram configuradas no modelo do PSIM. Esses parâmetros encontram-se no *datasheet* (do inglês, fixa de dados) do componente.

Figura 19. Circuito simulado da ponte de Graetz, PSIM.

O capacitor eletrolítico modelado é da marca Siemens de 1,3 mF e tensão máxima de operação de 800~V. A resistência série equivalente é de $50~m\Omega$ e também foi considerada no modelo. A tensão de linha da entrada é de $127\cdot\sqrt{3}~V$ equilibrada assim como em todos os outros circuitos . A resistência de carga para 1~kW foi configurada para $94,25~\Omega$, enquanto que, para a condição de 10~kW a resistência de carga foi configurada para $8,8~\Omega$.

O segundo circuito simulado é a ponte de Graetz da Figura 19 com a adição de indutores de filtragem na entrada do circuito, como apresentado na Figura 20. Os indutores de linha adicionados são de $1\,mH$ e possuem resistência de $200\,m\Omega$. A resistência decarga para $1\,kW$ foi configurada para $86,5\,\Omega$, enquanto que, para a condição de $10\,kW$ a resistência de carga foi configurada para $7,12\,\Omega$. As resistências são menores que para condição anterior porque o indutor reduz as tensões de saída.

(v) (a) (v) (a

Figura 20. Circuito simulado da ponte de Graetz com indutor.

Fonte: o autor.

3.2 Modelo do Retificador Trifásico PWM sem PFC

O Retificador Trifásico *Boost* PWM sem PFC é apresentado na Figura 21. O indutor, as fontes e o capacitor são os mesmos apresentados para os circuitos anteriores. As chaves são formadas por uma ponte de IGBTs SEMIX 15GD066HDs da marca Semikron. Essa ponte apresenta grande aplicabilidade podendo trabalhar com até 1200 V no barramento de corrente contínua e correntes de até 200 A, desde que devidamente refrigerada. A tensão de saturação é de 0,85 V assim como a tensão de *threshold*. A resistência do transistor é de 5,7 m Ω enquanto que do diodo é de 3,7 m Ω . Essas informações foram retiradas do *datasheet* do componente e foram configuradas nas chaves. A resistência de carga para 1 kW foi configurada para 124,9 Ω , enquanto que, para a condição de 10 kW a resistência de carga foi configurada para 9,75 Ω . A resistência para o caso de 1 kW não é 10 vezes menor que para o caso de 10 kW porque não foi possível ajustar a mesma tensão de saída para o retificador nos dois casos, devido as limitações do sistema de ajuste (blocos de ganhos K) deste retificador.

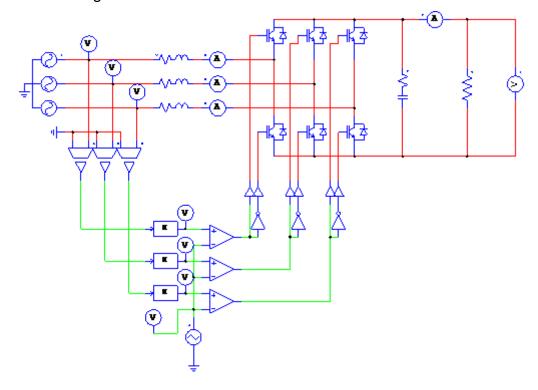


Figura 21. Retificador Trifásico Boost sem PFC.

A modulação foi ajustada para trabalhar com a onda portadora triangular com frequência de 20~kHz e amplitude unitária variando de -0.5 a 0.5. Essa é uma frequência suficientemente alta para limitar a ondulação das correntes de entrada e a ponte de IGBTs suporta chaveamento a esta frequência. Os ganhos K da Figura 21 foram ajustados para tornarem a tensão de saída mais próxima possível de 311~V, ficando K=1 para a condição de 10~kW e K=0.88 para condição de 1~kW.

3.3 Modelo do Retificador Trifásico PWM com PFC

A Figura 22 apresenta o modelo do Retificador Trifásico *Boost* PWM com PFC simulado no PSIM. Todo o circuito de potência do retificador é o mesmo apresentado para o Retificador Trifásico *Boost* PWM sem PFC a menos da resistência de saída. Cada parte do circuito está apresenta e discutida nas Figura 23, Figura 24, Figura 25 e Figura 26 para melhor compreensão.

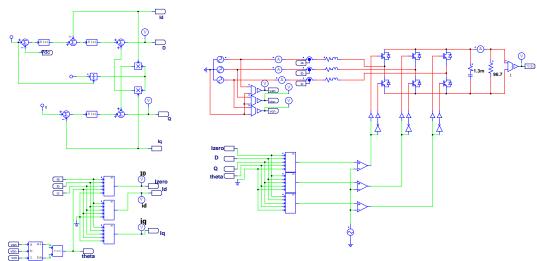


Figura 22. Modelo do Retificador Trifásico PWM com PFC, PSIM.

A parte de controle no canto superior esquerdo apresenta em maiores detalhes na Figura 23. A malha de controle da na Figura 23 é equivalente a malha da Figura 15. Como pode-se ver possui controladores de corrente de eixo direto, de eixo em quadratura e da tensão de saída. A corrente de referência de eixo em quadratura I_{dref} foi configurada como zero para manter o fator de potência unitário, a tensão de saída está configurada como 311 V, mas durante os ensaios foi configurada também para operar como 350 V e 450 V. E por fim a constante $\omega \cdot L = 377 \cdot 10^{-3}$.

311 PI_TENSAO PI_ld

0.377

0.377

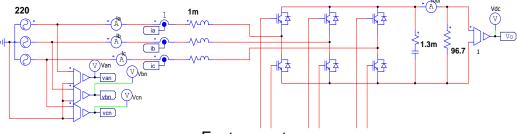
PI_lq

Iq

Figura 23. Detalhe da malha de controle do retificador.

A Figura 24 apresenta em detalhe do circuito de potência simulado. A resistência de carga para 1 kW foi configurada para 96,7 Ω , enquanto que, para a condição de 10 kW a resistência de carga foi configurada para 9,67 Ω . Como pode-se ver há a ponte com 6 chaves IGBTs, os indutores de entrada $(L=1\ mH)$, as tensões de linha de entrada $(V_{linha}=220\ V)$, o capacitor de saída $(C=1,3\ mF)$, correntes de entrada, da tensão de saída e da corrente de saída que representam os sensores do retificador. Outra observação é que o PSIM representa os circuitos de potência com linhas em vermelho enquanto que para parte de controle as linhas são em verde.

Figura 24. Detalhe do circuito de potência simulado.



Fonte: o autor.

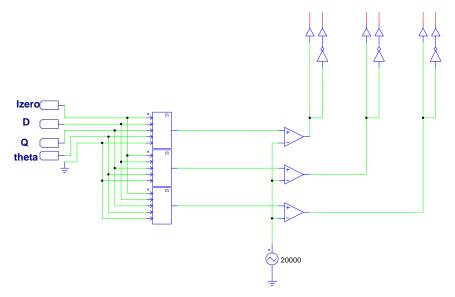
van a al von c be von theta

Figura 25. Detalhes das transformadas de Clarke e Park.

A Figura 25 apresenta os detalhes das transformadas de Clarke e Park da malha de controle. O bloco a esquerda recebe as tensões dos sensores de tensão da entrada, converte para as variáveis α e β e com essas variáveis o bloco de arco tangente de 2 calcula o ângulo instantâneo das tensões de entrada (Equação (12)) e esse ângulo é utilizado para calcular a transformada de Park com os três blocos a direita que executam as operações matemáticas desta transformada.

A Figura 26 apresenta os detalhes dos blocos da transformada de Park inversa do sistema de controle. Os parâmetros de entrada I_{zero} , D, Q e theta representam as amplitudes de controle no sistema de referência dq0, além do ângulo $\omega \cdot t$ e os converte para o sistema de referência 123. Esses sinais são então comparados com uma onda triangular moduladora de 20 kH e dessa comparação surgem os pulsos PWM que controlam os IGBTs.

Figura 26. Detalhes dos blocos da transformada de Park inversa do sistema de controle.



3.3.1 Projeto do controlador proporcionais integrais

O projeto das constantes do sistema de controle foi desenvolvido inicialmente com os valores das indutâncias de entrada $(1\ mH)$, capacitância de saída $(1,3\ mF)$ além das Equações (65), (66), (68) e (69). Os valores de indutância e capacitância foram escolhidos com base nas simulações de comparação entre os retificadores.

A influência dos valores de ξ foi avaliado por meio de simulações. De acordo com a Figura 27 para $\xi=0,1$ e $\xi=0,4$ a resposta apresenta elevada oscilação. Já para valores de ξ maiores que 0,7 o sistema apresenta resposta muito lenta. Assim o valor escolhido foi de $\xi=0,7$. A resposta da malha de corrente é semelhante a malha de tensão por isso foi omitida. Já a frequência angular fundamental ω_n é dada por um quarto da frequência da rede.

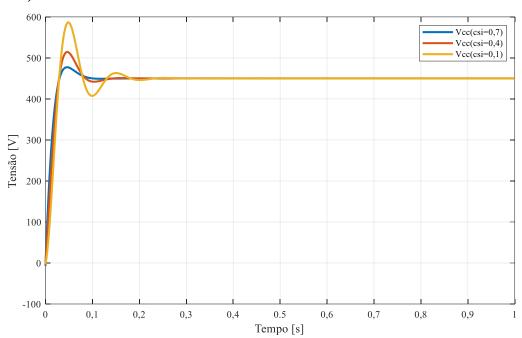


Figura 27. Resposta ao impulso da tensão de saída para diferentes valores de ξ .

As Equações (70) e (71) apresentam as constantes do controlador de tensão.

$$K_{pv} = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot C = 2 \cdot 0.7 \cdot \frac{377}{4} \cdot 1.3 \cdot 10^{-3} = 0.17$$
 (70)

$$K_{iv} = \frac{1}{C \cdot \omega_n^2} = 1.3 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{377}{4}\right)^2 = 11.54$$
 (71)

A Figura 28 apresenta a margem de ganho e fase do controlador gerado com as constantes K_{pv} e K_{iv} obtidos com as Equações (70) e (71). Observa-se que a margem de ganho é de 37,5 dB e a margem de fase é de 74,2 graus. Portanto, conclui-se que o sistema apresenta boa margem de estabilidade tanto em módulo quanto em fase.

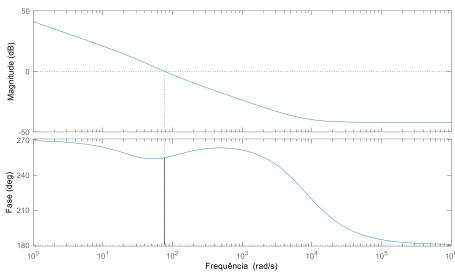


Figura 28. Margem de ganho e fase para o controlador de tensão.

Já a Figura 29 apresenta a margem de ganho em magnitude e fase para os controladores de corrente (lembrando que o controlador da malha I_d é igual ao da malha I_q). Observando-se que a margem de ganho infinito em magnitude e ganho de fase de 88,7 graus. Portanto, conclui-se que o sistema apresenta boa margem de estabilidade tanto em modulo quanto em fase.

As Equações (72) e (73) apresentam o cálculo dos ganhos dos controladores de corrente.

$$K_{pi} = -2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot L - r_L = 2 \cdot 0.7 \cdot \frac{377}{4} \cdot 10^{-3} - 0.2 = -0.33$$
 (72)

$$K_{ii} = -\frac{1}{L \cdot \omega_n^2} = -10^{-3} \cdot \left(\frac{377}{4}\right)^2 = -8,88s$$
 (73)

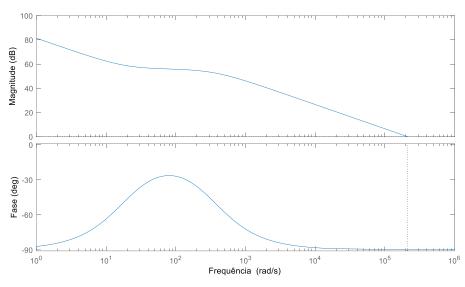


Figura 29. Margem de ganho e fase para dos controladores de corrente.

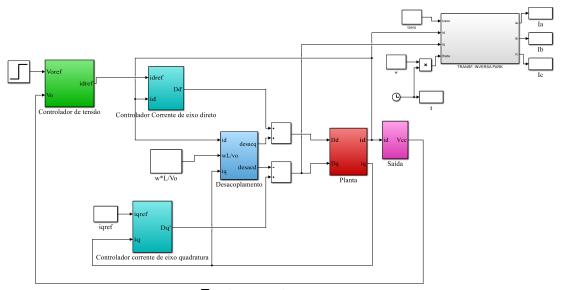
3.4 Validação Matemática do Retificador Trifásico PWM com PFC

O segundo conjunto de simulações trata da validação do modelo matemático do Retificador Trifásico *Boost* PWM com PFC comparando os resultados do modelo matemático implementado no Simulink com os resultados das simulações executadas no PSIM. O circuito simulado no PSIM é mesmo apresentado na Figura 22 e no diagrama de blocos do circuito do Simulink é apresentado na Figura 34.

O diagrama da Figura 34 está de acordo com o diagrama de blocos apresentado na Figura 15. O bloco controlador de tensão é o controlador PI de tensão e os blocos controlador de corrente de eixo direto e de eixo em quadratura são os controladores PI de eixo direto e de eixo em quadratura respectivamente. O bloco denominado desacoplamento possui as operações de desacoplamento da Figura 15 assim como o bloco em vermelho da planta possui as operações do bloco planta da mesma figura. O bloco denominado saída apresenta as operações da Equação (27). O bloco transformada inversa de Park converte as correntes I_q e I_d nas correntes de entrada I_1 , I_2 e I_3 . Um arquivo de extensão .m configura os componentes do circuito como

resistência, indutância, fonte, frequência entre outros com os mesmos dados configurados no circuito do PSIM da (32) e executa a simulação do Simulink.

Figura 30. Diagrama de Blocos do Modelo Matemático do Retificador Trifásico PWM



Fonte: o autor.

Os níveis de tensão de saída de 350 V, de 450 V e para dois níveis de potência, de 1 kW e de 10 kW. Foram comparadas as curvas das correntes de entrada (I_a , I_b e I_c), correntes de eixo direto I_d , corrente de eixo em quadratura I_q e da tensão de saída ($V_{cc} = V_0$), onde foi verificado se as curvas do modelo matemático do Simulink eram equivalentes as curvas do circuito do PSIM, principalmente em regime permanente.

4 RESULTADOS E DISCUÇÕES

Nas subseções a seguir inicialmente são apresentadas as comparações entre os retificadores para condição de 1kW e 10kW de carga. Depois é feito uma comparação gráfica entre as simulações do modelo matemático implementado no Matlab (Figura 30) com o modelo elétrico simulado no PSIM (Figura 22).

4.1.1Simulação da Ponte de Graetz, carga de 1 kW

As primeiras simulações apresentadas são para a ponte de Graetz com resistência de saída de 94,25 Ω (1 kW). É possível observar na Figura 31 as correntes de entrada ficaram extremamente pulsadas. Isso é um problema, pois eleva a taxa de distorção harmônica e reduz o fator de potência o que pode acarretar em multas. Outro problema também são os elevados picos de corrente que são danosos para os estágios de alimentação do retificador.

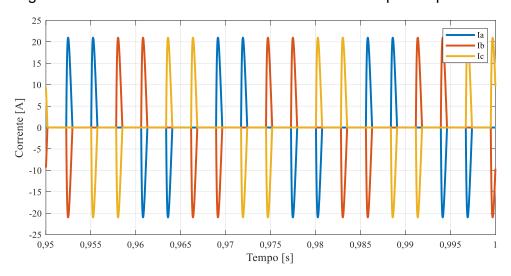


Figura 31. Forma de onda das correntes de entrada para a ponte de Graetz.

Fonte: o autor.

As formas de onda das correntes de entrada, embora pulsadas, estão de acordo com o esperado.

Figura 32 apresenta a tensão de entrada e a corrente de entrada da fase A. Pode-se notar que, apesar de as correntes serem pulsadas, elas não foram deslocadas angularmente, o que não impõe um baixo fator de deslocamento. Outra observação importante é que para cada ciclo da rede há 2 picos positivos de corrente e dois negativos, como esperado já que trata-se de um retificador de 6 pulsos.

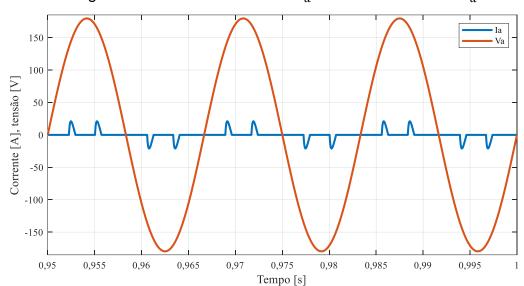


Figura 32. Corrente de entrada I_a e tensão de entrada V_a .

Fonte: o autor.

A Figura 33 apresenta a forma de onda da saída da ponte de Graetz. Inicialmente nota-se que a tensão de saída não atingiu o pico de 311 V devido à resistência interna dos diodos da ponte. Nota-se também que ela apresenta uma composição de tensão alternada sobreposta a uma tensão continua significativamente maior. Cada pico deste representa a condução de dois diodos em conjunto e há 6 pulsos na saída para cada ciclo da tensão de entrada.

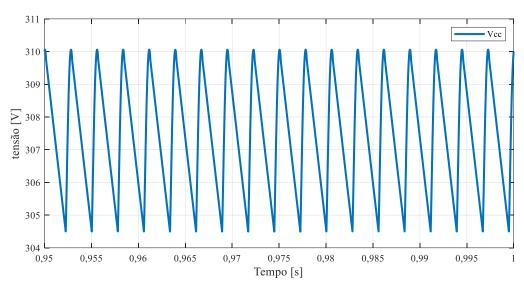


Figura 33. Tensão de saída da ponte de Graetz.

A Tabela 3 apresenta os parâmetros de desempenho do retificador. É observador um baixo fator de FP e uma alta TDH_i devido as correntes de entrada. A tensão de saída apresenta média próxima da esperada teórica, mas o inconveniente é que não se pode controlar a amplitude da tensão de saída. A ondulação da tensão de saída é de aproximadamente 6 V, o que representa uma ondulação na tensão de saída de aproximadamente 2%. Já o fator de crista de 3,52 indica que o formato de onda das correntes de entrada não é senoidal e que os picos são bastante significativos, uma vez que para ondas senoidais este fator se aproxima de 1,41.

Tabela 3. Parâmetros de desempenho da Ponte de Graetz.

FP [%]	$TDH_i[\%]$	$V_{0med}[V]$	ΔV_0 [%]	$I_{frms}[A]$	FC
44,47	200	307	1,96	5,96	3,52

Fonte: o autor.

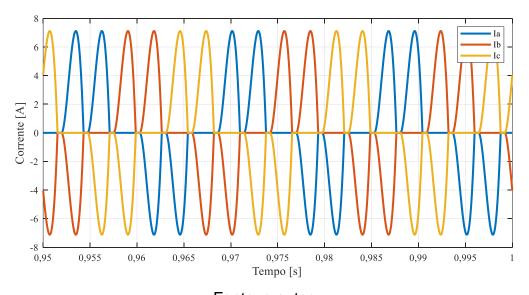
Assim conclui-se que este retificador apresenta razoável qualidade com relação a tensão de saída e corrente devido ao capacitor de filtragem da

saída, embora não seja possível ajustar a tensão de saída. Por outro lado, apresenta péssima forma de onda das correntes de entrada que injetam conteúdo harmônico na rede.

4.1.2 Simulação da Ponte de Graetz com Indutor, carga de 1 kW

Uma forma de resolver o problema das correntes harmônicas de entrada seria colocar um filtro de corrente na linha de entrada da ponte de Graetz. Este é o caso da segunda topologia de simulação, a ponte de Graetz com indutores de filtragem no estágio de entrada. Conforme pode ser observado na Figura 34, o pico das correntes foi reduzido significativamente.

Figura 34. Forma de onda das correntes de entrada da ponte de Graetz com indutor.



Fonte: o autor.

A Figura 35 apresenta as forma de onda corrente de entrada I_a e tensão de entrada V_a . Se por um lado as correntes ficaram menos pulsadas por outro lado pode-se notar que houve um pequeno deslocamento angular entre V_a e I_a . Esse deslocamento será maior quanto maior for a indutância da linha.

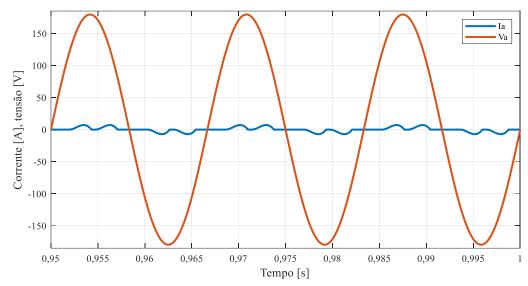


Figura 35. Corrente de entrada I_a e tensão de entrada V_a .

A Figura 36 apresenta o gráfico da tensão de saída V_0 para a ponte de Graetz com indutor. Embora a ondulação de corrente tenha diminuído, houve uma diminuição da tensão de saída também, porque parte da tensão de entrada ficou sobre os indutores. A ondulação da tensão de saída também diminuiu e ficou menos triangular.

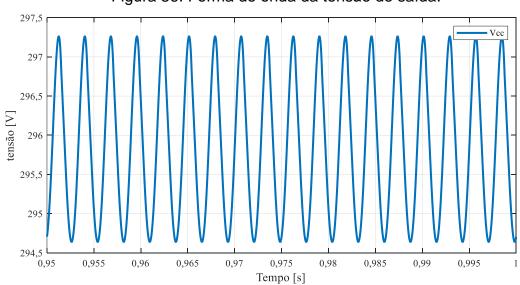


Figura 36. Forma de onda da tensão de saída.

Fonte: o autor.

A Tabela 4 apresenta os parâmetros de desempenho do retificador. Como se pode notar, a introdução dos indutores aumentou significativamente o FP e diminuiu a TDH_i . Isso acontece porque a onda ficou com formato mais próximo ao de uma senoide. Os valores de pico das correntes diminuíram significativamente, então as correntes eficazes de entrada diminuíram. A tensão de saída apresentou uma queda devido à presença da indutância, mas sua ondulação também diminuiu. A ondulação da tensão de saída diminuiu de 6 V para aproximadamente 2,5 V, o que representa uma ondulação na tensão de saída de aproximadamente 0,85 %. Já o fator de crista foi reduzido de 3,52 para 2,01 devido à diminuição dos pulsos da corrente tornando mais próximo do ideal que é 1,41.

Tabela 4. Parâmetros de desempenho da Ponte de Graetz com indutor.

FP [%]	TDH_i [%]	$V_{0med}[V]$	ΔV_0 [%]	$I_{frms}[A]$	FC
78,81	81	295,8	1,96	3,54	2,01

Fonte: o autor.

Assim, conclui-se que a adição dos indutores melhorou significativamente os parâmetros de performance do retificador principalmente em relação a entrada onde o FP aumentou, a TDH_i diminuiu, o fator de crista se tornou mais próximo do ideal, as correntes de entrada eficazes diminuíram. Com relação à saída, a ondulação da tensão diminui significativamente, mas a tensão de saída caiu um pouco.

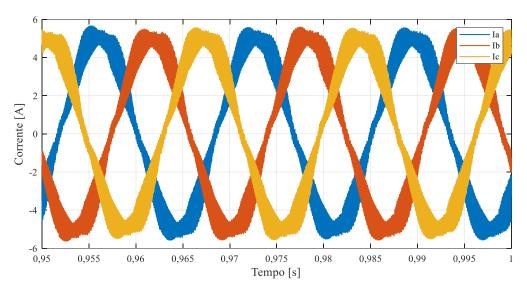
Em todo caso a resposta pulsada das correntes de entrada e os parâmetros de desempenho deste retificador ainda estão muito aquém das normas estabelecidas pelas indústrias para o consumo de energia.

4.1.3 Simulação do Retificador trifásico PWM sem PFC, carga de 1 kW

Uma topologia que apresenta melhores parâmetros de entrada e saída, além de possuir uma razoável faixa de ajuste das tensões de saída é o

retificador trifásico PWM sem PFC. Como pode-se ver na Figura 37 a forma de onda das correntes de entrada, embora possua uma certa ondulação, está com um formato muito mais próximo de uma senoide que as correntes dos retificadores anteriormente apresentados.

Figura 37. Forma de onda das correntes de entrada do retificador PWM sem PFC.



Fonte: o autor.

A Figura 38 apresenta a forma de onda de V_a e a forma de onde de $10 \cdot I_a$ (10 vezes para facilitar a visualização da tensão e corrente no mesmo gráfico e verificar se o deslocamento angular entre elas é significativo). Como se pode ver, a forma de onda da corrente apresenta formato aproximadamente senoidal, porém o fator de deslocamento ainda ficou alto devido ao deslocamento angular entre as ondas. Isto acontece devido à falta de controle no fator de potência para o retificador. Este retificador é conhecido por apresentar correntes com baixa distorção harmônica, mas baixo fator de deslocamento também. Além disso, quanto maior for a indutância de entrada, o formato de onda da corrente vai ser mais próximo do senoidal, mas, por outro lado, menor vai ser o fator de deslocamento e consequentemente menor o fator de potência.

Figura 38. Tensão de entrada V_a e corrente de entrada multiplicada por 10, $10 \cdot I_a$.

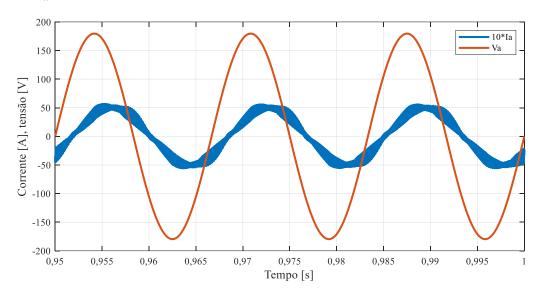
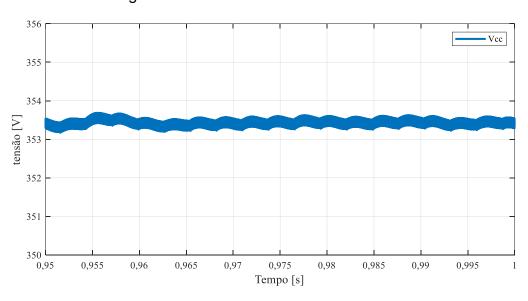


Figura 39. Forma de onda da tensão de saída.



Fonte: o autor.

A tensão de saída ficou em 353 V, aproximadamente. Não foi possível rebaixar a tensão de saída para 311 V, sendo essa uma limitação deste tipo de retificador: a pequena faixa de ajuste da tensão de saída. A tensão de saída

como se pode observar, ficou com ondulação desprezível, o que representa outra vantagem em relação às pontes de Graetz previamente apresentadas.

Conforme apresentado na Tabela 5, o fator de potência caiu em relação à condição a ponte de Graetz com indutor, embora a TDH_i e o FC tenham melhorado. Isso acontece porque o fator de deslocamento da entrada foi diminuído significativamente devido à falta de controle PFC deste retificador.

Tabela 5. Parâmetros de desempenho do Retificador *Boost* sem PFC.

FP [%]	$TDH_i[\%]$	$V_{0med}[V]$	ΔV_0 [%]	$I_{frms}[A]$	FC
75,06	13,7	353,0	0,0	3,57	1,59

Fonte: o autor.

Conclui-se que o Retificador Trifásico PWM *Boost* sem PFC apresenta melhor resposta com relação a tensão de saída e correntes de entrada em relação aos retificadores anteriormente apresentados. Entretanto, apresenta baixo fator de potência e estreita faixa de ajuste da tensão de saída.

4.1.4 Simulação do Retificador trifásico PWM com PFC, carga de 1 kW

A Figura 40 apresenta as forma de onda das correntes de entrada para o Retificador Trifásico PWM com PFC. Pode-se observar que as correntes apresentam um comportamento aproximadamente senoidal com uma pequena distorção devido à baixa carga.

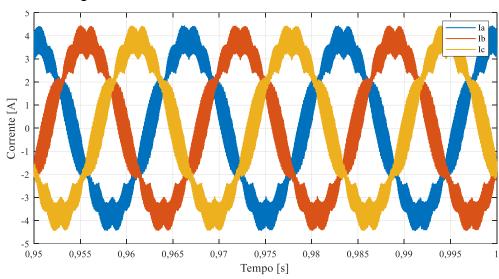


Figura 40. Formas de onda das correntes de entrada.

A Figura 41 apresenta as ondas de V_a e de $10 \cdot I_a$ (10 vezes para facilitar a visualização). Como pode-se ver a vantagem deste retificador é que V_a está em fase com $10 \cdot I_a$ devido ao controle de PFC.

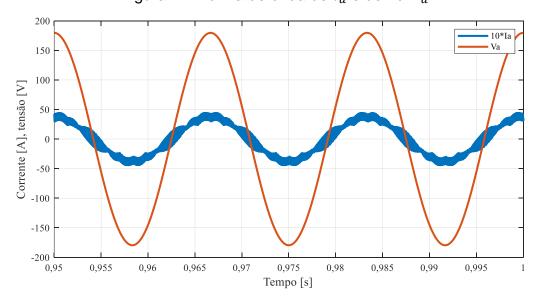


Figura 41. Forma de onda de V_a e de $10 \cdot I_a$.

Fonte: o autor.

A Figura 42 apresenta a forma de onda de V_0 . Verifica-se que ela apresenta ondulação desprezível. Outra vantagem em relação ao retificador

sem PFC foi a possibilidade de ajuste da tensão de saída em 311 V, uma vez que a faixa de ajuste do retificador com PFC é maior.

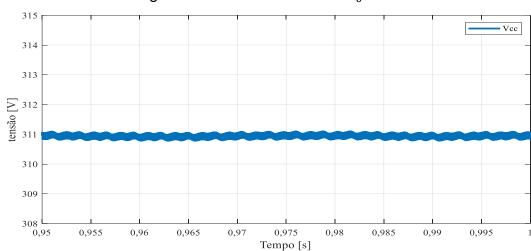


Figura 42. Forma de onda de V_0 .

Fonte: o autor.

A Tabela 6 apresenta os parâmetros de desempenho para o Retificador *Boost* com PFC. É possível observar que o fator de potência ficou próximo ao unitário e, por isso, as correntes eficazes de fase diminuíram, o que é um fator desejável. Outro ponto é que foi possível ajustar a tensão de saída em 311 V com ondulação desprezível. Já a TDH_i e a FC foram obtidos resultados piores aos do retificador sem PFC. Porém estes parâmetros podem ser melhorados aumentando-se o valor das indutâncias de entrada, uma vez que, ao contrário dos retificadores anteriores, o valor das indutâncias de entrada não influência no fator de deslocamento, no ajuste da tensão de saída e no fator de potência.

Tabela 6. Parâmetros de desempenho do Retificador Boost com PFC.

FP [%]	TDH_i [%]	$V_{0med}[V]$	ΔV_0 [%]	$I_{frms}[A]$	FC
98,69	16,35	311,0	0,0	2,69	1,64

4.1.5 Simulação da Ponte de Graetz, carga de 10 kW

As primeiras simulações apresentadas para a condição de carga de 10 kW são para a ponte de Graetz com resistência de saída de 8,80 Ω . Em comparação com a condição de carga de 1 kW (Figura 31) as correntes mantiveram o mesmo formato de onda pulsado. Porém, o pico das correntes aumentou em 4 vezes, chegando em 80 A, o que é bastante elevado para o nível de potência deste sistema.

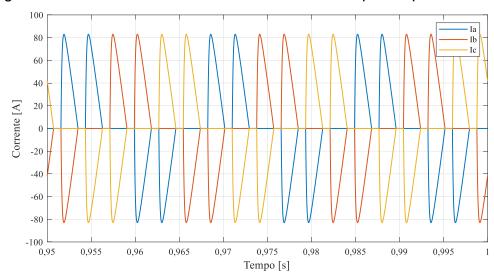


Figura 43. Forma de onda das correntes de entrada para a ponte de Graetz.

Fonte: o autor.

A Figura 44 apresenta a tensão de entrada e a corrente de entrada da fase A. É possível verificar que não houve mudança significativa no formato e no fator de deslocamento devido ao aumento da carga. Isso era já esperado uma vez que não há indutâncias no estágio de entrada do retificador.

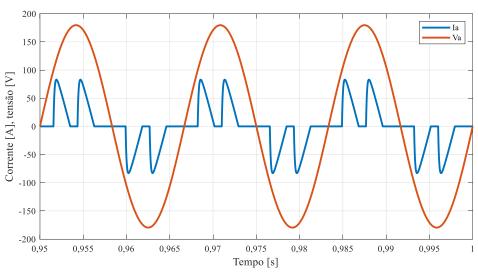


Figura 44. Corrente de entrada I_a e tensão de entrada V_a .

A Figura 45 apresenta a forma de onda da saída da ponte de Graetz. Em comparação a Figura 33 para o caso de 1 kW, nota-se que a oscilação absoluta da tensão de saída aumentou de 6 V para 32 V devido ao aumento de carga. Isso acontece porque o capacitor não consegue manter a carga para correntes tão elevadas na saída sendo necessário neste caso capacitores maiores para manter a tensão de saída. Este efeito não é tão significativo nos retificadores PWM porque o intervalo de carga e descarga dos capacitores é significativamente menor.

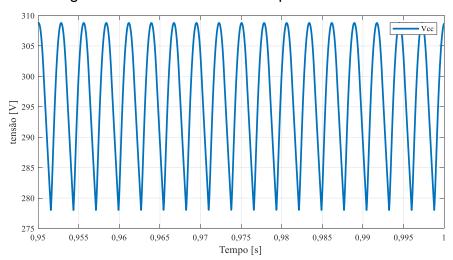


Figura 45. Tensão de saída da ponte de Graetz.

A Tabela 7 apresenta os parâmetros de desempenho do retificador. Em comparação com a Tabela 3 nota-se que o FP aumentou, a TDH_i diminuiu e o FC ficou mais próximo do ideal. Por conta do capacitor não conseguir manter a carga para a corrente de saída, a tensão de saída caiu de 307 V para 296 V assim como a ΔV_0 aumentou de 1,96% para 10,81%.

Tabela 7. Parâmetros de desempenho da Ponte de Graetz.

FP [%]	TDH_i [%]	$V_{0med}[V]$	ΔV_0 [%]	$I_{frms}[A]$	FC
71,34	94,2	296	10,81	37,29	2,22

Fonte: o autor.

Assim conclui-se que o aumento da potência provocou ondulação significativa na tensão de saída.

4.1.6 Simulação da Ponte de Graetz com Indutor, carga de 10 kW

Na Figura 46 são apresentadas as correntes para a ponte de Graetz com indutor de entrada. Pode-se notar que as correntes de entrada ficaram menos triangulares e os pulsos se uniram devido à alta corrente e a indutância de filtragem.

50 40 Ib Ic 30 20 Corrente [A] 10 -10 -20 -30 -40 -50 L 0,95 0,955 0,965 0,98 0,985 0,995 0,96 0,975 Tempo [s]

Figura 46. Forma de onda das correntes de entrada da ponte de Graetz com indutor.

Na Figura 47 fica mais evidente que a forma de onda da corrente apresenta um formato um pouco mais próximo do formato senoidal quando comparada com o mesmo retificador com condição com carga de 1 kW.

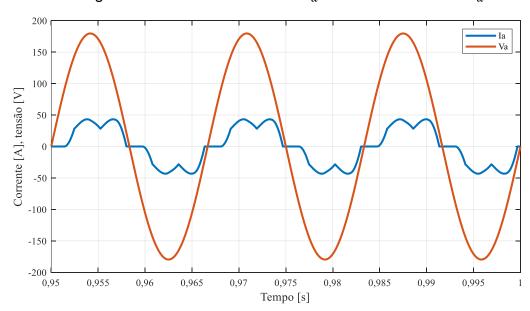


Figura 47. Corrente de entrada I_a e tensão de entrada V_a .

A Figura 48 apresenta a forma de onda da tensão de saída da ponte de Graetz com indutor para carga de 10 kW. Pode-se notar que a tensão de saída caiu mais ainda com o aumento da carga, pois uma maior parte da tensão fica sobre os indutores do estágio de entrada.

269,5 269 268,5 268 267,5 tensão [V] 267 266,5 266 265,5 265 264,5 0,95 0,955 0,96 0,965 0,975 0,985 0,99 Tempo [s]

Figura 48. Forma de onda da tensão de saída.

Fonte: o autor.

A Tabela 8 apresenta os parâmetros de desempenho do retificador. Verifica-se que o FP elevou-se com o aumento da carga, também por conta da mudança no formato de onda das correntes de entrada, assim como a diminuição da TDH_i e o FC mais próximo do ideal. A V_{0med} caiu significativamente e ΔV_0 teve uma pequena queda. Já I_{frms} aumentou em aproximadamente 10 vezes com o aumento da carga.

Tabela 8. Parâmetros de desempenho da Ponte de Graetz com indutor.

FP [%]	<i>TDH</i> _i [%]	$V_{0med}[V]$	ΔV_0 [%]	$I_{frms}[A]$	FC
92,48	26,09	267,05	1,54	30,21	1,43

Fonte: o autor.

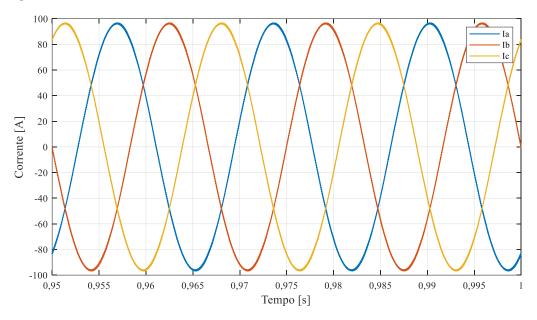
Assim, conclui-se que a ponte de Graetz com indutor no estágio de entrada não manteve a tensão de saída constante com o aumento da carga e

os parâmetros de desempenho da entrada, embora tenham melhorado com o aumento da carga, ainda se mostraram inadequados frente as normas de qualidade de energia.

4.1.7 Simulação do Retificador trifásico PWM sem PFC, carga de 10 kW

A Figura 49 apresenta as forma de onda das correntes do retificador PWM sem PFC para condição de 10 kW. Pode-se notar que a forma de onda melhorou significativamente em relação à condição de carga de 1 kW (Figura 37). Isso porque o aumento das correntes torna menos evidente o efeito do chaveamento sobre as correntes de entrada. Por outro lado, o pico das correntes mostrou-se bastante elevado para a carga, o que certamente influencia o *FP* do retificador.

Figura 49. Forma de onda das correntes de entrada do retificador PWM sem PFC.



Fonte: o autor.

A Figura 50 apresenta a tensão de entrada V_a e corrente de entrada I_a . Pode-se notar que a corrente apresenta um deslocamento angular

bastante elevado da tensão, o que explica as altas correntes de entrada e diminui o fator de deslocamento e *FP*.

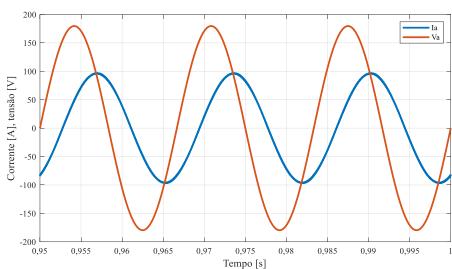


Figura 50. Tensão de entrada V_a e corrente de entrada I_a .

Fonte: o autor.

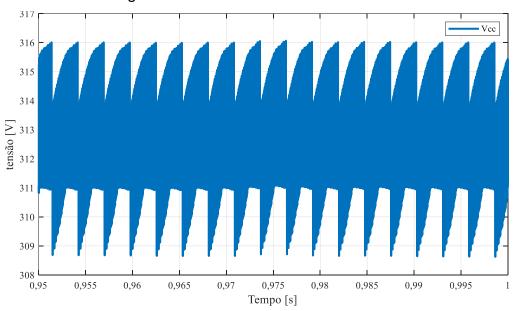


Figura 51. Forma de onda da tensão de saída.

A Figura 51 apresenta a forma de onda da tensão de saída. Nota-se que foi possível rebaixar a tensão de saída ao mínimo do retificador devido ao aumento de carga. Também se nota que há uma pequena ondulação da tensão de saída devido à dificuldade de o retificador trabalhar próximo a tensão mínima de operação.

A Tabela 9 apresenta os parâmetros de desempenho do Retificador Boost sem PFC para condição de carga de 10 kW. Nota-se a queda significativa de fator de potência causado pelo aumento de carga e por outro lado uma melhora significativa da TDH_i e do FC. Com relação à tensão de saída foi possível diminuir até próximo do limite de operação inferior, porém houve um aumento da ΔV_0 . A I_{frms} ficou bastante elevada devido ao baixo fator de potência.

Tabela 9. Parâmetros de desempenho do Retificador *Boost* sem PFC.

FP [%]	TDH_i [%]	$V_{0med}[V]$	ΔV_0 [%]	$I_{frms}[A]$	FC
50,47	0,57	312,68	2,34	68,02	1,42

Fonte: o autor.

Conclui-se que o aumento de carga diminuiu significativamente o conteúdo harmônico das correntes de entrada, mas por outro lado também diminuiu o fator de potência do retificador. Com relação à tensão de saída, o aumento de carga proporcionou ajuste da tensão de saída para próximo de seu valor mínimo com aumento da ondulação.

4.1.8 Simulação do Retificador trifásico PWM com PFC, carga de 10 kW

A Figura 52 apresenta as forma de onda das correntes de entrada para o Retificador Trifásico PWM com PFC para condição de 10 kW de carga. Assim como no Retificador sem PFC, percebe-se que o aumento de carga diminuiu a ondulação das correntes de entrada e a distorção causada por conteúdo harmônico.

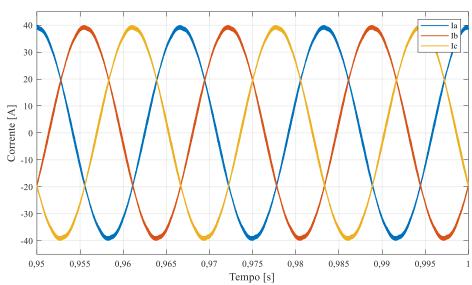


Figura 52. Formas de onda das correntes de entrada.

A Figura 53 apresenta a forma de onda de V_a e de I_a . Como pode ser visto, além de I_a apresentar ondulação e conteúdo harmônico praticamente desprezível, I_a está em fase com a tensão de entrada indicando fator de potência próximo ao unitário.

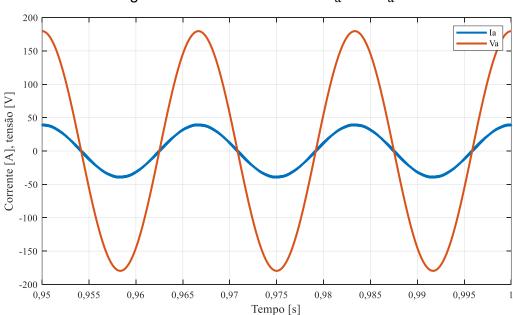


Figura 53. Forma de onda de V_a e de I_a .

A Figura 54 apresenta a forma de onda de V_0 . Como se pode perceber, a tensão de saída ficou com valor médio de aproximadamente 311 V e com ondulação praticamente desprezível.

313 - Vcc 312.5 312 311.5 311 tensão [V] 310.5 310 309.5 309 308.5 308 0,975 0.95 0,955 0.96 0,965 0,97 0,98 0,985 0,99 0,995 Tempo [s]

Figura 54. Forma de onda de V_0 .

Fonte: o autor.

A Tabela 10 apresenta os parâmetros de desempenho do retificador. É possível observar que todos os parâmetros observados ficaram muito próximos dos parâmetros ideias.

Tabela 10. Parâmetros de desempenho do Retificador Boost com PFC.

FP [%]	TDH_i [%] V_{0med} [V]		ΔV_0 [%]	$I_{frms}[A]$	FC
99,99	0,12	311,00	0,00	27,67	1,41

Fonte: o autor.

Portanto, conclui-se que o aumento de carga melhorou os parâmetros de desempenho do retificador, apresentando resultados próximos aos ideais.

4.2 Resultados da Comparação entre os Retificadores

A Tabela 11 apresenta o resultado da comparação entre os parâmetros de desempenho dos retificadores simulados para carga de 1 kW. Os retificadores estão referenciados por números, onde 1 representa a Ponte de Graetz, 2 a Ponte de Graetz com indutor, 3 o Retificador Trifásico PWM sem PFC e 4 o Retificador Trifásico PWM com PFC. É possível notar que há uma tendência de melhora no FP e da TDH_i do retificador mais simples ao mais complexo, a menos do retificador 3 que obteve desempenho pior que o 2, porque o retificador 3 apesar de apresentar formato de onda aproximadamente senoidais das correntes de entrada tem a tendência de apresentar baixo FP. A I_{frms} apresentou menor valor no retificador 4 como resultado do FP mais próximo de valor unitário.

Tabela 11. Comparação de parâmetros de desempenho para os retificadores estudados com carga de 1 kW.

Retificador	FP [%]	<i>TDH</i> _i [%]	$V_{0med}[V]$	ΔV_0 [%]	$I_{frms}[A]$	FC
1	44,47	200	307	1,96	5,96	3,52
2	78,81	81	295,8	1,96	3,54	2,01
3	75,06	13,7	353,0	0,0	3,57	1,59
4	98,69	16,35	311,0	0,0	2,69	1,64

Fonte: o autor.

Com a TDH_i novamente a tendência é a mesma, sendo que o retificador 4 apresentou TDH_i um pouco mais alta que o 3, devido a pequena carga. Mas isso poderia ser melhorado no retificador 4 colocando-se indutores com indutâncias maiores no estágio de entrada. Este resultado se reflete no FC que apresentou a mesma tendência e também ficaria mais próximo do ideal no retificador 4, aumentando-se as indutâncias de entrada. Com relação à saída, os retificadores 1 e 4 apresentaram valores mais próximos do ideal de 311 V. A ΔV_0 foi mais baixa nos retificadores 3 e 4 devido ao chaveamento

PWM necessitar de capacitores de saída de menor capacitância, pois o ciclo de carregamento e descarregamento é menor.

A Tabela 12 apresenta uma comparação de parâmetros de desempenho para os retificadores estudados com carga de 10 kW. Como se pode ver, os retificadores 1 e 4 apresentaram resultados mais próximos do valor unitário para o FP. O retificador 3 apresentou baixo FP, pois não possui PFC. Também como consequência do alto FP o retificador 4 apresentou a menor I_{frms} o que é um fator desejável. Já para a TDH_i os retificadores com modulação PWM (3 e 4) apresentaram valores mais próximos de 0 e como consequência FC mais próximo do ideal, sendo está uma das principais vantagens de se utilizar retificadores deste tipo. Com relação à saída, os retificadores 3 e 4 apresentaram tensões mais próximas do ideal de 311 V e o retificador 4 apresentou ΔV_0 desprezível.

Tabela 12. Comparação de parâmetros de desempenho para os retificadores estudados com carga de 10 kW.

FP [%]	TDH_i [%]	$V_{0med}[V]$	ΔV_0 [%]	$I_{frms}[A]$	FC
71,34	94,2	296	10,81	37,29	2,22
92,48	26,09	267,05	1,54	30,21	1,43
50,47	0,57	312,68	2,34	68,02	1,42
99,99	0,12	311,00	0,00	27,67	1,41
	71,34 92,48 50,47	71,34 94,2 92,48 26,09 50,47 0,57	71,34 94,2 296 92,48 26,09 267,05 50,47 0,57 312,68	71,34 94,2 296 10,81 92,48 26,09 267,05 1,54 50,47 0,57 312,68 2,34	71,34 94,2 296 10,81 37,29 92,48 26,09 267,05 1,54 30,21 50,47 0,57 312,68 2,34 68,02

Fonte: o autor.

Das análises e dos resultados das simulações vistas até aqui o Retificador Trifásico PWM com PFC apresentou os melhores resultados com relação aos parâmetros de desempenho tanto para condição de carga de 1 kW e 10 kW, ao contrário dos outros retificadores que apresentaram mudanças significativos nos parâmetros de desempenho de uma condição para a outra. Também foi possível notar que o retificador atende as necessidades da indústria, pois pode trabalhar com FP acima de 92% e TDH_i

abaixo de 5% dependendo da carga, ou ainda para qualquer carga desde que os indutores de entrada sejam dimensionados corretamente. Com relação aos parâmetros da saída este retificador mostrou capacidade de ajuste da tensão de referência para as duas condições de carga e ondulação da tensão de saída praticamente desprezível.

Além disso, como visto na seção de limites de operação que este retificador pode ser ajustado com tensão de referência mínima do pico da tensão de linha da entrada e com o limite superior dependendo apenas das limitações dos componentes utilizados ou das aproximações lineares feitas para desenvolvimento do sistema de controle. Pode também operar como fonte de corrente que pode operar desde corrente 0 até e com o limite máximo das correntes dependendo das limitações dos componentes utilizados. Por apresentar uma grande versatilidade e excelentes parâmetros de desempenho, este retificador é de longe muito superior aos outros retificadores analisados.

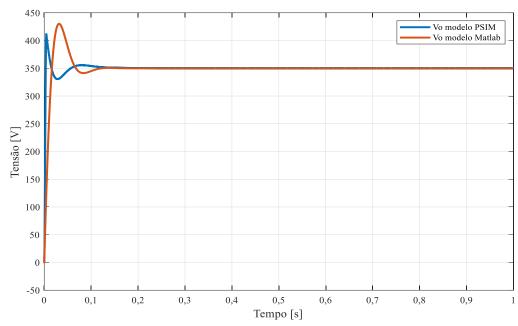
4.3 Resultados da Validação do Modelo Matemático

Após verificar que o Retificador Trifásico PWM apresenta os melhores fatores de desempenho em comparação aos outros retificadores nesta seção serão apresentadas as comparações entre o modelo do circuito elétrico do PSIM e o modelo matemático implementado no Simulink, conforme tratado na seção 3.4.

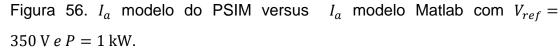
4.3.1 Validação do Modelo Matemático, carga de 1 kW

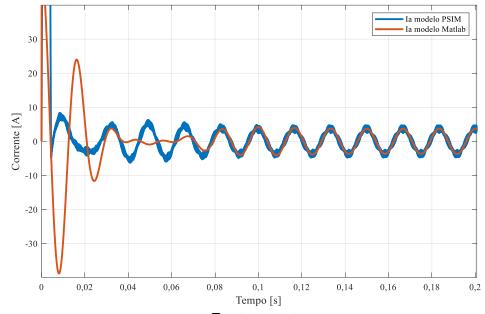
A Figura 55 apresenta uma comparação entre V_0 para modelo do PSIM versus modelo do Simulink com $V_{ref}=350~{\rm V}~e~P=1~{\rm kW}$. É possível observar que há uma diferença entre as curvas em regime transiente, mas em regime permanente o resulta é o mesmo. As diferenças em regime transiente decorrem de o modelo matemático possuir simplificações como componentes ideais e também desconsiderar o chaveamento nas formas de onda.

Figura 55. Comparação entre V_0 para modelo do PSIM versus modelo do Matlab com $V_{ref}=350~{\rm V}~e~P=1~{\rm kW}.$



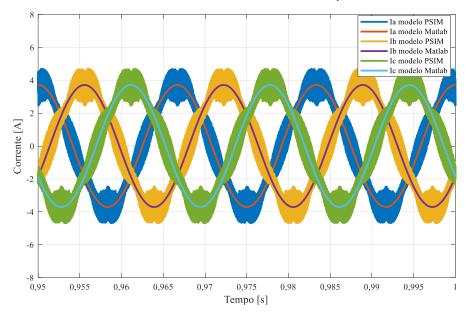
A Figura 56 apresenta as curvas de I_a do modelo do PSIM e do Matlab. Novamente nota-se que as ondas se sobrepõem em regime permanente, mas há diferenças em regime transiente pelo modelo matemático ser mais simplificado que o modelo da simulação elétrica. Para as outras fases das correntes de entrada o resultado é análogo.





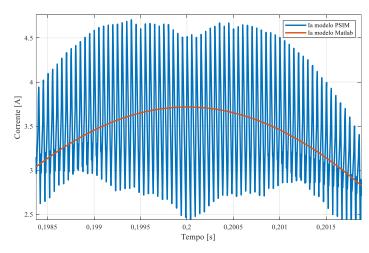
A Figura 57 apresenta as formas de onda das correntes de entrada. Como se pode ver, as curvas do modelo do Matlab sobrepõem as do PSIM, porém não apresentam a ondulação decorrente do chaveamento. A I_{fase} (corrente de fase eficaz) está coerente com o valor obtido com a equação (28) de 2,62 A.

Figura 57. Formas de onda das correntes de entrada, comparação entre modelo do Simulink versus modelo do PSIM com $V_{ref}=350~{\rm V}~e~P=1~{\rm kW}.$



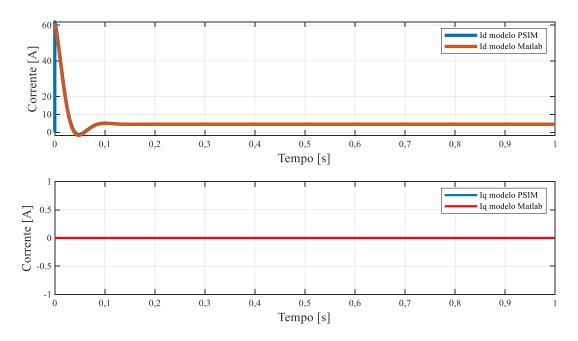
A Figura 58 apresenta em detalhes o efeito do chaveamento sobre a corrente I_a no modelo do PSIM o qual não é representado no modelo do Matlab.

Figura 58. Detalhe do efeito do chaveamento sobre a corrente I_a , comparação entre modelo do Simulink versus modelo do PSIM com $V_{ref}=350~{\rm V}~e~P=1~{\rm kW}.$



A Figura 59 apresenta os sinais de controle I_d e I_q . Conforme pode ser observado, os sinais ficaram sobrepostos tanto na simulação matemática quanto na simulação elétrica mostrando que, apesar da simplificação pela ausência de chaveamento do modelo matemático, o sinal de controle é o mesmo. A I_d está coerente com o valor obtido com a equação (29) de 4,05 A assim como a corrente $I_q \simeq 0$ está corrente com o valor esperado teórico uma vez que não há potência reativa sendo consumida.

Figura 59. Sinais de controle I_d e I_q , comparação entre modelo do Simulink versus modelo do PSIM com $V_{ref}=350~{\rm V}~e~P=1~{\rm kW}.$



Fonte: o autor.

A Figura 60 apresenta uma comparação entre V_0 para $V_{ref} = 350 \, \mathrm{V} \, e \, P = 10 \, \mathrm{kW}$. Como se pode ver novamente, houve diferenças no regime transiente com a simulação do PSIM apresentando uma pequena oscilação, mas em regime permanente os sinais foram idênticos.

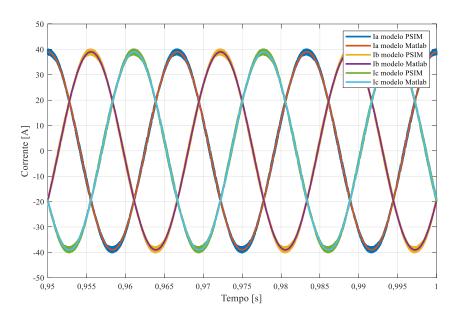
400
350
300
250
250
100
50
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
0,8
0,9
1
Tempo [s]

Figura 60. Comparação entre V_0 para modelo do PSIM versus modelo do Matlab com $V_{ref}=350~{\rm V}~e~P=10~{\rm kW}.$

4.3.2 Validação do Modelo Matemático, carga de 10 kW

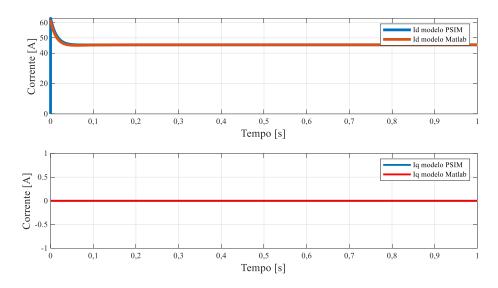
A Figura 61 apresenta as formas de onda das correntes de entrada, comparação entre modelo do Simulink *versus* modelo do PSIM com $V_{ref}=350~V~e~P=10~kW$. Novamente as simulações apresentaram o mesmo resultado com as correntes equivalente ficando sobrepostas. A diferença novamente foi que o modelo do PSIM apresenta ondulação decorrente do chaveamento enquanto no modelo matemático, implementado no Matlab não há essa ondulação. Entretanto, devido ao aumento de carga, houve menor ondulação nas correntes de entrada. As ondas ficaram sobrepostas do mesmo jeito que para carga de 1 kW. A I_{fase} está coerente com o valor obtido com a equação (28) de 26,24 A.

Figura 61. Formas de onda das correntes de entrada, comparação entre modelo do Simulink versus modelo do PSIM com $V_{ref}=350~{\rm V}~e~P=10~{\rm kW}.$



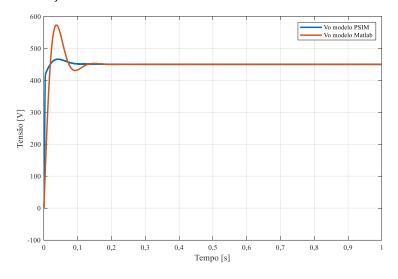
A Figura 62 apresenta os sinais de controle I_d e I_q . É possível observar que os sinais se sobrepõem apesar de o modelo do Matlab não apresentar chaveamento. A I_d está coerente com o valor obtido com a equação (29) de 45,46 A assim como a corrente $I_q \simeq 0$ está coerente com o valor esperado teórico uma vez que não há potência reativa sendo consumida.

Figura 62. Sinais de controle I_d e I_q , comparação entre modelo do Simulink versus modelo do PSIM com $V_{ref}=350~{\rm V}~e~P=10~{\rm kW}.$



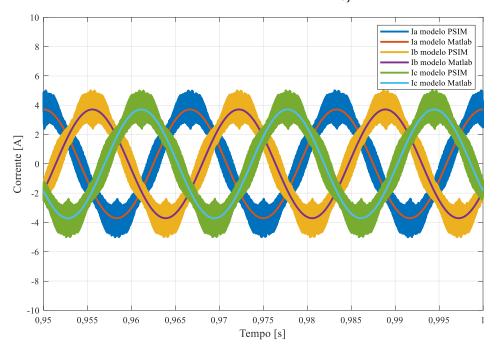
A Figura 63 apresenta uma comparação entre V_0 para modelo do PSIM versus modelo do Matlab com $V_{ref} = 450 \,\mathrm{Ve} \,P = 1 \,\mathrm{kW}$. Novamente houve desvios em regime transiente entre as curvas como nas situações anteriores; entretanto, em regime permanente as curvas se sobrepuseram.

Figura 63. Comparação entre V_0 para modelo do PSIM versus modelo do Matlab com $V_{ref}=450~{\rm V}~e~P=1~{\rm kW}.$



A Figura 64 apresenta as formas de onda das correntes de entrada. A I_{fase} está coerente com o valor obtido com a equação (28) de 2,62 A.

Figura 64. Formas de onda das correntes de entrada, comparação entre modelo do Simulink versus modelo do PSIM com $V_{ref}=450~{\rm V}~e~P=1~{\rm kW}.$



Fonte: o autor.

Dessa vez como a simulação apresentou a maior tensão de saída e menor potência, as correntes de entrada foram menores e por consequência houve maior distorção nas correntes da simulação do PSIM decorrentes do chaveamento. Como explicado anteriormente, quanto maior forem as indutâncias de entrada, menor será essa distorção. Porém, novamente as curvas se sobrepuseram comprovando a aplicabilidade do modelo matemático.

A Figura 65 apresenta os sinais de controle I_d e I_q . Novamente os sinais dos modelos se sobrepuseram mostrando que o chaveamento não influência na amplitude dos sinais de controle. A I_d está coerente com o valor obtido com a equação (29) de 4,05 A assim como a corrente I_q está corrente com o valor esperado teórico uma vez que não há potência reativa sendo consumida.

Id modelo PSIM Id modelo Matlab Corrente [A] 20 -20 L 0,1 0,2 0,4 0,3 0,5 0,6 0,7 0,8 0,9 Tempo [s] Iq modelo PSIM Iq modelo Matlab Corrente [A] 0 0,1 0,2 0,3 0,4 0,5 Tempo [s]

Figura 65. Sinais de controle I_d e I_q , comparação entre modelo do Simulink versus modelo do PSIM com $V_{ref}=450~{\rm V}~e~P=1~{\rm kW}.$

A Figura 66 apresenta uma comparação entre V_o para modelo do PSIM versus modelo do Matlab com $V_{ref}=450~{\rm V}~e~P=10~{\rm kW}$. Como se pode ver, novamente houve sobreposição em das curvas em regime permanente e desvios no regime transiente.

Soo Vo modelo PSIM Vo modelo Mattab

400

200

100

Figura 66. Comparação entre V_o para modelo do PSIM versus modelo do Matlab com $V_{ref}=450~{\rm V}~e~P=10~{\rm kW}.$

0,5

Tempo [s]

0,4

0,1

0,2

0,3

A Figura 67 apresenta as formas de onda das correntes de entrada. Novamente o aumento de carga fez com que se diminui a ondulação das correntes de entrada decorrente do chaveamento. Além disso, as curvas se sobrepuseram. A I_{fase} está coerente com o valor obtido com a equação (28) de 26,24 A.

Solution of the state of the st

Figura 67. Formas de onda das correntes de entrada, comparação entre modelo do Simulink versus modelo do PSIM com $V_{ref}=450~{\rm V}~e~P=10~{\rm kW}.$

0,975

Tempo [s]

0,98

0,985

0,99

0,995

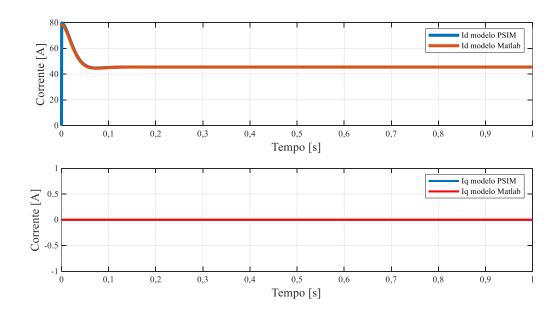
0,955

0,96

0,965

A Figura 68 apresenta os sinais de controle I_d e I_q , comparação entre modelo do Simulink versus modelo do PSIM com $V_{ref}=450~{\rm V}~e~P=10~{\rm kW}.$ Novamente os sinais se sobrepuseram apesar do chaveamento presente no modelo do PSIM. A I_d está coerente com o valor obtido com a equação (29) de 40,46 A, assim como a corrente $I_q\simeq 0$ está corrente com o valor esperado teórico uma vez que não há potência reativa sendo consumida.

Figura 68. Sinais de controle I_d e I_q , comparação entre modelo do Simulink versus modelo do PSIM com $V_{ref}=450~{\rm V}~e~P=10~{\rm kW}.$



Através das simulações foi possível concluir que o modelo matemático desenvolvido no capitulo 2 representa o comportamento do circuito do retificador independentemente do nível da tensão de saída aplicada e da potência consumida. Além disso, foi necessário validar o modelo matemático para a compreensão das relações entre as variáveis do circuito e para o desenvolvimento dos controladores de tensão e corrente.

5 CONCLUSÃO

Inicialmente foi identificada a necessidade da indústria de utilizar retificadores que injetem baixo conteúdo harmônico na rede de alimentação e que possuam fator de potência próximo ao unitário. Foi visto que o Retificador Trifásico PWM com PFC, além de possuir essas características, é bastante versátil podendo ser utilizado como fonte de corrente variável, fonte de tensão variável, inversor, filtro de linha e podendo trabalhar em paralelo com outros inversores.

Na comparação com a ponte de Graetz, ponte de Graetz com filtro indutivo e com o Retificador Trifásico PWM sem PFC, verificou-se que o Retificador Trifásico PWM com PFC apresenta, em geral, os melhores parâmetros de desempenho.

Por fim, foram comparados o modelo elétrico da simulação do PSIM com o modelo matemático implementado no Simulink onde se constatou que os modelos são equivalentes, a menos da comutação que não é representada nos formatos de ondas do modelo do matemático. Verificando-se as equivalências para o modelo elétrico com o modelo matemático para simulações de 350 V com 1 kW, 350 V com 10 kW, 450 V com 1 kW e 450 V com 10 kW e também comparando os resultados em regime permanente com os obtidos com as equações (28) e (29) pode-se comprovar a aplicabilidade do modelo matemático desenvolvido.

6 REFERÊNCIAS

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. Resolução Normativa nº 888/2020. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional**, [S. I.], 3 ago. 2020. Disponível em: https://www.aneel.gov.br/documents/656827/14866914/M%C3%B3dulo8_R evis%C3%A3o_11/d1f58668-ab9f-5e0a-e171-5394351ef374 >. Acesso em: 7 dez. 2020.

AHMED, Ashfaq. **Eletrônica de Potência**. 1. ed. São Paulo: Editora da UFSC/ELETROBRÁS, 2000. 478 p.

BARBI, Ivo; MOIA, Joabel; PINI, Silvia Helena. **Análise e controle do retificador trifásico boost PWM em base** $\alpha\beta$ **0**. Apostila com desenvolvimento matemático do retificador boost PWM em base $\alpha\beta$ 0. Florianópolis, 2010. Universidade Federal de Santa Catarina.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**. 8. ed. Florianópolis: Editora do Autor, 2012. 513 p

BARBI, Ivo *et al.* Retificadores PWM Trifásicos Unidirecionais Com Alto Fator de Potência. **Eletrônica de Potência**, Florianópolis, Santa Catarina, 2002. Disponível em: https://sobraep.org.br/site/uploads/2018/05/rvol7no1p1.pdf. Acesso em: 17 ago. 2020.

BARBI, Ivo et al. **Retificadores Trifásicos PWM**. Apostila com um grupo de retificadores trifásicos com elevado fator de potência, que foram encontrados na literatura especializada ou gerados pelo autor. Florianópolis, 2009. Universidade Federal de Santa Catarina.

BARBI, Ivo. **Teoria Fundamental do Motor de Indução**. Florianópolis, Santa Catarina: [s. n.], 1985. 220 p.

BAZANELLA, Alexandre Sanfelice; JUNIOR, João Manoel Gomes Da Silva. **Sistemas de controle:** Princípios e métodos de projeto. 1. ed. Porto Alegre: UFRGS, 2005. 306 p.

BORGONOVO, Deivis. **Análise Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos**. Orientador: Ivo Barbi. 2005. 274 f. Dissertação (Mestrado em engenharia Elétrica.) - Universidade Federal de Santa Cararina, Florianópolis, 2005.

BORGONOVO, Deivis. Eletrônica de Potência. *In*: BORGONOVO, Deivis. **Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos Empregando a Transformação de Park**. Orientador: Ivo Barbi. 2001. Dissertação (Mestrado em engenharia Elétrica.) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001. f. 178.

BOROYEVICH, Dushan *et al.* Modeling and Control of Three-Phase High-Power High-Frequency Converters, 2018. Disponível em: < http://site.ieee.org/compel2018/files/2018/06/CPES-Modeling-and-Control-Tutorial-COMPEL-2018.pdf >. Acesso em: 5 maio de 2020.

CICHOWLAS, Mariusz; KASMIERKOWSKI, P. Amarian. Comparation of Current Control Techniques for PWM Rectifiers, IEEE, 2002.

DUGAN, Roger C. et al. Electrical Power Systems Quality. 2. ed. [S. l.]: McGraw-Hill, 2004. 521 p.

FONT, Carlos Henrique Illa et al. Retificador Trifásico PWM com elevado fator de potência utilizando transformação de Park: Abordagem por variáveis de fase. Florianópolis: INEP, 2003. 34 p.

HAYKIN, Simon; VEEN, Barry Van. Tradução José Carlos Barbosa dos Santos. **Sinais e Sistemas**. 1. ed. Porto Alegre: Bookman, 2001. 668 p.

MATHWORKS. Clarke and Park Transforms, 2020a. Disponível em: https://www.mathworks.com/solutions/power-electronics-control/clarke-and-park-transforms.html. Acesso em: 2 abr. 2020.

MATHWORKS. Park Transform, 2020b. Disponível em: < https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/ref/parktransform.html>.

Acesso em: 7 abr. 2020.

MEDEIROS, Kalina Pereira. Estratégia de Controle para Retificadores Boost PWM Bidirecionais Monofásicos e Trifásicos. Orientador: Sreeramulu Raghuram Naidu. 2010. 126 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2010.

MUSSA, Samir Ahmad. Controle de um conversor CA-CC Trifásico PWM de Três Níveis com Fator de Potência Unitário Utilizando DSP. 2003. 288 f. Tese de Doutorado (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2003.

POMILIO, José Antenor. **Fator de Potência e Distorção Harmônica**. Campinas, São Paulo, 2009. Disponível em: http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/htmlfile/harmo/fpcap1.html. Acesso em: 30 abr. 2020.

RASHID, Muhammad H. Eletrônica de Potência Circuitos, Dispositivos e Aplicações. 1. ed. São Paulo: Makron Books, 1999. 844 p.

RASHID, Muhammad H. Eletrônica de Potência Circuitos, Dispositivos e Aplicações. 4. ed. São Paulo: Makron Books, 2014. 882 p.

RASHID, Muhammad H. **POWER ELECTRONICS HANDBOOK**. Pensacola, Florida: Academic Press, 2001. 892 p.

SIQUEIRA, Emerson Sarmanho. **Controle por Inclinação para Paralelismo de Inversores em Microrredes**. 2013. 79 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO, Recife, 2013.

THE INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS (IEEE). Recomendação STD 519/2014. **Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems**, [S. I.], 2014.

WU, Rusong *et al.* Analysis of an ac-to-dc Voltage Source Converter Using PWM with Phase and Amplitude Control. Eletrônica de Potência, Toronto, Canadá, v. 27, 2 abr. 1991. Transactions On Industry Applications, p. 355-364.