



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
GRUPO DE SISTEMAS ELÉTRICOS

Estratégia de Controle para Retificadores Boost PWM Bidirecionais Monofásicos e Trifásicos

Kalina Pereira Medeiros

Campina Grande
Setembro de 2010

Estratégia de Controle para Retificadores Boost PWM Bidirecionais Monofásicos e Trifásicos

Kalina Pereira Medeiros

Trabalho de dissertação apresentado à Coordenação do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, em cumprimento às exigências para obtenção do grau de Mestre do Programa de Mestrado em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas de Elétricos

Orientador

Sreeramulu Raghuram Naidu

Campina Grande - Paraíba - Brasil

©Kalina Pereira Medeiros, setembro de 2010

Estratégia de Controle para Retificadores
Boost PWM Bidirecionais Monofásicos e
Trifásicos

Kalina Pereira Medeiros

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

M488e Medeiros, Kalina Pereira

Estratégia de controle para retificadores Boost PWM bidirecionais monofásicos e trifásicos / Kalina Pereira Medeiros. — Campina Grande, 2010.

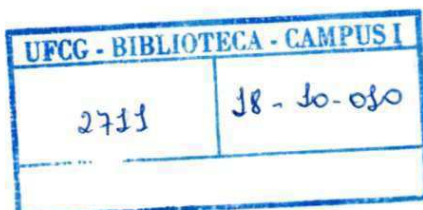
107 f. : il.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática. Referências.

Orientador: Prof. Dr. Sreeramulu Raghuram Naidu.

1. Retificadores Chaveados. 2. Controle. 3. Bidirecionais. I. Título.

CDU – 621.314(043)



**ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA RETIFICADORES BOOST PWM
BIDIRECIONAIS MONOFÁSICOS E TRIFÁSICOS**

KALINA PEREIRA MEDEIROS

Dissertação Aprovada em 15.09.2010



SREERAMULU RAGHURAM NAIDU, Ph.D., UFCG
Orientador



ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG
Orientador



EDSON GUEDES DA COSTA, D.Sc., UFCG
Componente da Banca



DARLAN ALEXANDRIA FERNANDES, D.Sc., IFRN
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
SETEMBRO - 2010

*O valor de um homem deve medir-se pelo
que dá e não pelo que recebe.
Não se converta em um homem de sucesso,
senão num homem de valores.
(Albert Einstein)*

Agradecimentos

À Deus por ter me dado força, coragem, sabedoria e serenidade para que pudesse realizar este trabalho;

Aos meus pais, irmãos e avó, por acreditarem em mim e me apoiarem nas horas difíceis.

Aos meus amigos queridos: Jarson, Taciana, Léo, Maraísa, Gina, Wilson, Tarso e Gilvan. Pela amizade, apoio, incentivo e por me alegrar em todos os momentos;

Ao professor Sreeramulu Raghuram Naidu pela orientação, dedicação, ajuda e apoio essenciais na conclusão deste trabalho;

Ao professor Edson Guedes da Costa pelo apoio, compreensão e amizade;

Ao professor Darlan Alexandria Fernandes pelo suporte na parte experimental, de grande importância neste trabalho.

Aos funcionários da COPELE: Ângela e Pedro;

Aos funcionários do Laboratório de Alta Tensão, Chico, Selma, Eduardo, Heldon e Adriano pela amizade e pela disposição em ajudar;

Ao CNPq pelo apoio financeiro dado a este trabalho;

A todos que contribuíram direta ou indiretamente para a realização deste trabalho.

Resumo

Conversores c.a. – c.c. são largamente usados para alimentar cargas em corrente contínua. O retificador baseado em diodos é uma alternativa válida para este fim, mas estes retificadores sem controle injetam altos níveis de corrente harmônica no alimentador e, portanto, distorce a tensão disponível a outras cargas ligadas no ponto de acoplamento comum. Além de que, nesse tipo de retificador não é possível controlar a tensão no barramento c.c. Retificadores ativos, ou controlados, usando PWM estão sendo largamente usados em substituição aos retificadores convencionais a diodos, pelo fato de apresentarem alto fator de potência para a fonte e permitir controle da tensão no barramento c.c.. Além disso, os retificadores controlados permitem a minimização da distorção da corrente da fonte

Este trabalho de dissertação apresenta uma estratégia de controle simplificada para o retificador boost PWM, em que seus objetivos de controle são: (i) melhorar o fator de potência do retificador; (ii) controlar a tensão do barramento c.c. e (iii) minimizar o desequilíbrio e a distorção da corrente da fonte. Diferentemente da maioria das estratégias de controle encontradas na literatura, o controle aqui apresentado aborda o cenário em que a tensão de entrada do retificador apresenta distorção ou desequilíbrio, alcançando os objetivos de controle mesmo diante deste cenário.

A estratégia de controle proposta foi validada através de simulações em software e resultados experimentais obtidos através de um protótipo de baixa tensão e baixa potência, construído em laboratório.

Abstract

A.c.- d.c. converters are widely used to supply direct current loads. The diode-based rectifiers are a valid alternative, but these rectifiers without control inject high levels of harmonic currents into the feeder and therefore, distort the voltage available for other loads at the point of common coupling. Furthermore it is not possible to control the dc bus voltage. Controlled rectifiers using PWM are being increasingly used instead of conventional diode rectifiers because they present a high power factor to the source and allow voltage control of the dc bus. Moreover, distortion of the source currents may be minimized.

This dissertation presents a simplified control strategy for the boost PWM rectifiers and its control objectives are: (i) to improve the power factor of the rectifier; (ii) to control the dc bus voltage and (iii) to minimize the unbalance and distortion of the source currents. Unlike most previous research in control strategies, the control method presented in this work addresses the scenario where the input voltage of the rectifier presents distortion or imbalance, achieving the control objectives in the face of this scenario.

The proposed control strategy has been validated by software simulations and experimental results obtained with a low-voltage, low-power prototype built in the laboratory.

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Diagrama unifilar de um alimentador suprindo uma carga não-linear.	6
Figura 1.2 - Representação de carga não-linear	7
Figura 2.1 - Representação da corrente e do chaveamento no controle por histerese.	13
Figura 2.2 - (a) Retificador monofásico convencional em meia-ponte; (b) Formas de ondas características	23
Figura 2.3 - (a) Retificador trifásico convencional de onda completa.; (b) Formas de onda características.	24
Figura 2.4 - (a) Ponte trifásica de diodos com filtro capacitivo na saída e filtro indutivo na entrada; (b) Formas de Onda Características de tensão e corrente.....	25
Figura 2.5 - (a) Ponte trifásica de diodos, com filtro LC de saída; (b) Formas de Onda Características de tensão e corrente.....	25
Figura 2.6 - (a) Retificador passivo LC trifásico; (b) Formas de Onda Características de tensão e corrente.....	25
Figura 2.7 - Árvore de Classificação dos Conversores para melhoramento da qualidade da energia.	27
Figura 2.8 - Retificador boost monofásico em meia ponte.	28
Figura 2.9 - Retificador boost em ponte completa.	28
Figura 2.10 - Retificador boost trifásico a três fios.	29
Figura 2.11 – Representação do sistema equivalente fonte de alimentação – impedância – conversor.	31
Figura 2.12 – Modulações PWM.....	33
Figura 2.13 – Retificador Monofásico em Meia-Ponte.	34
Figura 2.14 – Conversor c.c.-c.c. boost com estratégia de Controle em Um Ciclo.	36
Figura 2.15 – Esquema de controle do Retificador Monofásico em Meia-Ponte.....	38
Figura 2.16 – Portadora $V_c(t)$ para controle do retificador Monofásico em meia-ponte. ...	38

Figura 2.17 – Simulação do primeiro caso: Retificador boost monofásico em meia-ponte.	40
Figura 2.18 – Resultados da Simulação do Retificador monofásico em meia-ponte da figura 2.2.....	41
Figura 2.19 - Retificador boost trifásico.....	42
Figura 2.20 – Controle em um ciclo do retificador boost trifásico em ponte a três fios.	45
Figura 2.21 – Esquema das Simulações	46
Figura 2.22 – Resultados das simulações do retificador boost trifásico em ponte:.....	47
Figura 2.23 – Retificador trifásico de três braços com capacitor dividido na saída.....	48
Figura 2.24 - Circuito monofásico em meia ponte representando a fase j	49
Figura 2.25 – Esquema do controlador para o retificador da trifásico da Figura 2.23.	50
Figura 2.26 – Esquema da Simulação do Retificador PWM trifásico da Figura 2.23.....	51
Figura 2.27 – Resultados da simulação do retificador trifásico da Figura 2.23 para o cenário 1.	52
Figura 2.28 - Resultados da simulação do retificador da Figura 2.23 para o cenário 2.	53
Figura 2.29 - Resultados da simulação do retificador trifásico para o cenário 3.	55
Figura 2.30 - Resultados da simulação do retificador trifásico para o cenário 4.	56
Figura 3.1- Retificador boost Monofásico.....	60
Figura 3.2– Diagrama da estratégia de controle proposta para o retificador monofásico com tensão de entrada senoidal.	61
Figura 3.3 – Diagrama da Estratégia de controle para retificador monofásico para o caso de tensão de entrada distorcida.....	62
Figura 3.4 – Diagrama da estratégia de controle para o retificador trifásico com tensão de entrada senoidal.	64
Figura 3.5 – Diagrama da estratégia de controle para o retificador trifásico com tensão de entrada distorcida.....	65

Figura 3.6 – Diagrama da estratégia de controle para o retificador trifásico com tensão de entrada desequilibrada.....	66
Figura 4.1– Diagrama da Simulação no PSCAD/EMTDC [®] do Retificador Monofásico em Meia-Ponte usando o Controle Proposto com tensão de entrada senoidal.....	69
Figura 4.2– Resultados da Simulação do Retificador Monofásico em Meia-Ponte usando o Controle Proposto.....	70
Figura 4.3 – Diagrama da Simulação no PSCAD/EMTDC [®] do Retificador Monofásico em Meia-Ponte usando o Controle Proposto com tensão de entrada distorcida.....	71
Figura 4.4 – Resultados da Simulação no PSCAD/EMTDC [®] do Retificador Monofásico em Meia-Ponte usando o Controle Proposto com tensão de entrada distorcida.....	72
Figura 4.5– Diagrama da Simulação do Retificador Monofásico em Ponte Completa usando o Controle Proposto.....	74
Figura 4.6– Resultados da Simulação do Retificador Monofásico em Ponte Completa usando o Controle Proposto.....	75
Figura 4.7 – Diagrama da Simulação no PSCAD/EMTDC [®] do Retificador Monofásico em Ponte completa usando o Controle Proposto com tensão de entrada distorcida.	76
Figura 4.8- Resultados da simulação no PSCAD/EMTDC [®] do retificador monofásico em ponte completa usando o controle proposto com tensão de entrada distorcida.....	77
Figura 4.9 - Diagrama da simulação do Retificador boost Trifásico.....	79
Figura 4.10 – Resultados da simulação no PSCAD/EMTDC [®] do retificador trifásico sem controle com tensão de entrada senoidal.	80
Figura 4.11 - Diagrama da simulação do controle proposto para o retificador boost trifásico com tensão de entrada senoidal.	81
Figura 4.12 - Resultados da simulação no PSCAD/EMTDC [®] do retificador trifásico usando o controle proposto com tensão de entrada senoidal.	82
Figura 4.13 - Resultados da simulação no PSCAD/EMTDC [®] do retificador trifásico sem controle com tensão de entrada distorcida.....	84
Figura 4.14 - Diagrama da Simulação no PSCAD/EMTDC [®] do Controle Proposto para o retificador trifásico com tensão de entrada distorcida.	84

Figura 4.15 - Resultados da simulação no PSCAD/EMTDC [®] do retificador trifásico usando o controle proposto com tensão de entrada distorcida.....	85
4.16 - Resultados da simulação no PSCAD/EMTDC [®] do retificador trifásico sem controle com tensão de entrada desequilibrada.	87
Figura 4.17 - Diagrama da Simulação no PSCAD/EMTDC [®] do Controle Proposto para o retificador trifásico com tensão de entrada desequilibrada.	88
Figura 4.18 - Resultados da simulação no PSCAD/EMTDC [®] do retificador trifásico usando o controle proposto com tensão de entrada desequilibrada.	90
Figura 4.19 - Protótipo do retificador.....	91
Figura 4.20 - Resultados experimentais para o retificador trifásico com tensão de entrada senoidal.....	94
Figura 4.21 - Resultados experimentais para o retificador trifásico com tensão de entrada distorcida.	96
Figura 4.22 - Resultados experimentais para o retificador trifásico com tensão de entrada desequilibrada.....	99

Lista de Tabelas

Tabela 1.1 – Limites de Distorção Harmônica da Tensão.....	4
Tabela 1.2 – Limites de Distorção na Corrente para Sistemas de Distribuição	5
Tabela 1.3 – Níveis de DHTv regidos pela norma brasileira do Prodist.	5
Tabela 2.1 – Parâmetros da simulação do retificador da Figura 2.2.	40
Tabela 2.2 – Parâmetros da simulação do segundo caso.....	45
Tabela 4.1 – Valores da distorção harmônica total das correntes de entrada para cada caso simulado e medido.....	101
Tabela 4.2 - Valores de potência ativa e aparente calculados do protótipo do retificador.	101

Lista de Símbolos

C	<i>Capacitância</i>
$c.a.$	<i>Corrente alternada</i>
$c.c.$	<i>Corrente contínua</i>
D	<i>Duty cycle</i>
DDT	<i>Distorção de Demanda Total</i>
DHI	<i>Distorção Harmônica Individual</i>
DHT_I	<i>Distorção Harmônica total da corrente</i>
DHT_V	<i>Distorção Harmônica total da tensão</i>
DIT	<i>Distorção individual de tensão</i>
D_n	<i>Diodo 'n'</i>
f	<i>Frequência</i>
FP	<i>Fator de Potência</i>
f_{sw}	<i>Frequência de chaveamento</i>
g	<i>Condutância</i>
$i(t)$	<i>Corrente instantânea</i>
I_{ef}	<i>Corrente eficaz</i>
I_g	<i>Corrente de entrada monofásica</i>
I_L	<i>Corrente de carga</i>
i_n	<i>Corrente na fase 'n'</i>
I_{pn}	<i>Amplitude da componente de ordem 'n' da corrente</i>
I_{refn}	<i>Corrente de referência da fase 'n'</i>
I_{SREF}	<i>Corrente de referência no laço de controle da corrente</i>
k_{dg}	<i>Ganho proporcional do integrador</i>
k_p	<i>Ganho do controlador proporcional</i>
L	<i>Indutância</i>
P	<i>Potência ativa</i>
$p(t)$	<i>Potência instantânea</i>
PAC	<i>Ponto de acoplamento comum</i>
P_{ent}	<i>Potência de entrada do retificador</i>

PI	<i>Controlador proporcional-integral</i>
PL	<i>Potência na carga</i>
pw	<i>Potência de entrada usada no controle proposto</i>
PWM	<i>Modulação por largura de pulso</i>
R	<i>Resistência da carga</i>
R_e	<i>Resistência emulada</i>
R_S	<i>Resistência do sensor de corrente</i>
S	<i>Potência aparente</i>
S_n	<i>Dispositivo de chaveamento de número 'n'</i>
T	<i>Período</i>
T_S	<i>Período de chaveamento</i>
$v(t)$	<i>Tensão instantânea</i>
V_{cc}	<i>Tensão no barramento c.c.</i>
V_{conv}	<i>Tensão de pólo do conversor</i>
v_d	<i>Tensão do diodo</i>
V_{ef}	<i>Tensão eficaz</i>
V_g	<i>Tensão de entrada monofásica</i>
v_n	<i>Tensão na fase 'n'</i>
V_n	<i>Amplitude de tensão na fase 'n'</i>
V_{pn}	<i>Amplitude da componente de ordem 'n' da tensão</i>
V_{RMS}	<i>Tensão RMS</i>
z_{dg}	<i>Constante do integrador</i>
Θ	<i>Ângulo de fase da tensão</i>
Ω	<i>Unidade de resistência (ohms)</i>
ω	<i>Frequência angular</i>
φ	<i>Ângulo de fase da corrente</i>

Sumário

<i>Agradecimentos</i>	iv
<i>Resumo</i>	v
<i>Abstract</i>	vi
<i>Lista de Figuras</i>	vii
<i>Lista de Tabelas</i>	xi
<i>Lista de Símbolos</i>	xii
Capítulo 1 INTRODUÇÃO GERAL.....	1
1.1. Introdução	1
1.2. Motivação.....	4
1.3. Objetivos	9
Capítulo 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	10
2.1. Introdução	10
2.2. Revisão Bibliográfica.....	10
2.3. Fundamentação Teórica	13
2.3.1. Fatores de desempenho para sistemas monofásicos.....	14
2.3.1.1. <i>Distorção Harmônica Total - DHT</i>	14
2.3.1.2. <i>Fator de Potência</i>	14
2.3.1.3. <i>Interpretação do Fator de Potência</i>	19
2.3.2. Fatores de Desempenho em Sistemas Trifásicos	20
2.3.2.1. <i>Distorção Harmônica Total</i>	20
2.3.2.2. <i>Fator de Potência</i>	20
2.3.3. Revisão sobre Conversores c.a.-c.c.....	22
2.3.3.1. <i>Retificadores Convencionais</i>	23
2.3.3.2. <i>Retificadores Controlados</i>	26

2.3.3.3. <i>Conversores c.a-c.c. baseados na Topologia boost</i>	27
2.3.4. Estratégias de controle para retificadores.....	29
2.3.4.1. <i>Etapas do Controle</i>	30
2.3.5. Simulações de Estratégias de Controle em Retificadores boost	33
2.3.5.1. <i>Primeiro caso: Retificador boost monofásico em meia-ponte com controle em Um Ciclo</i>	34
2.3.5.2. <i>Segundo caso: Retificador boost trifásico a três fios com controle em Um Ciclo</i>	41
2.3.5.3. <i>Terceiro caso: Retificador boost trifásico a quatro fios</i>	47
2.4. Conclusões	57
Capítulo 3 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PROPOSTA PARA CONVERSORES C.A.-C.C.....	58
3.1. Introdução	58
3.2. Estratégia de Controle Proposta para Retificadores boost Monofásicos	59
3.2.1. Controle para a fonte de alimentação senoidal.....	59
3.2.2. Controle para fonte de alimentação distorcida.....	62
3.3. Estratégia de Controle Proposta para Retificadores boost Trifásicos	63
3.3.1. Controle para tensão de entrada senoidal.....	63
3.3.2. Controle para tensão de entrada distorcida	63
3.3.3. Controle para tensão de entrada desequilibrada.....	64
Capítulo 4 RESULTADOS	67
4.1. Introdução	67
4.2. Resultados de Simulações	68
4.2.1. Retificador Monofásico em Meia-Ponte	68
4.2.1.1. <i>Tensão de entrada senoidal</i>	68
4.2.1.2. <i>Tensão de entrada distorcida</i>	71

4.2.2. Retificador Monofásico em Ponte Completa	73
4.2.2.1. <i>Tensão de entrada senoidal</i>	73
4.2.2.2. <i>Tensão de entrada distorcida</i>	76
4.2.3. Retificador trifásico	78
4.2.3.1. <i>Controle com Tensão de entrada senoidal</i>	79
4.2.3.2. <i>Controle com Tensão de entrada distorcida</i>	82
4.2.3.3. <i>Controle com Tensão de entrada desequilibrada</i>	86
4.3. Resultados Experimentais	90
4.3.1. Retificador trifásico com tensão de entrada senoidal e equilibrada	91
4.3.2. Retificador trifásico com tensão de entrada distorcida	92
4.3.3. Retificador trifásico com tensão de entrada desequilibrada	97
4.4. Discussões dos Resultados	100
Capítulo 5 CONCLUSÕES GERAIS	102
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	104

Capítulo 1

INTRODUÇÃO GERAL

1.1.Introdução

Durante muito tempo, a grande maioria das cargas ligadas à rede elétrica comercial apresentava comportamento linear, de forma que a corrente que circulava por elas possuía apenas componente senoidal na mesma frequência da tensão. Além disso, havia muitas cargas com características indutivas, onde a corrente total era tipicamente senoidal e atrasada em relação à tensão. O formato senoidal da corrente era tão natural, que tal característica era ignorada. Nessas condições, o conceito de fator de potência confundia-se com fator de deslocamento, onde a corrente senoidal, defasada em relação à tensão, podia ser dividida em duas parcelas, a primeira em fase com a tensão, originando a chamada potência ativa; e a segunda em quadratura, ou seja, atrasada 90° em relação à tensão, dando origem à potência reativa, assim denominada. A potência reativa média, em um período da frequência industrial, apresenta valor nulo (CZARNECKI, 1990).

A composição das potências ativa e reativa possibilitou a criação do triângulo de potências. Corrigia-se o fator de potência com a adição de bancos de capacitores em derivação, pois pelos capacitores circulam correntes adiantadas 90° em relação à tensão, cancelando as componentes indutivas que são atrasadas de 90° em relação à tensão, restando apenas as componentes de corrente em fase com a tensão, que geram potência ativa.

Este panorama permaneceu até a década de 1940, onde apesar do uso de válvulas e outros dispositivos não-lineares, estas cargas não-lineares ainda não representavam um problema, por não serem tão numerosas. Porém, a evolução da eletrônica de potência aumentou significativamente o número de cargas não-lineares nos sistemas de distribuição. Atualmente a Eletrônica de Potência lida com o processamento da energia elétrica, convertendo a tensão alternada da rede em tensão contínua, ou em tensão alternada em outras frequências, suprindo cargas das mais variadas naturezas, abrangendo praticamente todas as áreas, desde o setor industrial, comercial e doméstico, até o aeroespacial e o militar (WU, 2006).

O número de cargas não-lineares também aumentou bastante com a rápida disseminação dos equipamentos eletrônicos. Estas cargas geralmente necessitam da energia elétrica disponível em tensão/corrente contínua, como por exemplo, microprocessadores, microcomputadores, acionamento de máquinas elétricas a partir de inversores, dentre outros. Para a alimentação de cargas deste tipo faz-se necessária a conversão da tensão alternada disponibilizada pela rede em tensão contínua, dando origem aos chamados conversores c.a-c.c., ou simplesmente retificadores. Os primeiros retificadores, aqui denominados retificadores convencionais, utilizavam apenas diodos ou tiristores, apresentando geralmente um grande banco de capacitores na saída, com o objetivo de filtrar a ondulação da tensão. Os retificadores convencionais apresentam correntes de entrada pulsadas, característica do chaveamento, que são correntes com alto fator de distorção harmônica.

Obviamente as cargas não são lineares, já que as correntes por elas drenadas apresentam componentes em diversas frequências, múltiplas da frequência fundamental da tensão da rede, denominadas componentes harmônicos. Os retificadores convencionais não são as únicas cargas não-lineares ligadas à rede, mas representam a principal parcela.

Os componentes harmônicos das correntes não senoidais dão origem a uma série de problemas para todo o sistema, desde a geração e transmissão, até os sistemas de distribuição, as instalações e as próprias cargas, tais como (DE LA ROSA, 2006):

- Baixo fator de potência;
- Distorção nas tensões da rede, devido à circulação das componentes harmônicas de corrente através das impedâncias de linha, podendo comprometer o funcionamento de outros equipamentos conectados à mesma rede;
- Desperdício de energia, com o aumento das perdas nos elementos da rede de transmissão e distribuição, além de ser necessário sobredimensioná-los;
- As componentes harmônicas causam ainda diversos problemas aos geradores, aumentando perdas e desperdiçando energia, causando aquecimento e reduzindo sua vida útil;
- Interferência eletromagnética, que pode comprometer o funcionamento de equipamentos sensíveis como sistemas de telecomunicações, e pode provocar comportamento errôneo em equipamentos de medição e proteção;

- Circulação de componentes harmônicas de seqüência zero pelo neutro, em sistemas trifásicos, havendo necessidade de sobredimensioná-lo;
- Conseqüente elevação de potencial do neutro dos sistemas trifásicos, causando problemas de proteção;
- Desperdício de energia e aquecimento em transformadores, devido ao efeito Joule pela circulação de corrente em várias frequências, e por histerese e correntes parasitas, as quais dependem da frequência;

Em virtude dos problemas citados, muitos países elaboraram uma rigorosa regulamentação, com o intuito de limitar os níveis das componentes harmônicas injetadas na rede. Em 1975, a CENELEC (Comission Européan pour la Normalisation Eléctrique) apresentou a norma européia EN50006, que foi substituída em 1982 pela IEC-555 (International Electrotechnical Commission), revisada em 1991. Atualmente os principais padrões são o europeu, determinado pela IEC-61000-3-4, e o americano, definido pela IEEE-519. O padrão americano é considerado mais rígido em relação ao nível da DHT (Distorção Harmônica Total), da DHI (Distorção Harmônica Individual) e da interferência eletromagnética. Aqui no Brasil, as normas do Prodist (Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional) regulam os valores das distorções harmônicas de tensão no sistema de distribuição.

Os retificadores convencionais estão sendo substituídos por retificadores controlados, que são construídos com chaves semicondutoras controladas por sinais de gatilho (pulsos) em um de seus terminais. Essa substituição é devido à característica que os retificadores controlados possuem de permitir o controle da corrente de entrada através de técnicas de controle do chaveamento, o qual determina o tempo de abertura e fechamento de suas chaves. O objetivo do controle do chaveamento é fazer com que o retificador possa operar com fator de potência elevado, correntes de entrada senoidais e tensão controlada no barramento c.c.

Este trabalho será focado na elaboração de uma estratégia de controle para retificadores controlados baseados na topologia boost. A proposta é oferecer uma estratégia de controle simples, que não necessite de transformações de coordenadas e que alcance os objetivos de controle independente da forma de onda da tensão de entrada do retificador.

1.2.Motivação

A qualidade da energia elétrica nos sistemas de distribuição é uma preocupação crescente devido aos harmônicos e os problemas inerentes a sua presença. O uso de equipamentos de eletrônica de potência, tais como inversores de frequência, dispositivos de controle de velocidade de motores, etc., em sistemas industriais vem aumentando a cada ano. Tais equipamentos apresentam como característica impedância não-linear, o que ocorre devido a sua operação em regime de chaveamento. A não-linearidade dos equipamentos baseados em eletrônica de potência exige cuidado, pois os equipamentos são responsáveis pela geração de harmônicos de corrente, os quais comprometem a qualidade da energia.

Os harmônicos de corrente provocam diversos problemas no sistema elétrico como já citado anteriormente. Além de harmônicos de corrente, cargas não-lineares como retificadores e inversores podem fazer com que surjam harmônicos de tensão no Ponto de Acoplamento Comum (PAC), ponto entre a carga e a concessionária de energia. Esse é um problema ainda maior, uma vez que havendo mais de uma carga conectada ao PAC, todas sentirão as conseqüências da distorção na tensão de alimentação.

Algumas normas sugerem limites adequados no nível de harmônicos de corrente e de tensão no sistema elétrico, tais como a IEEE std 519 e o Módulo 8 do Prodist, elaborado pela ANEEL. Nas Tabelas 1.1 e 1.2 são mostrados, respectivamente, os limites de harmônicos de tensão e de correntes sugeridos pela IEEE Std 519. Na Tabela 1.3 são mostrados os limites da DHT de tensão determinados pela norma brasileira (ANEEL, 2007).

Tabela 1.1 – Limites de Distorção Harmônica da Tensão.

Tensão no PCC	Distorção individual de tensão (DIT) %	Distorção Harmônica Total (DHT) %
Abaixo de 69 kV	3,0	5,0
69,001 kV à 161 kV	1,5	2,5
Acima de 161,001 kV	1,0	1,5

Tabela 1.2 – Limites de Distorção na Corrente para Sistemas de Distribuição
(de 120 V a 69 kV).

Máxima Distorção Harmônica da Corrente em % da corrente as carga (i_L)					
Ordem Harmônica Individual (harmônicos ímpares)					
I_{sc}/I_L^*	< 11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$
<20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3
20<50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5
50<100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7
100<1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0
>1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4

* I_{sc} – máxima corrente de curto-circuito no PAC

I_L – máxima corrente de demanda da carga na frequência fundamental no PAC

**DDT – Distorção de Demanda Total

Harmônicos Pares são limitados a 25% dos ímpares.

Distorção de corrente que resulta em tensão de offset não é permitida.

Tabela 1.3 – Níveis de DHTv regidos pela norma brasileira do Prodist.

Tensão Nominal no Barramento	Distorção Harmônica Total da Tensão (DHTv)[%]
$V_n \leq 1kV$	10
$1 kV < V_n < 13,8 kV$	8
$13,8 kV < V_n < 69kV$	6
$69 kV < V_n < 138 kV$	3

Para demonstrar o efeito das correntes distorcidas nos sistemas de distribuição, foi efetuada uma simulação, onde um alimentador trifásico supre um conjunto de cargas não lineares, de acordo com o diagrama unifilar mostrado na Figura 1.1. A carga não-linear C é composta por um retificador trifásico a diodos, a linha é representada por uma impedância puramente indutiva, a fonte é puramente senoidal e possui impedância interna. O barramento onde está conectado a carga é chamado de Ponto de Acoplamento Comum,

pois nele podem estar conectadas outras cargas compartilhando a mesma tensão de alimentação.

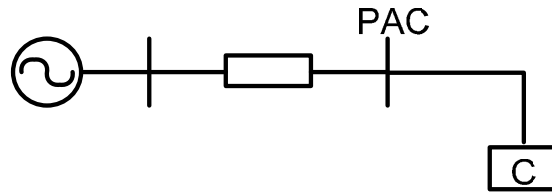
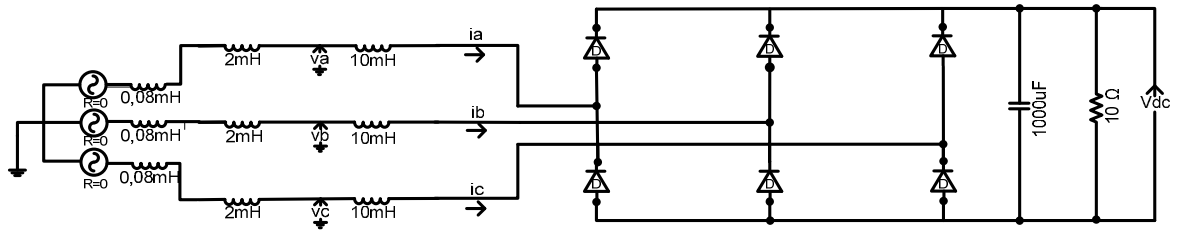
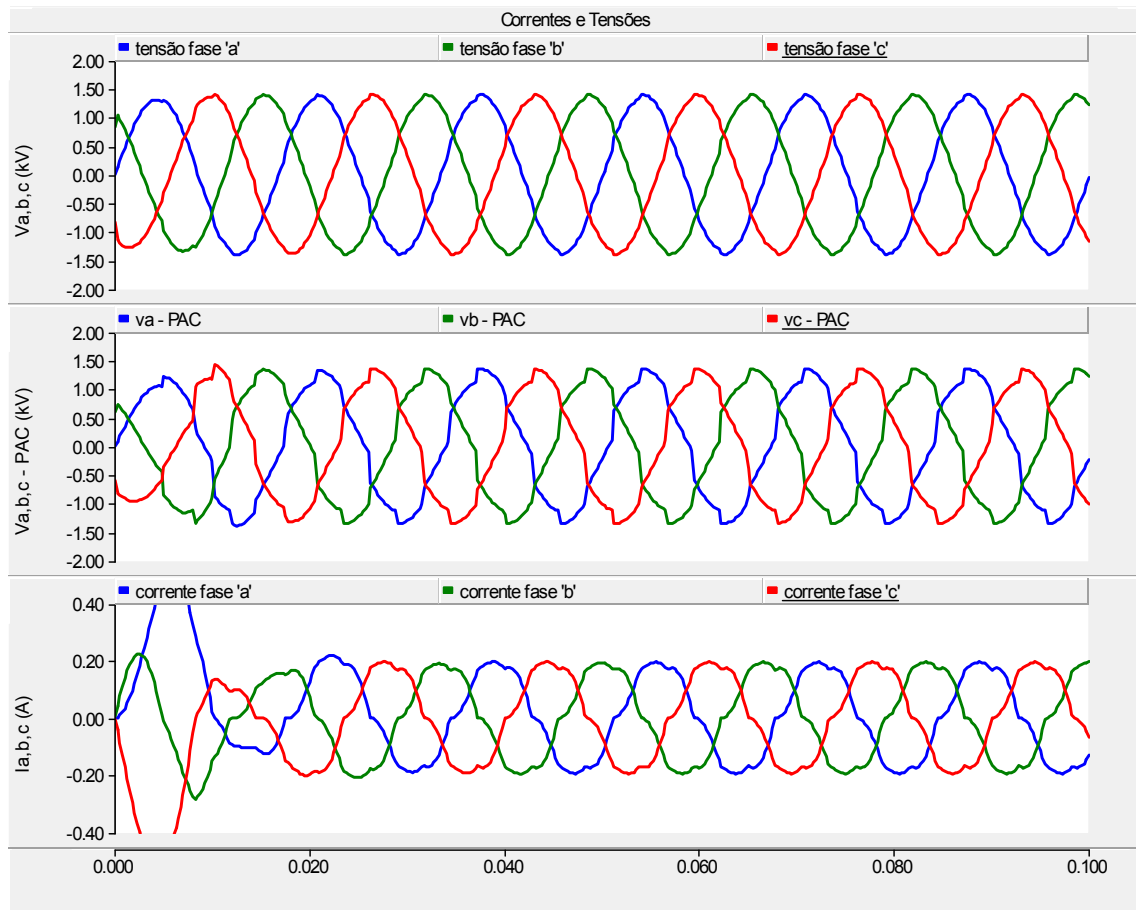


Figura 1.1 - Diagrama unifilar de um alimentador suprindo uma carga não-linear.

O esquema da simulação é apresentado na Figura 1.2(a). Nos gráficos gerados, que estão mostrados na Figura 1.2(b), pode-se perceber a distorção da forma de onda da corrente e na tensão do PAC. Há também uma pequena distorção na tensão da fonte, isto ocorre porque ela é representada como uma fonte com impedância interna. Dependendo do valor da indutância da linha, a distorção da tensão no PAC pode ser bem mais acentuada.



(a)



(b)

Figura 1.2 - Representação de carga não-linear

(a) Retificador trifásico usado como carga não-linear; (b) formas de onda da tensão e da corrente no PAC para o caso da fonte de alimentação senoidal e equilibrada.

Devido à necessidade cada vez maior do uso dos retificadores, fica clara a necessidade do estudo e do projeto de conversores c.a.-c.c. controlados, onde é possível controlar a corrente de entrada para que ela se torne senoidal e com alto fator de potência, de tal forma que não ocorram problemas de distorção da tensão, como demonstrado na simulação.

O foco das pesquisas, em termos de retificadores, é o desenvolvimento de estratégias de controle mais simples, e que façam com que o sistema completo (fonte + conversor + carga) opere com fator de potência próximo do valor unitário, e dentro dos índices de qualidade de energia determinados pelas normas (HENZE e NOHAN, 1986).

A maioria das estratégias de controle encontradas na literatura tem como objetivo fazer com que a corrente de entrada seja uma réplica da tensão de entrada, promovendo fator de potência unitário (GHOSH e NARAYANAN, 2008), (QIAO e SMEDLEY, 2003). Porém, em situações que a tensão de entrada não é senoidal, ou seja, apresenta distorção, a corrente de entrada também será uma réplica da tensão. Desta forma, o sistema fonte-conversor estará operando com fator de potência unitário, porém a corrente será distorcida, não se adequando aos índices de qualidade da energia e promovendo ainda mais a distorção da tensão do barramento.

Desta forma pretende-se desenvolver uma estratégia de controle que além de promover fator de potência próximo à unidade e correntes de entrada senoidais, contemple o cenário em que a tensão de entrada seja não-senoidal, evitando que a corrente seja uma réplica da tensão distorcida que possivelmente estará alimentando o conversor.

1.3. Objetivos

De acordo com o que foi exposto na motivação, o objetivo deste trabalho é desenvolver uma estratégia de controle simplificada para o chaveamento de retificadores boost PWM monofásicos e trifásicos. O algoritmo de controle a ser desenvolvido deverá ter a capacidade de fazer com que as correntes na entrada do retificador sejam senoidais e com fator de potência próximo à unidade. Pelo exposto, o controle terá como função fazer com que as correntes de entrada do retificador sejam senoidais e equilibradas mesmo nas situações em que a tensão de entrada seja distorcida ou desequilibrada, corrigindo o problema de correntes distorcidas quando a tensão é distorcida.

O sistema de controle será aplicado a retificadores baseados na topologia boost, por ser uma das topologias mais aplicadas. O controle será aplicado em três configurações de retificadores: Retificadores boost monofásicos em meia-ponte com capacitor dividido no barramento c.c.; Retificadores boost monofásicos em ponte-completa e Retificadores boost trifásicos.

Para averiguação do correto comportamento do algoritmo de controle proposto, foram feitas simulações no software PSCAD/EMTDC[®] e no caso do retificador trifásico, serão colhidos resultados experimentais em um protótipo construído em laboratório.

Capítulo 2

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1. Introdução

Neste capítulo será feita uma revisão bibliográfica acerca das principais estratégias de controle para retificadores boost encontradas na literatura. Serão abordados também neste capítulo, tópicos necessários ao melhor entendimento deste trabalho de dissertação.

A fundamentação teórica terá quatro seções básicas onde os fundamentos serão abordados de forma concisa. Serão apresentados o significado e as expressões matemáticas para o cálculo de fatores de desempenho para sistemas elétricos, a exemplo do fator de potência e da distorção harmônica total, que são os mais importantes para as análises mostradas mais adiante. Em seguida será feito um levantamento sobre os tipos de conversores c.a.-c.c., apresentando características de retificadores convencionais - também chamados de passivos ou não-controlados- e dos retificadores bidirecionais controlados. A próxima seção será refinada para o estudo específico dos retificadores baseados na topologia boost, que será a configuração adotada para esta dissertação. Por fim será feita a fundamentação sobre estratégias de controle para retificadores boost, mostrando o comportamento de algumas estratégias por meio de simulação.

2.2. Revisão Bibliográfica

Conversores c.a. - c.c. boost promovem tensão controlável no barramento c.c., melhoria do fator de potência na entrada, baixa distorção harmônica e fluxo de potência bidirecional. Por estas razões, eles se tornam mais e mais empregados no processamento da energia em cargas industriais. Vários tipos de estratégias de controle para retificadores boost são encontrados na literatura. As mais usadas são baseadas em controle de corrente, onde se podem localizar as mais importantes, separadas em grupos com características semelhantes.

A estratégia de controle tem como objetivo gerar a referência a ser seguida pelo retificador através do chaveamento dos seus dispositivos. Os primeiros estudos de

controles para os retificadores boost foram desenvolvidos por (MALESANI, ROSSETO, *et al.*, 1985), que fez as análises do desempenho dos conversores boost com o uso do controle Delta. Posteriormente (HENZE e NOHAN, 1986) estudou o comportamento dos retificadores boost com o uso do controle escalar para a tensão no barramento c.c. através do índice de modulação de uma forma de onda PWM sincronizada com a tensão de alimentação. Em paralelo, várias estratégias de controle linear estavam em desenvolvimento (GREEN, BOYS e GATES, 1988), em que são usados reguladores PI lentos e dependentes dos parâmetros do sistema para o laço de controle de tensão, o qual gera a corrente de referência para o laço de controle da corrente. No controle linear usando modulação PWM, estão presentes atrasos e erros de regime permanente, problema que é minimizado com o uso de controladores por histerese (OOI, SALMON, *et al.*, 1987). No grupo de controladores lineares pode-se citar: o PI estacionário e síncrono, realimentação de estados e controle preditivo, todos com frequência fixa (KAUNIERKOWSKI e DZIENIAKOWSLU, 1994) (KAZMIERKOWSKI e MALESANI, 1998), (BUSO, MALESANI e MATTAVELLI, 1998).

No método de Controle Indireto da Corrente, proposto por (DIXON e OOI, 1988), a corrente é indiretamente controlada através do uso da componente fundamental da tensão de entrada. Neste método, o controlador por histerese é substituído pela modulação PWM senoidal, apresentando melhor desempenho dinâmico na ocorrência de mudanças de carga.

Em seguida, as pesquisas foram dedicadas ao estudo dos modelos de controle vetoriais (BLASKO e KAURA, 1997), (VERDELHO e SOARES, 1997), que apresentam um algoritmo de estrutura simples com o uso de transformação para as coordenadas d-q, fazendo uso de reguladores síncronos em que as correntes são tratadas como grandezas contínuas. Apesar do bom desempenho deste tipo de algoritmo, ele não apresentava boa resposta dinâmica. Para contornar o problema dinâmico, novas estratégias de controle da corrente foram apresentadas, em que a idéia central era controlar a tensão nos indutores de entrada do retificador, controlando assim, a corrente de entrada. Estes métodos de controle têm melhor resposta dinâmica, contudo exige grande esforço computacional devido a mudança de coordenadas (CHOI e SUI, 1997).

Existe ainda o grupo de controladores não-lineares, onde o laço de controle da corrente é modificado de tal forma que se torna menos sensível a variações na carga (HITI e BOROJEVIC, 1995). Outros controles não lineares são aqueles baseados na teoria do

Controle em Um Ciclo (OCC) (SMEDLEY e CUK, 1995), (QIAO e SMEDLEY, 2003); o Controle Deslizante (*Sliding Mode Control*) (SILVA, 1997) e mais recentemente os controles que utilizam algoritmos preditivos como redes neurais artificiais (PINHEIRO, JOÓS e KHORASANI, 1995) e em Lógica Fuzzy (RASHIDI, RASHIDI e KERMANPOUR, 2003).

Para a geração dos gatilhos, dois métodos são mais largamente usados: a geração dos pulsos através da modulação PWM, senoidal ou vetorial (ZHANG, BOROYEVICH, *et al.*, 1997) e a geração dos pulsos através de controladores baseados em histerese (SRINIVASAN e ORUGANTI, 1998).

Recentemente surgiu a preocupação em criar estratégias de controle que não apenas façam a corrente de entrada seja uma réplica da tensão, pois uma vez que a tensão de entrada pode apresentar algum tipo de distorção, as correntes controladas não seriam senoidais. Em (LEE, BLASKO, *et al.*, 2010) foi sugerida uma estratégia de controle baseada no uso de observadores de estado para a estimação da distorção na tensão de entrada. No trabalho de Lee *et al.*, as quantidades trifásicas são transformadas para as coordenadas $d-q$, e a saída do estimador é o distúrbio da tensão de entrada, a qual é usada na etapa de controle para minimizar os harmônicos da corrente.

Na geração dos pulsos por modulação PWM senoidal, a referência senoidal é comparada a uma portadora de alta frequência, gerando os pulsos de gatilho com largura variável. Na modulação PWM vetorial, o vetor de referência é decomposto em seus vetores adjacentes nas coordenadas $\alpha-\beta$, e o tempo de aplicação de cada vetor de referência determina o tempo de fechamento e abertura das chaves.

O controle por histerese consiste em controlar as correntes nos indutores de entrada através da comparação da corrente de entrada do retificador com a referência senoidal. Essa comparação é feita com uma determinada histerese, ou seja, um limite superior e um limite inferior. Quando a corrente de entrada atinge o limite superior é enviado um comando para as chaves, da mesma forma quando a corrente atinge o limite inferior, outro comando é enviado, de forma que a corrente de entrada fique sempre dentro dos limites da histerese, como mostrado na Figura 2.1. A principal desvantagem deste controle é o fato dele não operar com frequência fixa, o que dificulta o projeto dos elementos de filtragem e das chaves (SRINIVASAN e ORUGANTI, 1998), (VERDELHO e MARQUES, 1998).

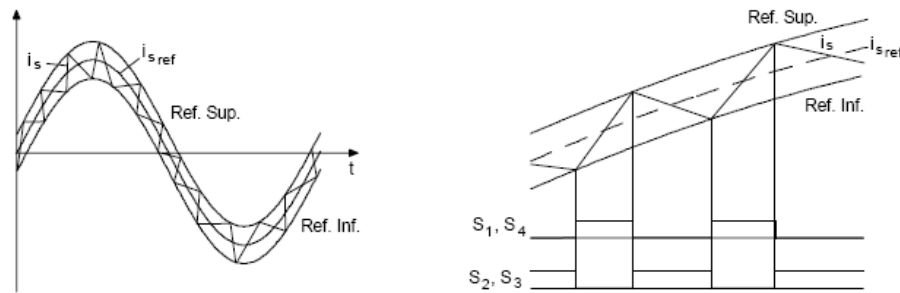


Figura 2.1 - Representação da corrente e do chaveamento no controle por histerese.

A continuação das pesquisas em termos de estratégias de controle para os retificadores seguem a direção de buscar o desenvolvimento ou o aprimoramento de técnicas que melhorem e simplifiquem o controle, facilitando sua implementação digital, e ao mesmo tempo melhorem sua característica dinâmica.

Foi observado na revisão bibliográfica, que a maioria das estratégias de controle não aborda o cenário onde a fonte de entrada é distorcida ou desequilibrada. Esse cenário será abordado na pesquisa desenvolvida neste trabalho, em que a estratégia de controle proposta promoverá fator de potência próximo à unidade e correntes de entrada senoidais e equilibradas, mesmo na situação em que a tensão de entrada é distorcida ou desequilibrada. A estratégia operará no modo de controle de corrente, com a aplicação de modulação PWM senoidal.

2.3.Fundamentação Teórica

Para avaliar o comportamento das cargas e o efeito provocado por elas sobre a rede, são utilizados fatores de desempenho. Os fatores de desempenho dão uma noção quantitativa do comportamento das cargas conectadas aos barramentos do sistema. Dependendo dos seus valores, é possível concluir informações sobre a linearidade da carga e sobre a potência consumida por ela.

O fator de desempenho mais conhecido é o fator de potência, cuja definição é apresentada a seguir, e que dá uma noção sobre como a carga está consumindo a potência entregue. Outro fator de desempenho importante é o que diz respeito aos níveis de distorção harmônica total da tensão e da corrente, respectivamente DHT_v e DHT_i (DE LA ROSA, 2006).

2.3.1. Fatores de desempenho para sistemas monofásicos

2.3.1.1. Distorção Harmônica Total - DHT

A DHT é um importante índice, largamente usado para descrever as características da qualidade da energia em sistemas de transmissão e distribuição. A DHT é definida para a tensão e para a corrente respectivamente por:

$$DHT_v = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_{pn}}{V_{p1}} \right)^2} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V_{pn})^2}}{V_{p1}} \quad e \quad (2.1)$$

$$DHT_i = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_{pn}}{I_{p1}} \right)^2} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (I_{pn})^2}}{I_{p1}} \quad (2.2)$$

A DHT expressa a contribuição das componentes harmônicas para compor um sinal, informando em porcentagem, a relação entre o somatório dos componentes harmônicos e a componente fundamental do sinal.

2.3.1.2. Fator de Potência

Define-se fator de potência (FP) como a razão entre a potência média em um período da frequência da rede, denominada potência ativa, e a potência aparente S :

$$F = \frac{P}{S}. \quad (2.3)$$

Na Equação (2.3), P é o valor médio da potência instantânea e S é a potência aparente, que é dada por:

$$S = V_{ef} I_{ef}. \quad (2.4)$$

Em (2.4) temos que

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [v(t)]^2 dt}, \quad I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i(t)]^2 dt} \quad (2.5)$$

são os valores eficazes da tensão e da corrente (BARBI e SOUZA, 1995).

A. Fator de potência para tensão e corrente senoidais

Para uma rede monofásica, com tensão de alimentação senoidal, tomada como referência, tem-se:

$$v(t) = V_p \text{sen}(\omega t). \quad (2.6)$$

Para uma carga linear, a forma de onda da corrente também será senoidal e na mesma frequência da tensão, com uma possível defasagem entre tensão e corrente, podendo ser representada por:

$$i(t) = I_p \text{sen}(\omega t + \varphi). \quad (2.7)$$

Logo, a potência instantânea, definida como produto entre tensão e corrente, é dada por:

$$\begin{aligned} p(t) &= v(t) i(t) \\ p(t) &= V_p I_p \text{sen}(\omega t) \text{sen}(\omega t + \varphi) \end{aligned} \quad (2.8)$$

A potência média no período pode ser escrita como sendo

$$P = \frac{V_p I_p}{2} \cos \varphi. \quad (2.9)$$

A tensão e corrente eficaz para situações senoidais são dadas por:

$$V_{ef} = \frac{V_p}{\sqrt{2}}; \quad I_{ef} = \frac{I_p}{\sqrt{2}}. \quad (2.10)$$

Logo, a potência aparente da Equação (2.4), pode ser escrita como

$$S = \frac{V_p I_p}{2}. \quad (2.11)$$

Substituindo (2.9) e (2.10) em (2.3) tem-se:

$$FP = \cos(\varphi). \quad (2.12)$$

A expressão da Equação (2.12) define o fator de potência apenas para tensão e corrente senoidais e de mesma frequência. Na verdade, a expressão da (2.12) é equivalente ao fator de deslocamento, que mede a defasagem entre as componentes fundamentais de tensão e corrente.

B. Fator de potência para tensão senoidal e corrente distorcida

Supõe-se novamente que a carga é alimentada por uma fonte de tensão monofásica senoidal, onde:

$$v(t) = V_p \text{sen}(\omega t)$$

Com tensão eficaz dada pela Equação (2.10). Supõe-se que a corrente drenada pela carga seja periódica e distorcida, com período igual ao período da tensão. Desta forma esta corrente pode ser representada genericamente, em série de Fourier, por:

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} i_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{pn} \text{sen}(n\omega t + \varphi_n) \quad (2.13)$$

Aplicando a definição de valor eficaz à (2.13), tem-se que o valor eficaz da corrente da carga é dado por:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} [I_{pn} \text{sen}(n\omega t + \varphi_n)]^2 \right\} d\omega t}, \quad (2.14)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} I_{pn}^2}, \quad (2.15)$$

$$I_{ef} = \frac{I_{p1}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_{pn}}{I_{p1}} \right)^2} \quad (2.16)$$

A Distorção Harmônica Total da corrente (DHTi) é dada por:

$$DHTi = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_{pn}}{I_{p1}} \right)^2} \quad (2.17)$$

Assim, pode-se escrever a corrente eficaz em termos da distorção harmônica total:

$$I_{ef} = I_{ef1} \sqrt{1 + (DHTi)^2} \quad (2.18)$$

A potência aparente, neste caso, pode ser escrita em termos dos valores eficazes:

$$S = V_{ef} I_{ef} \quad (2.19)$$

Sendo a definição de potência ativa média $P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt$. Substituindo as equações de (2.6) e (2.13) e resolvendo as devidas integrais, tem-se a definição de potência ativa para circuitos com correntes distorcidas:

$$P = \frac{V_P I_{P1} \cos(\varphi_1)}{2}. \quad (2.20)$$

Com a definição de fator de potência dado em (2.3), para circuitos com correntes distorcidas e periódicas, com período igual ao da tensão:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{ef} I_{ef}}, \quad (2.21)$$

Que pode ser reescrito em termos da DHT de corrente da seguinte forma:

$$FP = \frac{\cos(\varphi_1)}{\sqrt{1 + (DHTi)^2}}. \quad (2.22)$$

Analisando o espectro da tensão e da corrente, sabendo que somente componentes de mesma frequência da tensão e da corrente geram potência ativa, chega-se a conclusão que uma vez que a tensão apresenta componente apenas em uma frequência, somente a componente fundamental da corrente (I_{P1}), gera toda a potência ativa, enquanto que as componentes harmônicas não geram potência ativa, mas apenas reativa.

C. Fator de potência para tensão e corrente distorcida

Na situação em que tanto a tensão quanto a corrente apresenta distorção harmônica, tem-se a seguinte dedução de fator de potência para tensão e corrente distorcidas. É considerado que tanto a tensão quanto a corrente são periódicas e possuem as mesmas componentes harmônicas, sendo representadas genericamente por série de Fourier.

Define-se a tensão de alimentação e a corrente de carga por:

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} v_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_{pn} \text{sen}(n\omega t + \theta_n),$$

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} i_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{pn} \text{sen}(n\omega t + \varphi_n).$$

O valor eficaz da corrente é dado por (2.15), da mesma forma o valor eficaz da tensão é expresso por:

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} [V_{pn} \text{sen}(n\omega t + \theta_n)]^2 \right\} d\omega t}, \quad (2.23)$$

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} V_{pn}^2}, \quad (2.24)$$

$$V_{ef} = \frac{V_{p1}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_{pn}}{V_{p1}} \right)^2}. \quad (2.25)$$

A Equação (2.25) pode ser escrita em termos da distorção harmônica total da tensão, desta forma:

$$V_{ef} = V_{ef1} \sqrt{1 + (DHTv)^2} \quad (2.26)$$

onde V_{ef1} é o valor eficaz da componente fundamental da tensão.

Em termos dos valores eficazes da tensão e da corrente, dadas pelas Equações (2.25) e (2.16) respectivamente, escrevemos a potência aparente como sendo:

$$S = V_{ef} I_{ef},$$

que pode ser reescrita em termos das distorções harmônicas da tensão e da corrente, da forma:

$$S = V_{1ef} I_{1ef} \sqrt{1 + (DHTv)^2} \sqrt{1 + (DHTi)^2}. \quad (2.27)$$

Com a potência ativa dada por $P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) i(t) dt$, substituindo os devidos valores de $v(t)$ e

de $i(t)$ e fazendo as reduções nas equações, a potência ativa média para sistemas com tensão e corrente distorcidas, pode ser escrita como sendo:

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} V_{n_ef} I_{n_ef} \cos(\varphi_n - \theta_n). \quad (2.28)$$

Observa-se que as componentes harmônicas de tensão e corrente de mesma frequência geram potência ativa, ou seja, pode haver potência ativa processada em diversas frequências, não somente na fundamental. No caso anterior, havia potência ativa processada apenas na frequência fundamental, quando apenas uma das formas de onda (no caso a corrente) era distorcida.

A definição de fator de potência é a mesma, levando em consideração todas as componentes dos sinais de tensão e corrente.

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{ef} I_{ef}}. \quad (2.29)$$

Que pode ser reescrito em termos das distorções harmônicas da tensão e da corrente, desta forma:

$$FP = \cos(\varphi - \theta) \frac{(1 + DHT_P)}{\sqrt{(1 + DHT_I)^2} \cdot \sqrt{(1 + DHT_V)^2}}. \quad (2.30)$$

Onde DHT_P é a taxa de distorção harmônica da potência, que é dada por:

$$DHT_P = \sum_{n=2}^{\infty} \frac{V_{n_ef} \cdot I_{n_ef} \cos(\varphi_n - \theta_n)}{V_{1_ef} \cdot I_{1_ef} \cos(\varphi_1 - \theta_1)}. \quad (2.31)$$

2.3.1.3. Interpretação do Fator de Potência

Qualquer forma de onda de tensão e corrente, onde uma é imagem da outra estando em fase, tem-se fator de potência unitário, onde a carga representa uma resistência pura equivalente. Então, o fator de potência determina a parcela da carga que pode ser representada por uma resistência pura, que será responsável pela totalidade da potência ativa processada.

Para uma tensão distorcida, a corrente da carga deve ser igualmente distorcida, com o mesmo formato, para que se tenha fator de potência unitário. Ou seja, quando se tem tensão e correntes distorcidas, deve-se utilizar a Equação (2.3) para calcular o fator de potência, levando em consideração todas as componentes harmônicas que constituem o sinal.

Então, pela definição apresentada de fator de potência, uma carga qualquer pode ser dividida em duas parcelas, a primeira representada por uma resistência, que absorve uma corrente como imagem da tensão, responsável por toda a potência ativa processada; e uma segunda parcela, complementar, responsável pela potência reativa, representada por uma fonte de corrente.

2.3.2. Fatores de Desempenho em Sistemas Trifásicos

Nesta seção será considerado um sistema trifásico genérico, onde as tensões e as correntes podem apresentar distorções, sendo cada um dos sinais representados por sua série de Fourier.

2.3.2.1. Distorção Harmônica Total

A distorção harmônica total pode se referir apenas a uma corrente ou tensão, portanto somente a uma das fases. Ao se avaliar, por exemplo, uma carga trifásica, a distorção harmônica total para as correntes ou tensões é calculada em uma das fases e o resultado é suposto ser igual para as outras fases. Desta forma as equações para sistemas monofásicos são aplicadas aos sistemas trifásicos.

2.3.2.2. Fator de Potência

Por definição, a potência instantânea ou a potência média (ativa) total do sistema trifásico pode ser dada pela soma das potências em cada uma das fases. Porém esta definição não se aplica para a potência aparente, pois ela é interpretada como uma grandeza vetorial, não podendo simplesmente somar seu módulo. O fator de potência para sistemas trifásicos é definido por:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{ef} I_{ef}} \quad (2.32)$$

sendo P é a potência ativa trifásica e S a potência aparente trifásica, dada pelo produto da tensão trifásica eficaz e da corrente trifásica eficaz.

Definindo as tensões e as correntes de fase em termos de suas componentes harmônicas, temos:

$$v_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} v_{an}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_{apn} \text{sen}(n\omega t + \theta_{an}) \quad (2.33)$$

$$v_b(t) = \sum_{n=1}^{\infty} v_{bn}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_{bpn} \text{sen}(n\omega t + \theta_{bn}) \quad (2.34)$$

$$v_c(t) = \sum_{n=1}^{\infty} v_{cn}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_{cpn} \text{sen}(n\omega t + \theta_{cn}) \quad (2.35)$$

e

$$i_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} i_{an}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{apn} \text{sen}(n\omega t + \varphi_{an}) \quad (2.36)$$

$$i_b(t) = \sum_{n=1}^{\infty} i_{bn}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{bpn} \text{sen}(n\omega t + \varphi_{bn}) \quad (2.37)$$

$$i_c(t) = \sum_{n=1}^{\infty} i_{cn}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{cpn} \text{sen}(n\omega t + \varphi_{cn}) \quad (2.38)$$

A potência instantânea trifásica pode ser calculada da definição:

$$p(t) = v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t), \quad (2.39)$$

e a potência ativa trifásica será o valor médio da potência instantânea trifásica.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt. \quad (2.40)$$

A potência aparente do sistema trifásico é calculada através dos valores eficazes da tensão e da corrente, incluindo todos os componentes destes dois sinais. O valor eficaz da tensão trifásica de cada fase é definido como sendo (CZARNECKI, 1988), (CZARNECKI, 1990).:

$$V_{aef} = \sqrt{\frac{1}{2} [V_{ap1}^2 + V_{ap2}^2 + V_{ap3}^2 + V_{ap4}^2 + \dots + V_{apn}^2]}; \quad (2.41)$$

$$V_{bef} = \sqrt{\frac{1}{2} [V_{bp1}^2 + V_{bp2}^2 + V_{bp3}^2 + V_{bp4}^2 + \dots + V_{bpn}^2]}; \quad (2.42)$$

$$V_{cef} = \sqrt{\frac{1}{2} [V_{cp1}^2 + V_{cp2}^2 + V_{cp3}^2 + V_{cp4}^2 + \dots + V_{cpn}^2]}. \quad (2.43)$$

E a corrente eficaz de cada fase:

$$I_{aef} = \sqrt{\frac{1}{2} [I_{ap1}^2 + I_{ap2}^2 + I_{ap3}^2 + I_{ap4}^2 + \dots + I_{apn}^2]}; \quad (2.44)$$

$$I_{bef} = \sqrt{\frac{1}{2} [I_{bp1}^2 + I_{bp2}^2 + I_{bp3}^2 + I_{bp4}^2 + \dots + I_{bpn}^2]}; \quad (2.45)$$

$$I_{cef} = \sqrt{\frac{1}{2} [I_{cp1}^2 + I_{cp2}^2 + I_{cp3}^2 + I_{cp4}^2 + \dots + I_{cpn}^2]}. \quad (2.46)$$

Assim, a tensão eficaz trifásica e a corrente eficaz trifásica serão dadas por:

$$V_{ef} = \sqrt{V_{aef}^2 + V_{bef}^2 + V_{cef}^2}, \quad (2.47)$$

$$I_{ef} = \sqrt{I_{aef}^2 + I_{bef}^2 + I_{cef}^2}. \quad (2.48)$$

Ea potência aparente pode então ser escrita como sendo:

$$S = V_{ef} I_{ef} \quad (2.49)$$

A partir do cálculo das grandezas da Equações (2.47) e (2.48), é possível calcular o Fator de Potência de uma instalação trifásica através da Equação (2.32).

2.3.3. Revisão sobre Conversores c.a.-c.c.

Denomina-se conversor c.a.-c.c. o equipamento capaz de converter tensão alternada (c.a.) em tensão contínua (c.c.). Atualmente, os retificadores empregam dispositivos semicondutores de potência, onde as topologias mais utilizadas são as de ponte completa que otimizam o aproveitamento da tensão do transformador de entrada (BORGONOVO, 2001).

As desvantagens do uso de conversores c.a.-c.c. são os problemas da baixa qualidade da energia, em termos da corrente de entrada, que é bastante distorcida, baixo fator de potência na entrada e da variação na tensão do barramento c.c. (SINGH, SINGH, *et al.*, 2004). Para atenuar os problemas já citados, com relação à distorção harmônica das correntes de entrada dos retificadores convencionais surgiram topologias de retificadores que utilizam dispositivos de chaveamento controlado, que são os retificadores controlados

ou ativos. Com os retificadores controlados é possível minimizar a distorção na corrente de entrada e elevar fator de potência, assim como manter controlada a tensão do barramento c.c.. Isto é alcançado por meio de um algoritmo de controle, o qual é responsável por determinar o acionamento de cada chave do conversor.

Pode-se e então dividir os retificadores em dois grandes grupos, em termos do seu tipo de dispositivo de chaveamento, os retificadores convencionais ou passivos e os retificadores controlados ou ativos. A seguir, será dada uma breve descrição sobre alguns tipos de retificadores convencionais e ativos.

2.3.3.1. Retificadores Convencionais

Retificadores convencionais utilizam diodos como dispositivos de chaveamento. A Figura 2.2(a) apresenta a estrutura do retificador monofásico de onda completa em ponte, com filtro capacitivo na saída. É imprescindível a apresentação desta estrutura, a qual está presente em muitas cargas não-lineares ligadas à rede elétrica comercial. As indutâncias de entrada do circuito representam as impedâncias da linha e indutâncias de dispersão dos transformadores. A Figura 2.2(b) apresenta as formas de onda características de tensão e corrente do retificador (BORGONOVO, 2005).

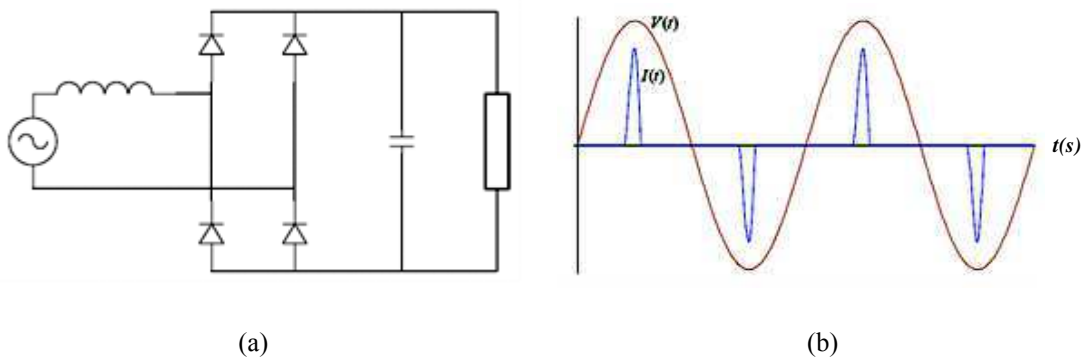


Figura 2.2 - (a) Retificador monofásico convencional em meia-ponte; (b) Formas de ondas características

A seguir é apresentado na Figura 2.3(a) o retificador trifásico de onda completa, também conhecida como Ponte de Graetz. A estrutura apresentada também utiliza filtro capacitivo na saída. Deve-se observar que as indutâncias L_L são as indutâncias de linha

(acrescidas das indutâncias de dispersão dos transformadores e de outras possíveis indutâncias parasitas).

Esta estrutura, assim como sua versão monofásica, apresenta como principais vantagens: robustez, baixo peso, redução de volume e custo, além da simplicidade. No entanto, apresenta uma desvantagem muito grande no que diz respeito à corrente de entrada, que apresenta uma taxa de distorção harmônica muito elevada e baixo fator de potência. A Figura 2.3(b) apresenta as formas de onda de tensão e corrente em uma das fases de entrada do retificador trifásico.

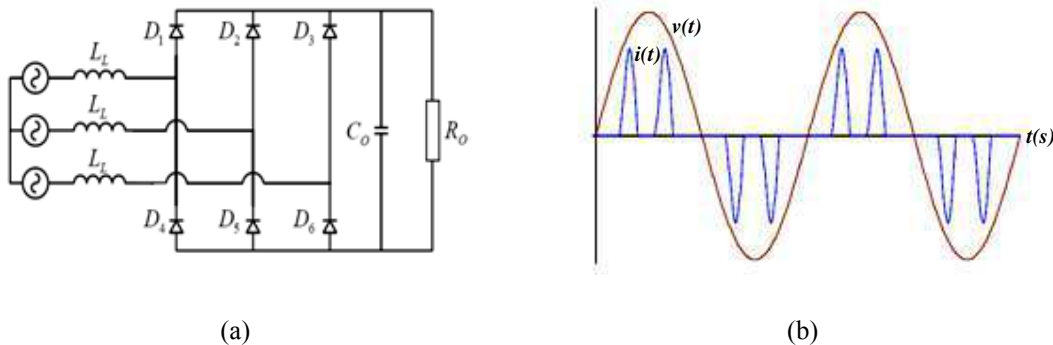


Figura 2.3 - (a) Retificador trifásico convencional de onda completa.; (b) Formas de onda características.

Algumas estruturas de retificadores convencionais são usadas para melhorar a corrente de entrada. Nas estruturas apresentadas, são usados elementos passivos como indutores, capacitores e transformadores, para melhorar o formato da corrente de entrada do equipamento.

Alguns exemplos de estruturas de retificadores passivos são mostrados na Figura 2.4, Figura 2.5 e Figura 2.6, bem como as suas formas de onda características. Na Figura 2.4, as indutâncias L_1 , L_2 e L_3 são indutâncias de entrada do retificador, essas indutâncias de entrada minimizam o efeito pulsado da corrente, porém podem aumentar a defasagem entre a tensão e a componente fundamental da corrente, diminuindo o fator de potência. Na estrutura da Figura 2.5 é adicionado um filtro indutivo em série com a carga, esta topologia melhora a distorção harmônica e o fator de potência, porém aumenta o custo do conversor, já que o indutor operaria em baixa frequência e com componente contínua de corrente. O filtro LC de entrada da estrutura apresentada na Figura 2.6 promove formato quase

senoidal na corrente de entrada, mas devido ao custo dos elementos passivos, seu uso é recomendado em aplicações onde a frequência da rede é mais elevada, que reduz o volume dos capacitores.

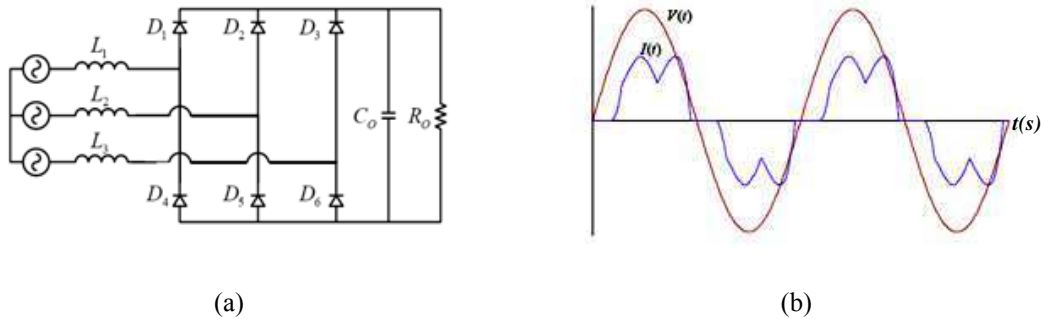


Figura 2.4 - (a) Ponte trifásica de diodos com filtro capacitivo na saída e filtro indutivo na entrada; (b) Formas de Onda Características de tensão e corrente.

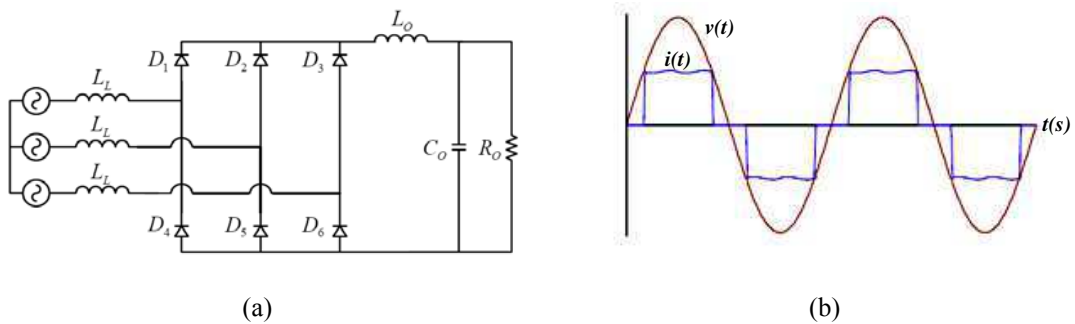


Figura 2.5 - (a) Ponte trifásica de diodos, com filtro LC de saída; (b) Formas de Onda Características de tensão e corrente.

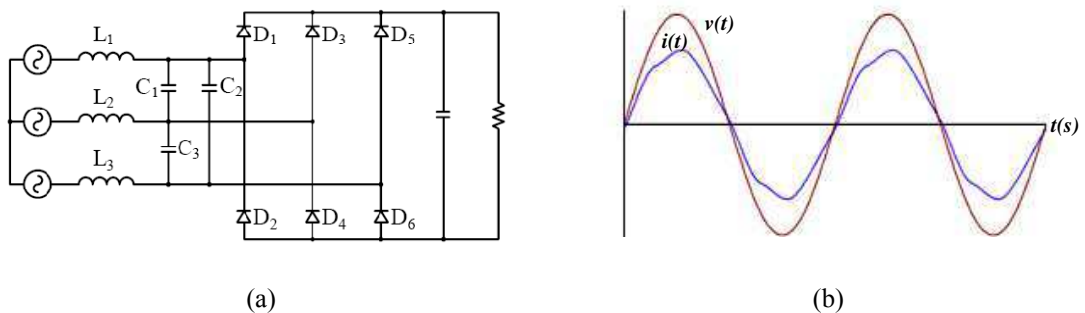


Figura 2.6 - (a) Retificador passivo LC trifásico; (b) Formas de Onda Características de tensão e corrente.

2.3.3.2. Retificadores Controlados

Os retificadores trifásicos convencionais, não apresentam características suficientemente boas para serem utilizados em aplicações regulamentadas por normas rígidas, além de não ser possível a regulação da tensão de saída. Nesses casos se faz necessária a utilização de retificadores PWM ativos.

Esta nova família de retificadores que estão sendo desenvolvidas, usam novos dispositivos de chaveamento de estado sólido, como MOSFETs, IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistors), GTOs (Gate Turn-off Thyristors), etc. Nos retificadores ativos, controla-se ativamente as correntes de entrada, através do devido chaveamento dos dispositivos de estado sólido (SINGH, SINGH, *et al.*, 2004), (RODRÍGUEZ, DIXON, *et al.*, 2005).

Em relação aos dispositivos de eletrônica de potência usados nos conversores, pode-se dizer que, para baixa potência os MOSFETs são usados com desempenho ainda não superado devido à sua alta taxa de chaveamento com perdas desprezíveis. Em média potência, o IGBT é considerado o dispositivo mais adequado para ser usado nos conversores com tecnologia PWM. Em alta potência, o GTO é recomendado com sua capacidade de auto-comutação e bloqueio por tensão reversa na frequência de chaveamento de alguns kHz (SMEDLEY e CUK, 1995), (RODRÍGUEZ, LUNA, *et al.*, 2008) e (SINGH, SINGH, *et al.*, 2004).

Em sistemas monofásicos, quando se deseja fator de potência próximo da unidade, com baixa taxa de distorção harmônica na corrente de entrada, dispõe-se de uma estrutura já consagrada, o boost monofásico. Já no caso trifásico, não há uma topologia principal, dentro das topologias existentes, escolhe-se a mais adequada para cada aplicação. (SINGH, SINGH, *et al.*, 2004)

Os retificadores trifásicos ativos podem ser divididos de acordo com a Árvore de Classificação apresentada na Figura 2.7. A primeira divisão leva em conta a direcionalidade do fluxo de potência, onde os conversores podem ser unidirecionais, quando o fluxo de energia somente existe da fonte para a carga, ou bidirecionais, quando há fluxo de energia da fonte para a carga e da carga para a fonte.

Dentro da condição de uni ou bidirecionalidade, os conversores são novamente separados em cinco categorias, de acordo com a topologia de cada um. São estas as categorias: Buck, boost, Buck-boost, Multinível e Multipulso.

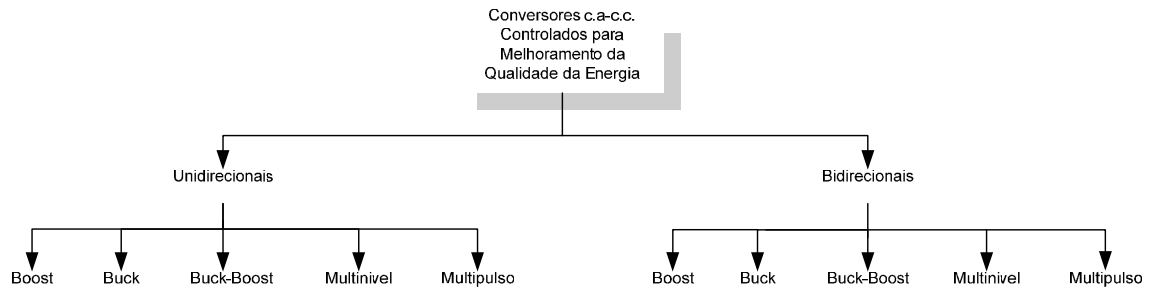


Figura 2.7 - Árvore de Classificação dos Conversores para melhoramento da qualidade da energia.

O estudo deste trabalho de dissertação vai se aprofundar na configuração do retificador baseado na topologia boost bidirecional a três fios. Assim a partir daqui será tratada apenas esta topologia.

2.3.3.3. *Conversores c.a-c.c. baseados na Topologia boost*

Dentre as topologias de retificadores do tipo PWM, tem-se a topologia que é baseada na configuração do conversor boost. Esta topologia propicia uma reduzida taxa de distorção harmônica da corrente de entrada, já que utiliza as técnicas ativas para controlar estas correntes, além de promover controle da tensão no barramento c.c. e bidirecionalidade no fluxo de energia. Uma vez que o conversor boost é também chamado de elevador de tensão, nos retificadores baseados nesta topologia a tensão do barramento c.c. deve ser maior do que o valor máximo de pico da tensão de linha (BARBI, NOVAES, *et al.*, 2002).

Na Figura 2.8 é apresentada a configuração monofásica em meia ponte do retificador boost. De uma forma geral, a configuração trifásica é uma extensão da monofásica. Como pode ser visto na Figura 2.8, os retificadores boost possuem indutores na entrada e através da imposição da tensão sobre estes indutores é possível controlar as correntes de entrada.

Na estrutura da Figura 2.7, os dispositivos de chaveamento operam de modo complementar e a tensão em cada capacitor pode ser maior que a tensão de pico da entrada, assim a topologia monofásica em meia ponte pode ser chamada também de duplicador de tensão. A desvantagem desta topologia é a necessidade de controlar o balanço de tensão entre os capacitores, para que eles mantenham tensões iguais em seus terminais. (RODRÍGUEZ, DIXON, *et al.*, 2005)

Na Figura 2.9 é mostrada a configuração em ponte completa do retificador boost. Neste caso há apenas um capacitor no barramento c.c. e o controle da tensão é mais simples, porém o retificador tem maior custo devido ao maior número de chaves.

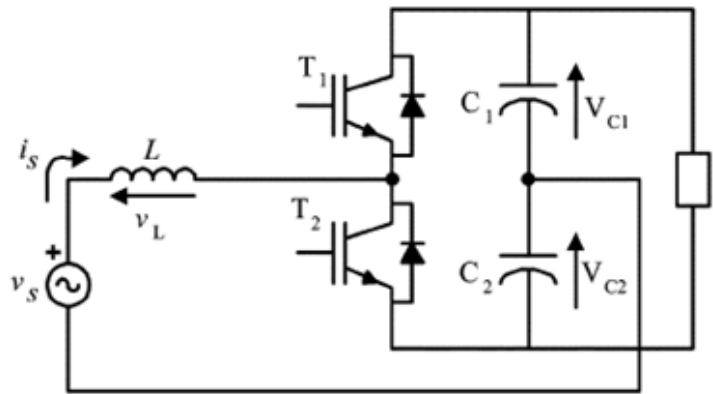


Figura 2.8 - Retificador boost monofásico em meia ponte.

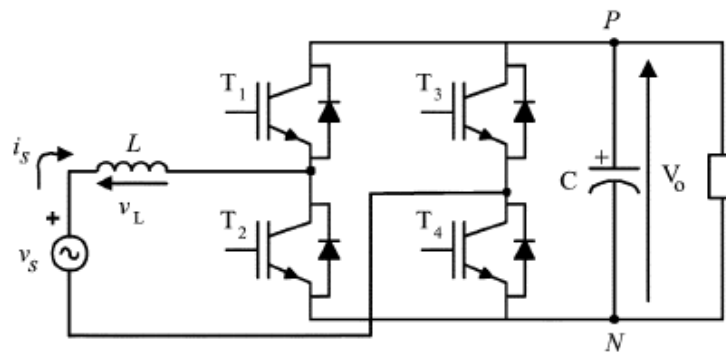


Figura 2.9 - Retificador boost em ponte completa.

A topologia do retificador boost trifásico bidirecional, composto por seis dispositivos de chaveamento é uma das mais conhecidas na literatura, principalmente por

ser muito utilizada operando como inversor trifásico e em filtros ativos (AKAGI, 2005). Esta topologia possui como característica principal a bidirecionalidade no fluxo de potência e, como a maioria das topologias do tipo elevadoras, a tensão no barramento c.c é maior que a tensão de pico da entrada. A bidirecionalidade é importante em algumas aplicações em que na carga há reversão do fluxo de potência durante a operação, como locomotivas e guindastes (RODRÍGUEZ, DIXON, *et al.*, 2005).

Devido à sua configuração, a topologia boost é a mais simples de ser controlada, pois as chaves operam de modo complementar, exibindo como desvantagem a possibilidade de curto-circuito do barramento c.c. (BARBI, NOVAES, *et al.*, 2002). Aqui o barramento c.c. é representado por uma fonte de tensão contínua, uma vez que neste tipo de retificador a tensão do barramento é controlada e mantém o seu valor fixo.

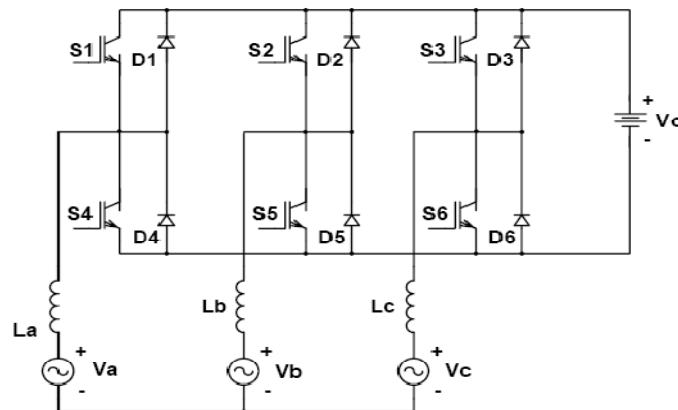


Figura 2.10 - Retificador boost trifásico a três fios.

2.3.4. Estratégias de controle para retificadores

A estratégia de controle, a qual é responsável pela geração dos pulsos de gatilho para os dispositivos de chaveamento, é considerado o núcleo de um conversor. Ela é basicamente executada em três partes. A primeira parte corresponde à aquisição dos sinais essenciais de tensão e corrente que são usados para alimentar os processadores, os quais executarão o algoritmo de controle; a segunda corresponde à geração dos sinais de referência que o conversor irá seguir; e a terceira é a geração dos pulsos de gatilho para os dispositivos de chaveamento.

Em conversores c.a.- c.c. operando apenas na alimentação de cargas com corrente contínua, duas variáveis são controladas, a corrente de entrada (i_{fase}) e a tensão no

barramento c.c.(v_0). A corrente de entrada deve estar em fase com a tensão na entrada para garantir o fator de potência unitário, além disso, deverá apresentar o mínimo de distorção harmônica possível. A tensão no barramento c.c. deve ser constante e com a mínima ondulação possível. Estas três características são os objetivos de controle dos retificadores ativos.

Como já foi dito anteriormente, o objetivo de controle da maioria das estratégias encontradas na literatura é que a corrente de entrada seja uma réplica da tensão de entrada, pois a grande preocupação nos projetos de controladores é manter o fator de potência unitário. Porém deve também haver uma preocupação quanto à forma de onda da tensão de entrada, pois se a mesma apresentar distorção, a corrente controlada também será distorcida.

2.3.4.1. Etapas do Controle

A. Aquisição dos sinais

A primeira parte da estratégia de controle de um conversor corresponde à aquisição dos sinais essenciais de tensão e corrente. Os sinais adquiridos geralmente são a tensão c.a., as correntes de entrada e a tensão no barramento c.c. do conversor. Nesta etapa os sinais adquiridos pelos sensores são digitalizados e usados na realização das etapas de cálculo.

B. Execução do Algoritmo

A segunda parte da estratégia é a execução do algoritmo de controle, nesta etapa são realizados os cálculos necessários ao correto funcionamento do conversor, como também a regulação das variáveis do sistema. Vários tipos de controladores são empregados na etapa do controle dos conversores, como controladores PI (Proporcional Integral), PID (Proporcional Integral Derivativo), etc. por possuírem rápida resposta dinâmica e ao mesmo tempo mantém a estabilidade do sistema conversor .

A saída desta etapa do controle geralmente é o sinal de referência, tensão ou corrente, que deverá ser usado para gerar os pulsos de gatilho dos dispositivos de chaveamento. No caso de retificadores, a referência é geralmente um sinal senoidal que o retificador deverá seguir de acordo com o chaveamento dos seus IGBTs.

As maiorias das estratégias de controle aplicadas exigem transformações matemáticas complexas e um número elevado de variáveis que devem ser medidas do sistema. Para a geração do sinal de referência, geralmente são usadas estratégias de controle de corrente para aplicações em conversores monofásicos ou trifásicos. Dentre os métodos existentes, o Modo de Controle de corrente é usado em conversores pela necessidade de geração de uma referência de corrente a ser seguida pelo conversor (SINGH, SINGH, *et al.*, 2004).

No modo de controle de corrente, a corrente de entrada é controlada através da imposição da tensão sobre o indutor de entrada do conversor. Considere o sistema mostrado na Figura 2.11 onde o conversor é representado por dois sistemas separados e interligados por uma impedância de linha, que idealmente corresponde ao próprio indutor boost.

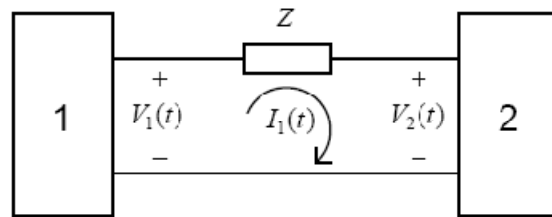


Figura 2.11 – Representação do sistema equivalente fonte de alimentação – impedância – conversor.

Supondo que a tensão $V_1(t)$, que corresponde à tensão da rede de alimentação c.a., seja uma senóide, e que se deseja que o fator de potência seja unitário, ou seja, a transferência de energia deve ocorrer do sistema 1 para o sistema 2 como se ele fosse uma resistência pura. Assim, a corrente $I_1(t)$ será uma imagem da tensão da entrada $V_1(t)$, variando apenas sua amplitude de acordo com a potência consumida pela carga.

Como a tensão $V_1(t)$ é conhecida, impõe-se $V_2(t)$ e conseqüentemente $V_L(t)$, que é a queda de tensão no indutor de entrada do retificador. A imposição de $V_L(t)$ torna possível o controle da corrente que circula pelo indutor, que é a mesma corrente que é fornecida pela fonte $V_1(t)$.

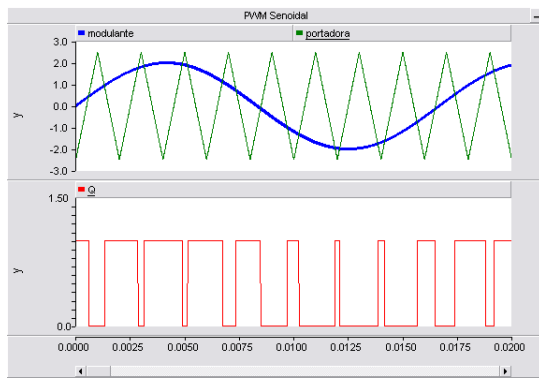
C. Geração dos sinais PWM

A terceira parte da estratégia de controle é justamente a geração dos sinais de gatilho para os dispositivos de estado sólido que compõem o conversor. Os sinais de tensão

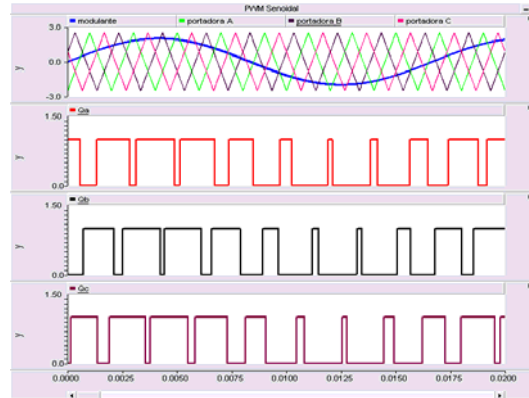
e corrente adquiridos e a corrente de referência servem de alimentação para este estágio do controlador, o qual tem como saída os pulsos para cada chave, que determinam o tempo que cada chave deverá ficar fechada.

Na literatura, as técnicas de geração dos pulsos mais conhecidas para retificadores PWM são:

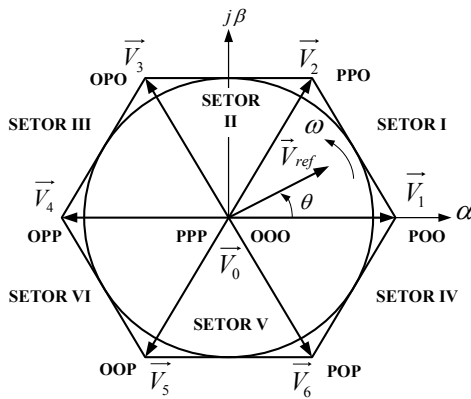
- **Modulação por Largura de Pulso Senoidal (SPWM).** Nesta modulação uma forma de onda senoidal é comparada com uma portadora triangular de frequência elevada, e esta comparação gera pulsos de largura variável. A comparação poderá ser executada usando uma única portadora triangular para as três fases ou três portadoras triangulares defasadas de 120° , como mostrado na Figura 2.12(a). O uso de três portadoras mostrado na Figura 2.12(b), é maior nos casos de conversores trifásicos a quatro fios, onde se deseja maior regulação na corrente do neutro (GHOSH e NARAYANAN, 2008);
- **Modulação no Espaço Vetorial (SVPWM).** Na literatura, nota-se que as pesquisas existentes mostram que este tipo de controle é separado em duas famílias distintas, a que usa o sistema de coordenadas ‘abc’ e a que usa o sistema de coordenadas ‘ $\alpha\beta 0$ ’. Dentro destas duas famílias, tem-se a modulação vetorial simples, com vetores de duas dimensões, em que o vetor de referência é formado pela combinação de dois vetores ativos e de um vetor nulo; e modulação vetorial em três dimensões (3D SVPWM), na qual os vetores de estado são distribuídos no espaço tridimensional, e que o vetor referência é formado pela combinação de três vetores ativos e dois nulos, como mostrado pelos diagramas da Figura 2.12(c) e 2.12(d) (ZHANG, BOROYEVICH, *et al.*, 1997), (ZHANG, LEE e BOROYEVICH, 2000);



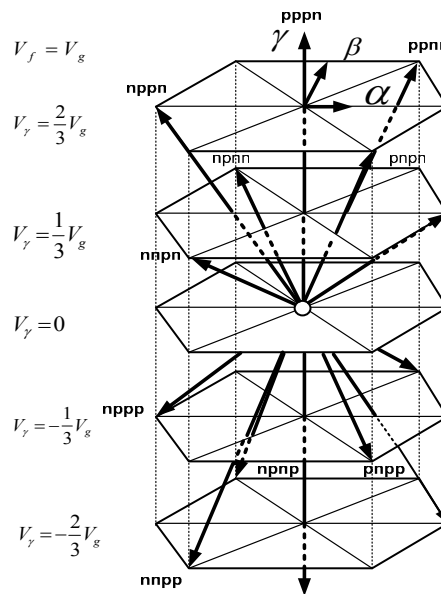
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 2.12 – Modulações PWM.

(a) PWM Senoidal com uma portadora triangular; (b) PWM Senoidal com três portadoras triangulares; (c) PWM vetorial em uma dimensão; (d) PWM vetorial em três dimensões.

2.3.5. Simulações de Estratégias de Controle em Retificadores boost

Alguns conversores c.a.-c.c. controlados encontrados na literatura foram simulados usando as estratégias de controle propostas por seus autores. Os trabalhos citados foram escolhidos por apresentarem semelhanças com o que será apresentado neste trabalho e por serem métodos de controle relativamente novos.

As simulações foram feitas usando o software PSCAD/EMTDC[®] e foram usados todos os parâmetros propostos nas referências.

Em alguns casos, foi inserida na simulação distorções na tensão da fonte de alimentação, como componentes harmônicas e desequilíbrio nas fases. Isto foi feito para verificar o comportamento das correntes nas linhas na presença de tais fenômenos, uma vez que nas referências é sempre considerado que a tensão da fonte é senoidal. De acordo com o que foi mostrado no Capítulo 1, em certos casos, onde cargas não-lineares estão ligadas ao PAC, as tensões nesse ponto podem apresentar distorções harmônicas, que são aplicadas às outras cargas também ligadas ao PAC.

2.3.5.1. Primeiro caso: Retificador boost monofásico em meia-ponte com controle em Um Ciclo

O primeiro circuito simulado é um retificador monofásico em meia-ponte cuja estrutura é mostrada na Figura 2.13. As chaves S1 e S2 são IGBTs. O circuito funciona como um retificador duplicador de tensão e é usado em aplicações que necessitem de alta tensão no barramento c.c. (GHOSH e NARAYANAN, 2007).

Os principais desafios do controle do conversor são: promover fator de potência unitário na entrada, ou seja, que as correntes de entrada estejam em fase com a tensão da fonte de alimentação; manter a tensão no barramento c.c. no valor de referência desejado; e manter o balanço entre as tensões nos capacitores C1 e C2 do barramento c.c.

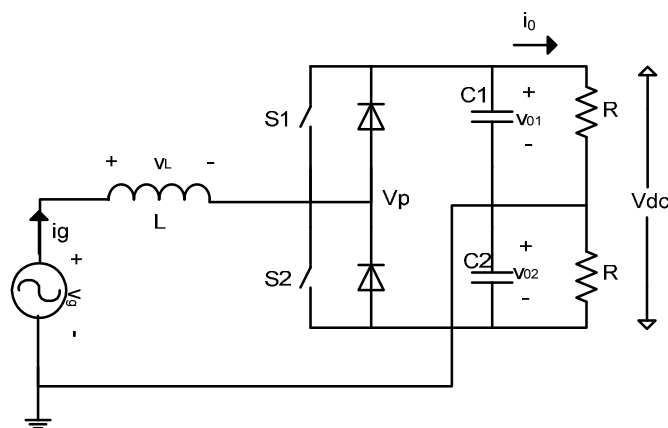


Figura 2.13 – Retificador Monofásico em Meia-Ponte.

O controle do retificador foi baseado no controle de corrente com frequência constante, a estratégia controle de um ciclo, proposta por (SMEDLEY e CUK, 1995).

O controle de um ciclo foi aplicado inicialmente para conversores c.c.-c.c. buck e boost. A técnica se baseia no fato de que, em conversores c.c.-c.c., cada chave possui um valor médio de tensão e de corrente em cada ciclo de chaveamento, assim, a principal idéia por trás do controle de um ciclo é controlar, ciclo a ciclo, os valores médios da tensão ou da corrente na chave, forçando-os a ser igual a um valor de referência. Para o caso de um conversor c.c.-c.c. do tipo boost, a tensão no diodo é igual à diferença entre a tensão de entrada e a de saída, como mostrado na Figura 2.14.

A chave fecha por meio do clock, que faz com que a saída Q no flip-flop RS seja igual a “1”. Como a frequência do clock é constante, o chaveamento do conversor também é constante. Quando a chave está ligada, a corrente no indutor está crescendo e ele está armazenando energia, nesse tempo o integrador está integrando a tensão do diodo. Quando V_D alcança o valor $(V_{ref} - V_g)$ o comparador muda de estado e o controlador comuta a chave para aberta. Ao mesmo tempo, o controlador envia um pulso para zerar o integrador. Durante o tempo em que a chave está aberta o diodo conduz e entrega energia à carga. A lei de controle é da forma:

$$V_{ref} - V_g = V_D = \frac{1}{T_S} \int_0^{DT_S} v_D(t) dt,$$

sendo D o tempo de fechamento da chave (duty cycle), V_{ref} é a tensão de referência desejada na saída do conversor, V_g é a tensão de entrada e V_D é a tensão no diodo. No início do próximo ciclo de chaveamento, o controlador fecha a chave e executa a mesma operação descrita acima, por isso o controle é chamado de Controle em Um Ciclo.

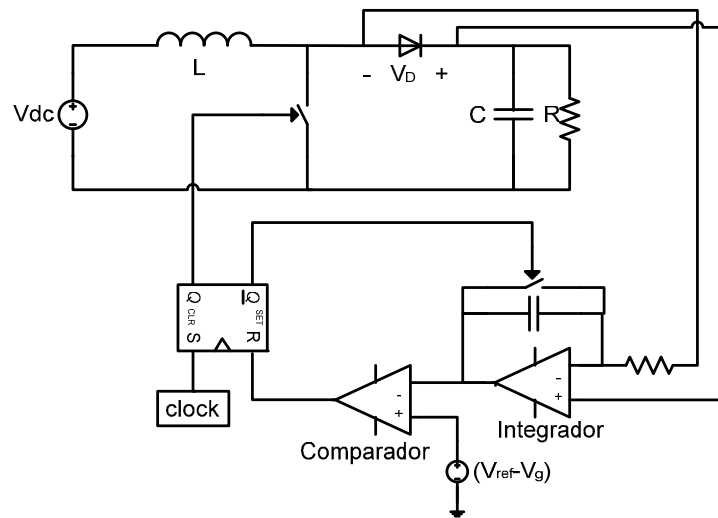


Figura 2.14 – Conversor c.c.-c.c. boost com estratégia de Controle em Um Ciclo.

O conceito geral do controle de um ciclo é aplicado em retificadores por apresentar algumas vantagens em relação aos demais (QIAO e SMEDLEY, 2003):

- Frequência de chaveamento constante;
- A não necessidade de multiplicadores para escalar a corrente de referência, como são usados em outras técnicas de controle;
- Sensores de tensão são eliminados
- Apenas um integrador com reset e alguns componentes lineares e lógicos são necessários para a construção do controlador, o que o torna simples e de baixo custo.

1. Esquema de controle de GHOSH e NARAYANAN, (2007)

No circuito mostrado na Figura 2.13, em cada período de chaveamento T_s , as chaves do conversor operam de modo complementar. $S2$ fica fechada por um tempo DT_s e $S1$ por um tempo $(1-D)T_s$, onde D é o ciclo de trabalho do conversor. Com $S2$ ligada e $S1$ desligada, a tensão sobre o indutor é $V_L = V_g + V_{02}$, da mesma forma, com $S1$ ligada e $S2$ desligada, temos $V_L = V_g - V_{01}$. Fazendo o balanço da tensão no indutor, determina-se uma equação em função de D

$$v_g = V_{01} - D(V_{01} + V_{02}) \quad (2.49)$$

A. Equação de Controle

Um dos objetivos do controle deste exemplo é modular o ciclo de trabalho D de forma que o conversor opere com fator de potência unitário e que a corrente de entrada i_g seja proporcional à tensão de entrada v_g . Essa proporcionalidade é representada pela resistência emulada R_e , ou seja, o conversor tem que se comportar como uma resistência pura. O segundo objetivo é manter a tensão do barramento c.c. nos níveis de referência independente de variações na carga. Desta forma:

$$i_g = v_g / R_e \quad (2.50)$$

$$V_m = (V_{dc} R_S) / R_e \quad (2.51)$$

onde V_m é a saída do controlador de tensão do barramento c.c., e R_S é a resistência do sensor de corrente. Como o barramento c.c. é formado por dois capacitores, (GHOSH e NARAYANAN, 2007) propõem que dois controladores PI realizem o controle da tensão no barramento independentemente. Sendo V_{m1} e V_{m2} a saída de cada controlador PI, tem-se:

$$V_{m1} = (V_{01} R_S) / R_e \quad (2.52)$$

$$V_{m2} = (V_{02} R_S) / R_e \quad (2.53)$$

Através de (2.49), (2.50), (2.52) e (2.53) chega-se a equação de controle dada em (2.54), onde o lado esquerdo da equação é a saída do sensor de corrente de ganho R_S .

$$i_g R_S = V_{m1} - D(V_{m1} + V_{m2}). \quad (2.54)$$

O circuito do controlador para o retificador da Figura 2.13 é mostrado na Figura 2.15.

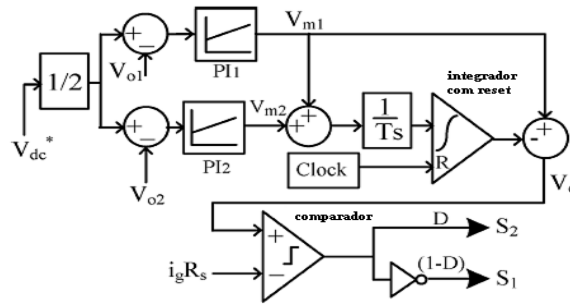


Figura 2.15 – Esquema de controle do Retificador Monofásico em Meia-Ponte.

B. Portadora

Para resolver (2.54) em função do ciclo de trabalho D , considera-se a portadora $V_c(t)$, definida em (2.55). A portadora pode ser gerada por integração simples, como mostrado em (2.56), e seu formato é mostrado no gráfico da Figura 2.16.

$$V_c(t) = V_{m1} - (V_{m1} + V_{m2}) \frac{t}{T_S}; \quad (0 < t < T_S) \quad (2.55)$$

$$V_c(t) = V_{m1} - \frac{(V_{m1} + V_{m2})}{T_S} \int_0^t 1 dt; \quad (0 < t < T_S) \quad (2.56)$$

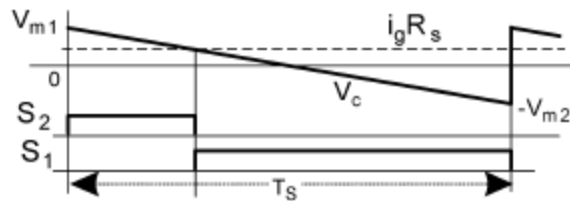


Figura 2.16 – Portadora $V_c(t)$ para controle do retificador Monofásico em meia-ponte.

No início do intervalo T_S , $V_c(t)$ é igual a V_{m1} , e é igual a $-V_{m2}$ em $t=T_S$. Observa-se também que $V_c(t)$ é igual a $i_g R_S$ no instante $t=DT_S$, de acordo com (2.55). Assim, os instantes de chaveamento são determinados pela comparação da corrente de entrada $i_g R_S$ com a portadora $V_c(t)$ no comparador mostrado no esquema de controle da Figura 2.15.

C. Geração dos Pulsos de gatilho

Em cada período de chaveamento, a portadora $V_c(t)$ é gerada usando o integrador com *reset*. O integrador é iniciado pela subida do *clock*. A corrente de entrada medida é comparada com a portadora $V_c(t)$, e a saída do comparador fornecem diretamente o pulso de gatilho da chave $S2$. O pulso complementar de $S2$ gatilha $S1$.

D. Balanço das tensões no Capacitor

O desbalanço nas tensões dos capacitores, que é uma situação não desejada, é controlado através da portadora $V_c(t)$. Se uma das tensões, V_{01} ou V_{02} se torna maior ou menor que $V_{dc}/2$, os controladores que geram V_{m1} e V_{m2} terão suas saídas modificadas, o que irá interferir diretamente na forma de onda da portadora. Com a portadora modificada, conseqüentemente a largura dos pulsos de gatilho de $S1$ e $S2$ será modificada, promovendo o balanço de energia entre os capacitores e mantendo suas tensões balanceadas.

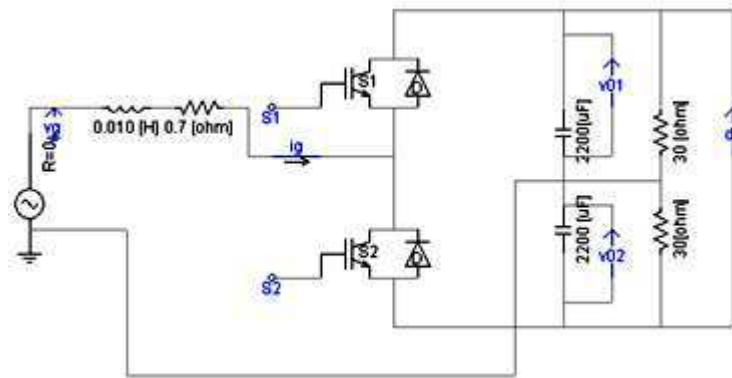
2. Simulação e resultados do primeiro caso

O circuito do retificador da Figura 2.13, bem como o seu circuito de controle, foram simulados no PSCAD/EMTDC®. O esquema de simulação é apresentado na Figura 2.17 e os parâmetros da simulação são apresentados na Tabela 2.1.

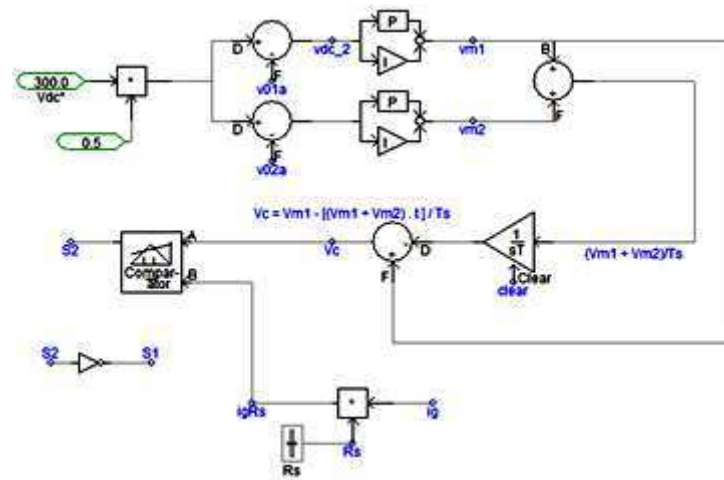
Os gráficos das variáveis de interesse do retificador estão apresentados na Figura 2.18. Foram gerados os gráficos da tensão e da corrente de entrada do retificador, onde se pode verificar que a corrente está praticamente em fase com a tensão. Também são mostrados os gráficos das tensões nos capacitores e da tensão no barramento c.c..

Tabela 2.1 – Parâmetros da simulação do retificador da Figura 2.2.

P_0	800 W
V_{gpico}	156 V
V_0	300 V
f_{sw}	10 kHz
L	10 mH
C_1, C_2	2200 μ F
R_s	0,7 Ω



(a)



(b)

Figura 2.17 – Simulação do primeiro caso: Retificador boost monofásico em meia-ponte.

(a) Esquema do retificador monofásico em meia-ponte no PSCAD/EMTDC®; (b) Esquema do controlador para o retificador.

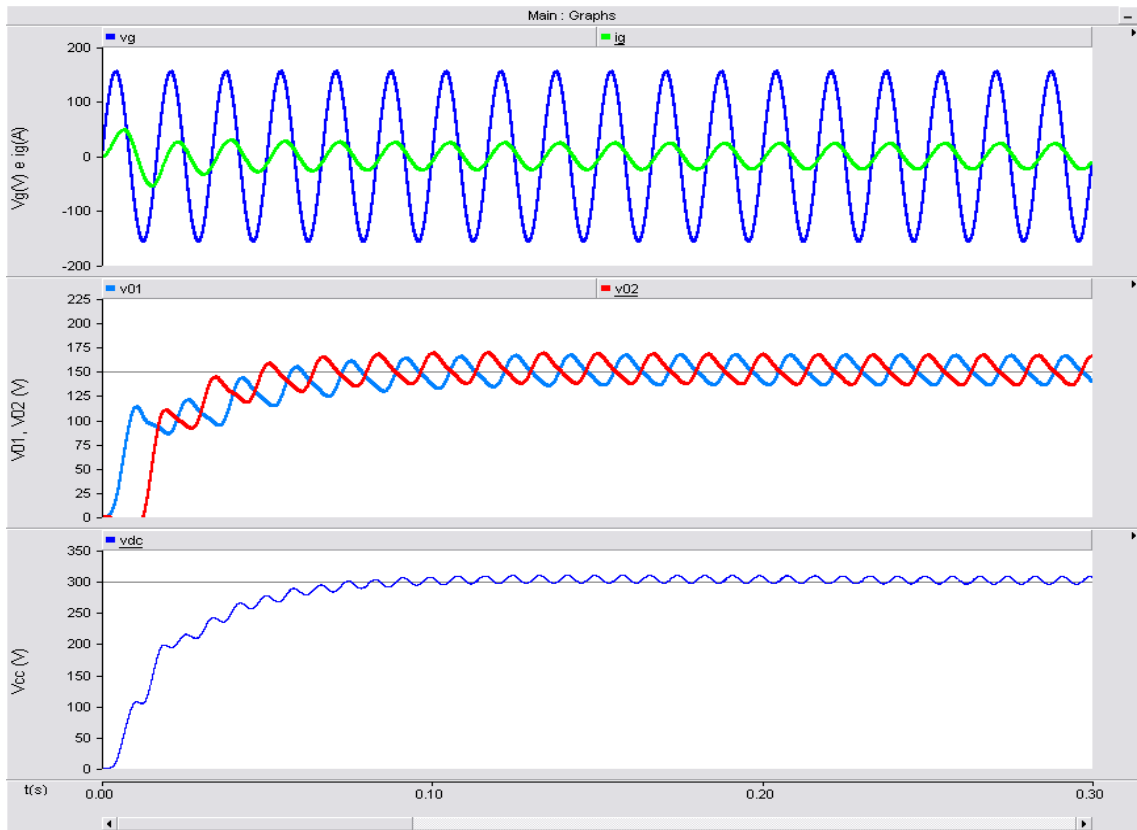


Figura 2.18 – Resultados da Simulação do Retificador monofásico em meia-ponte da figura 2.2.
Tensão e corrente de entrada, tensões nos capacitores e tensão no barramento c.c.

2.3.5.2. Segundo caso: Retificador boost trifásico a três fios com controle em Um Ciclo

O segundo caso simulado é um retificador boost trifásico sem condutor de neutro e com capacitor único na saída (QIAO e SMEDLEY, 2003). Nesse trabalho são mostradas equações gerais que descrevem as tensões de entrada, a tensão do barramento c.c. e os ciclos de trabalho das chaves, baseado no modelo médio e em modo de condução contínuo.

Tendo como base o conceito de controle em um ciclo, o objetivo do controle é fazer com que o sistema opere em fator de potência unitário e com baixa distorção harmônica. O circuito do retificador boost trifásico usado no artigo de referência é mostrado na Figura 2.19.

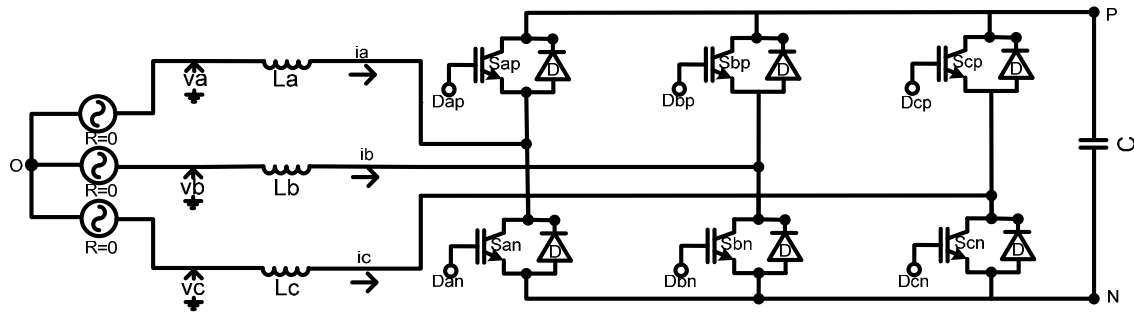


Figura 2.19 - Retificador boost trifásico.

1. Controlador proposto

Aqui será apresentado o equacionamento do controlador proposto em (QUIAO e SMEDLEY, 2003). A análise feita é baseada nas seguintes condições:

- As chaves em cada braço do retificador operam em regime complementar, isto é, os ciclos de trabalho para a chave S_{an} é D_{an} e da chave S_{ap} é $1 - D_{an}$;
- O sistema trifásico é simétrico;
- A frequência de chaveamento é muito maior que a frequência da fonte.

No circuito da Figura 2.19, as tensões nos nós A , B e C referidos ao nó N são dadas por:

$$\begin{cases} v_{AN} = (1 - d_{an}) \cdot E \\ v_{BN} = (1 - d_{bn}) \cdot E \\ v_{CN} = (1 - d_{cn}) \cdot E \end{cases} \quad (2.57)$$

As tensões nos nós A , B e C referidos ao nó O são dadas por:

$$\begin{cases} \dot{v}_{A0} = \dot{v}_a - j\omega L \cdot \dot{i}_{L_a} \\ \dot{v}_{B0} = \dot{v}_b - j\omega L \cdot \dot{i}_{L_b} \\ \dot{v}_{C0} = \dot{v}_c - j\omega L \cdot \dot{i}_{L_c} \end{cases} \quad (2.58)$$

As tensões nos indutores são desprezadas, uma vez que a operação em alta frequência faz com que a tensão sobre ele seja muito menor que a tensão da fonte. Logo,

$$\begin{cases} v_{A0} \approx v_a = \sqrt{2} V_i \text{sen}(\omega t) \\ v_{B0} \approx v_b = \sqrt{2} V_i \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \\ v_{C0} \approx v_c = \sqrt{2} V_i \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (2.59)$$

Através da análise das tensões de fase-neutro e das tensões de polo, chega-se a seguinte relação:

$$\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (2.60)$$

A combinação de (2.57) e (2.60) fornece a relação entre os ciclos de trabalho e as tensões de fase.

$$\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_{an} \\ d_{bn} \\ d_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{E} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

Uma vez que a matriz de (2.61) é não-singular, não possui uma única solução. O autor propôs então uma solução para o sistema, seja:

$$\begin{cases} d_{an} = K1 + K2 \cdot \frac{v_a}{E} \\ d_{bn} = K1 + K2 \cdot \frac{v_b}{E} \\ d_{cn} = K1 + K2 \cdot \frac{v_c}{E} \end{cases} \quad (2.62)$$

Substituindo (2.62) em (2.61) resulta o seguinte: o parametro $K2 = -1$ e $K1$ pode ser qualquer valor dentro do limite

$$\frac{v_a}{E} \leq K1 \leq 1 + \frac{v_a}{E}. \quad (2.63)$$

Podendo assim escrever (2.62) como sendo:

$$\begin{cases} \frac{v_a}{E \cdot K1} = 1 - \frac{d_{an}}{K1} \\ \frac{v_b}{E \cdot K1} = 1 - \frac{d_{bn}}{K1} \\ \frac{v_c}{E \cdot K1} = 1 - \frac{d_{cn}}{K1} \end{cases} \quad (2.64)$$

Uma vez que o retificador tem que ser visto pela fonte como uma resistência equivalente R_e , e introduzindo o ganho do sensor de corrente R_S , tem-se:

$$\begin{cases} \frac{R_e}{E \cdot K1 \cdot R_S} \cdot R_S i_a = 1 - \frac{d_{an}}{K1} \\ \frac{R_e}{E \cdot K1 \cdot R_S} \cdot R_S i_b = 1 - \frac{d_{bn}}{K1} \\ \frac{R_e}{E \cdot K1 \cdot R_S} \cdot R_S i_c = 1 - \frac{d_{cn}}{K1} \end{cases} \quad (2.65)$$

Quiao e Smedley definiram a saída do controlador de tensão como sendo:

$$V_m = \frac{E \cdot R_S \cdot K1}{R_e}, \quad (2.66)$$

assim (2.65) pode ser escrita da forma

$$\begin{cases} R_S i_a = V_m - V_m \cdot \frac{d_{an}}{K1} \\ R_S i_b = V_m - V_m \cdot \frac{d_{bn}}{K1} \\ R_S i_c = V_m - V_m \cdot \frac{d_{cn}}{K1} \end{cases} \quad (2.67)$$

A Equação (2.67) é a lei de controle para as correntes de entrada do retificador da Figura 2.19. Ela pode ser implementada através do controle de um ciclo (*One Cycle Control*), isto é, utilizando um integrador com reset e alguns componentes lineares e lógicos. Na implementação, o integrador realizará a função $\left(V_m \cdot \frac{t}{\tau} \right)$, em que $t = d_{an} T_S$ e $\tau = K1 T_S$.

O esquema do controlador do circuito da Figura 2.19 é mostrado na Figura 2.20. O filtro passa-baixas mostrado no esquema, serve para retirar os ruídos das correntes que foram adquiridas.

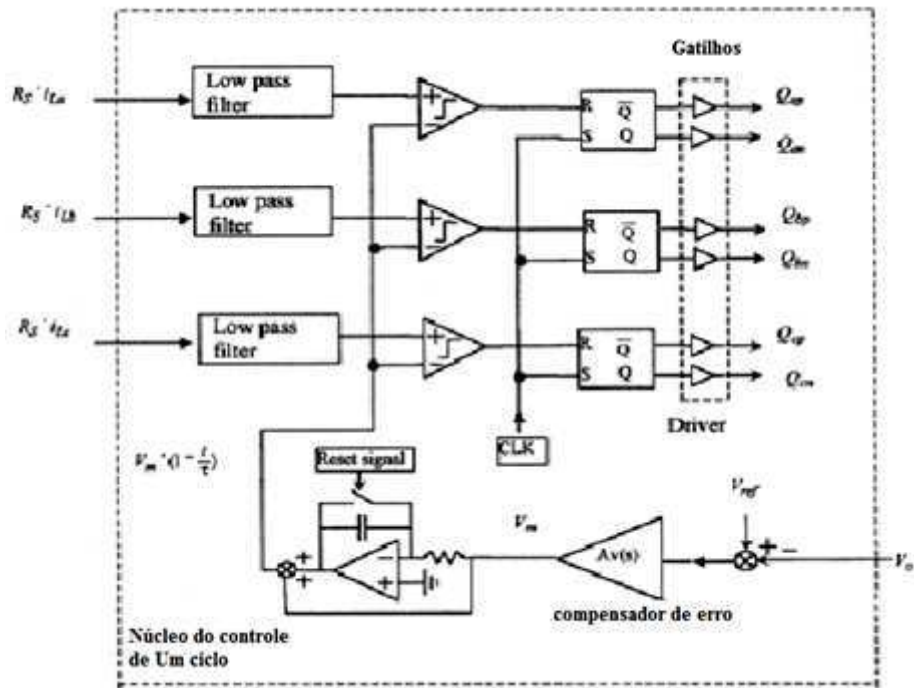


Figura 2.20 – Controle em um ciclo do retificador boost trifásico em ponte a três fios.

2. Simulação e Resultados

O retificador simulado no PSCAD/EMTDC[®] e o circuito de controle são apresentados no esquema da Figura 2.21. Na Tabela 2.2, são mostrados os parâmetros da simulação, de acordo com (QIAO e SMEDLEY, 2003).

Tabela 2.2 – Parâmetros da simulação do segundo caso.

P_0	540 W
V_{gRMS}	90 V
V_{0REF}	420 V
f_{sw}	50 kHz
L	300 μ H
C_1, C_2	470 μ F

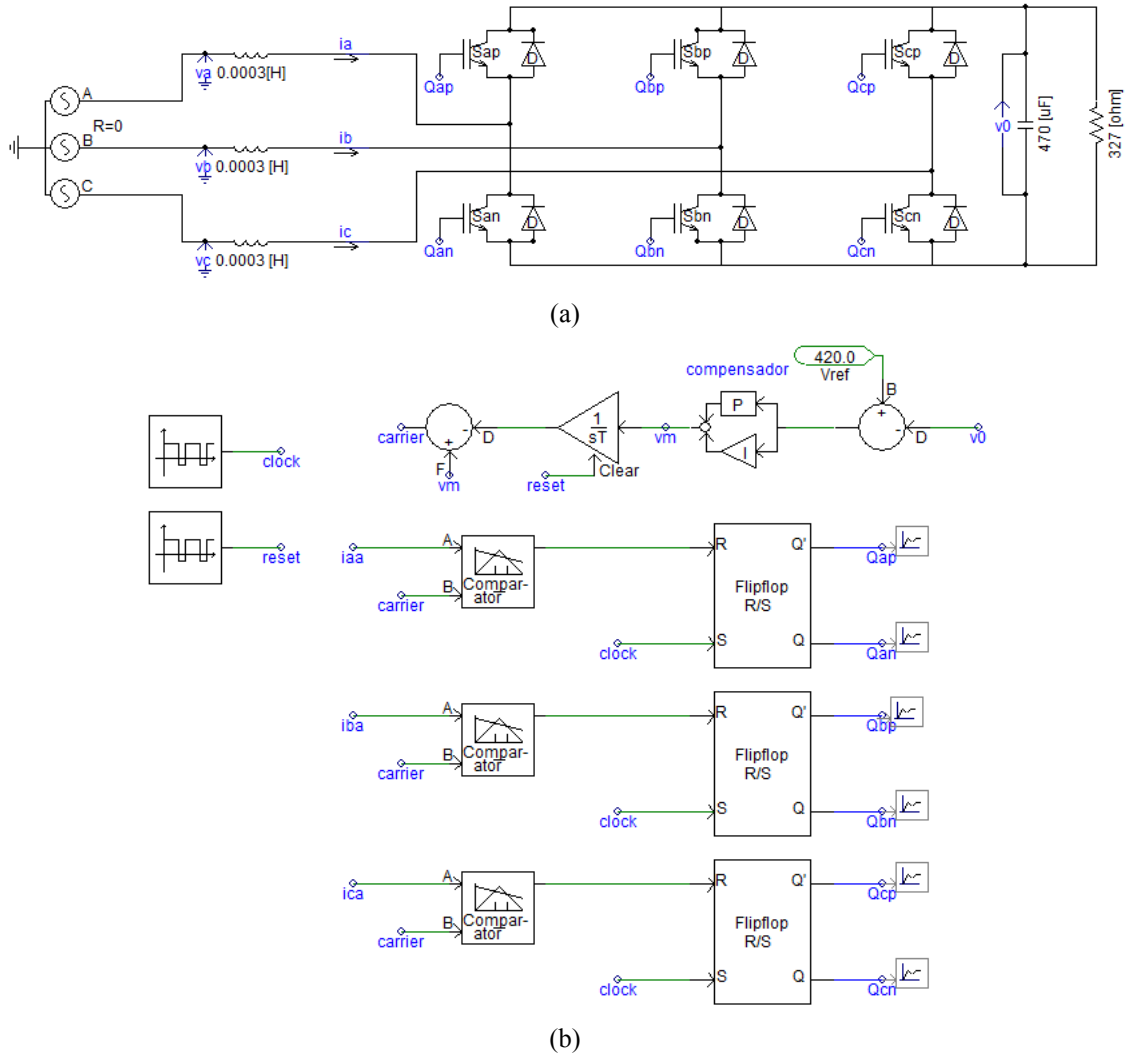
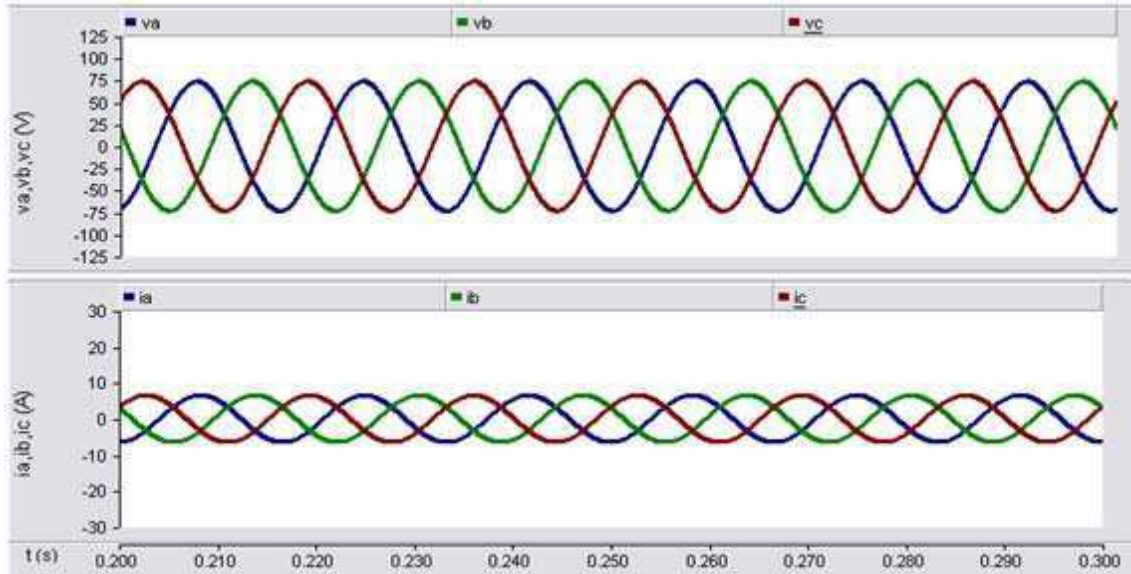


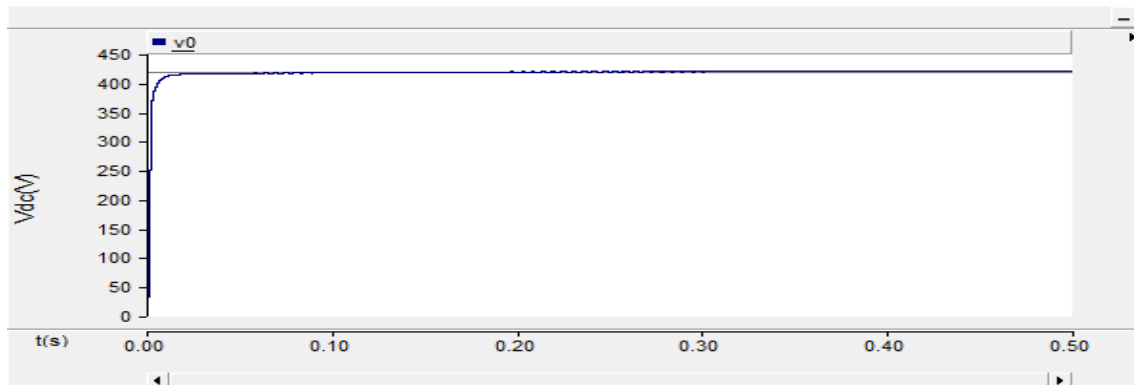
Figura 2.21 – Esquema das Simulações

(a) Retificador; (b) circuito de controle.

Os gráficos das variáveis de interesse do retificador estão apresentados na Figura 2.22. Foram gerados os gráficos da tensão e da corrente na fase ‘a’ de entrada do retificador. Pode-se verificar que a corrente está praticamente em fase com a tensão, porém, uma vez que não foram usados os filtros passa-baixa, a corrente apresenta-se ruidosa. Também é mostrado o gráfico da tensão no barramento c.c., onde é possível ver que a tensão segue o valor de referência fixado. A corrente está com ganho de 10.



(a)



(b)

Figura 2.22 – Resultados das simulações do retificador boost trifásico em ponte:
(a) tensões e corrente nas fases; (b) tensão no barramento c.c..

2.3.5.3. *Terceiro caso: Retificador boost trifásico a quatro fios*

O terceiro circuito encontrado que foi simulado é o proposto por (GHOSH e NARAYANAN, 2008). Trata-se de um retificador trifásico a quatro fios e três braços, com capacitor dividido no barramento c.c., como mostrado na Figura 2.23. O trabalho aplica o conceito de controle indireto da corrente, sem o uso de sensores de tensão para o controle das correntes de entrada e da tensão no barramento c.c. do retificador.

No trabalho também é aplicado o conceito da modulação PWM, mas de forma diferenciada. Comumente, as três correntes de referência geradas pelo controlador são comparadas com uma única portadora triangular de alta frequência. No referido trabalho,

são usadas três portadoras triangulares de alta frequência defasadas de 120° uma da outra. Cada portadora é comparada com uma referência de corrente.

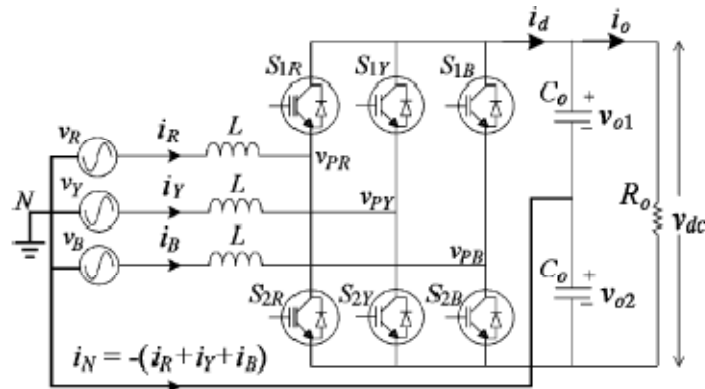


Figura 2.23 – Retificador trifásico de três braços com capacitor dividido na saída.

1. Análise e Esquema de controle

Retificadores trifásicos, como o apresentado na Figura 2.23, podem ser analisados como três retificadores monofásicos em meia-ponte independentes, compartilhando o barramento c.c.. No circuito da Figura 2.24, é mostrado o retificador monofásico em meia-ponte que representa a fase ‘j’ do trifásico. Assim a análise do retificador é feita para um retificador monofásico e estendida por analogia ao retificador completo.

Ghosh e Narayanan partem do pressuposto que a corrente média de entrada da fase j , I_j , é proporcional à tensão de entrada da fase j , V_j , como explicitado na Equação (2.68).

$$I_j = \frac{v_j}{R_e}, \quad (2.68)$$

onde $j = a, b, c$ e R_e é a resistência emulada do conversor. Com esse pressuposto, o conversor possuirá correntes de entrada que serão uma réplica da tensão de entrada e que estarão fase com elas. Outra condição de projeto do controle, é que em cada ciclo de chaveamento, as chaves operem complementarmente, ou seja, S_{ij} opera com ciclo de trabalho de D_j e S_{2j} com ciclo de trabalho de $(1-D_j)$.

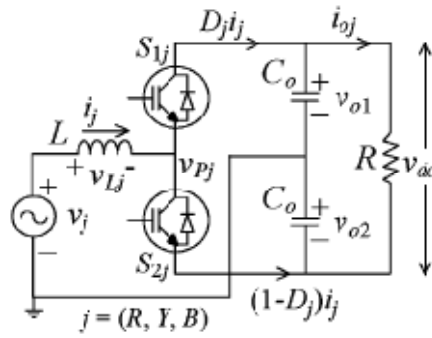


Figura 2.24 - Circuito monofásico em meia ponte representando a fase j .

A análise começa com a tensão média de pólo para cada período de chaveamento, que é dada por:

$$V_{pj} = \frac{V_{dc}}{2}(2D_j - 1) + \frac{V_D}{2}, \quad (2.69)$$

onde $V_{dc} = V_{o1} + V_{o2}$ e $V_D = V_{o1} - V_{o2}$. Usando a Equação (2.71) em (2.70), e introduzindo o ganho do sensor de corrente, R_S , tem-se:

$$I_j R_S = \frac{V_{dc} R_S}{2R_e} (2D_j - 1) + \frac{V_D R_S}{2R_e}. \quad (2.70)$$

Definindo a saída do controlador de tensão como sendo

$$V_M = \frac{V_{dc} R_S}{2R_e} \quad (2.71)$$

e

$$\Delta V_M = \frac{V_D R_S}{2R_e}. \quad (2.72)$$

Substituindo (2.71) e (2.72) em (2.70) e fazendo as devidas reduções tem-se:

$$D_j = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{I_j R_S - \Delta V_m}{V_m} \right) \quad (2.73)$$

De (2.73), define-se $m_j = 2D_j - 1 = \frac{I_j R_s - \Delta V_m}{V_m}$ como sendo a referência de tensão da fase j , a ser comparada com V_{cj} que é a portadora triangular da fase j . Substituindo m_j em (2.69), tem-se:

$$V_{Pj} = \left(\frac{I_j R_s - \Delta V_m}{V_m} \right) \cdot \frac{V_{dc}}{2} + \frac{V_D}{2} \quad (2.74)$$

O esquema do controlador que realiza a equação de controle (2.74), é mostrado na Figura 2.25.

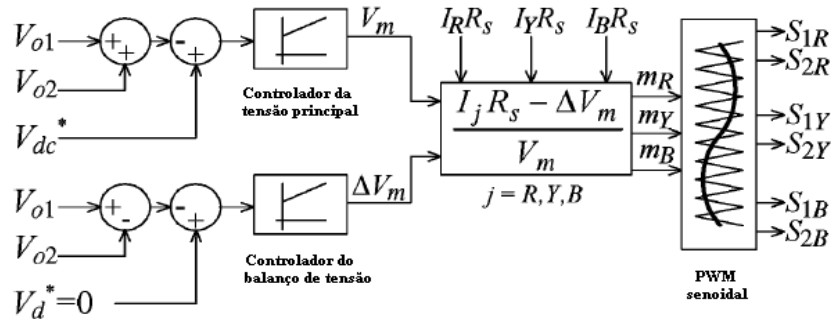


Figura 2.25 – Esquema do controlador para o retificador da trifásico da Figura 2.23.

2. Simulações e Resultados

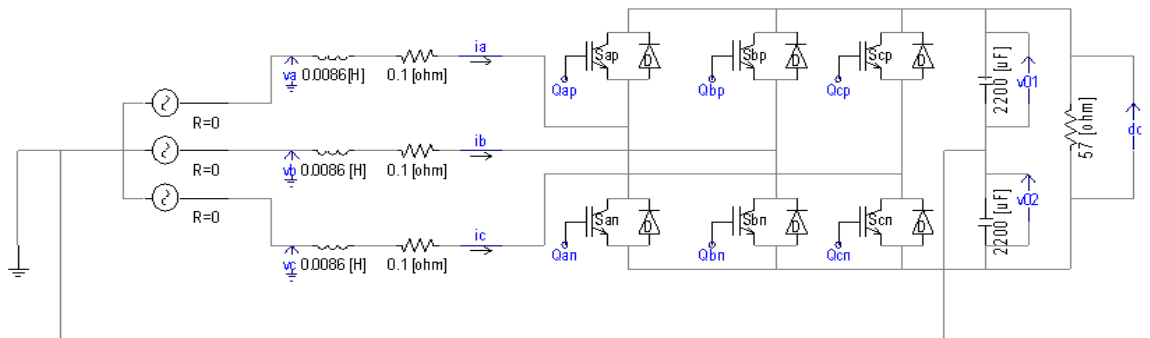
Da mesma forma que foi feita anteriormente, os circuitos da Figura 2.23 e da Figura 2.25 foram simulados através do PSCAD/EMTDC[®]. Os esquemas da simulação são mostrados na Figura 2.26. Para este caso, foram feitas simulações com cenários diferenciadas na tensão de entrada, isto foi feito para verificar o comportamento das correntes de entrada do retificador quando a fonte não é senoidal ou não é equilibrada.

A. Cenário 1: Tensões de fase balanceadas

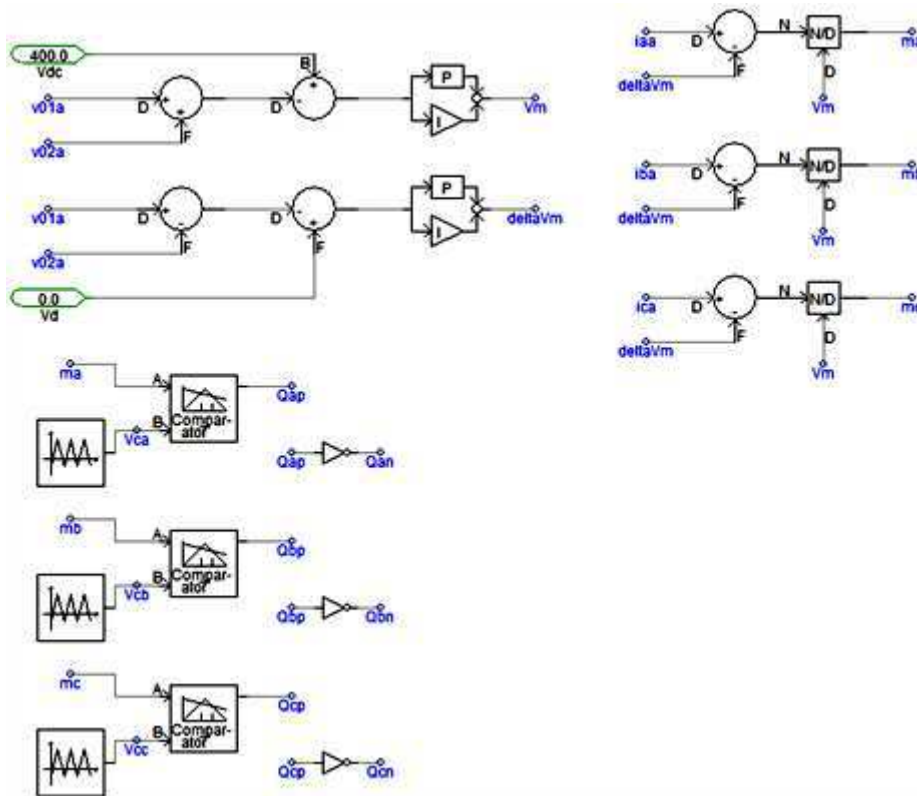
Primeiramente o retificador foi simulado com tensões de entrada senoidais e balanceadas. O resultado obtido foram correntes senoidais e em fase com a tensão de entrada. A tensão no barramento c.c. se manteve no valor de referência. Os resultados para esta primeira simulação estão mostrado nos gráficos da Figura 2.27.

B. Cenário 2: Tensão de alimentação com 5° harmônico

A tensão de entrada foi modificada de forma que apresentasse 10% de 5° harmônico. Os resultados mostraram que como previsto, a corrente de entrada é uma réplica da tensão de entrada, apresentando também harmônico de 5° ordem. A tensão no barramento c.c., por sua vez, continuou alcançando a referência. Os resultados para esta simulação estão nos gráficos da Figura 2.28.

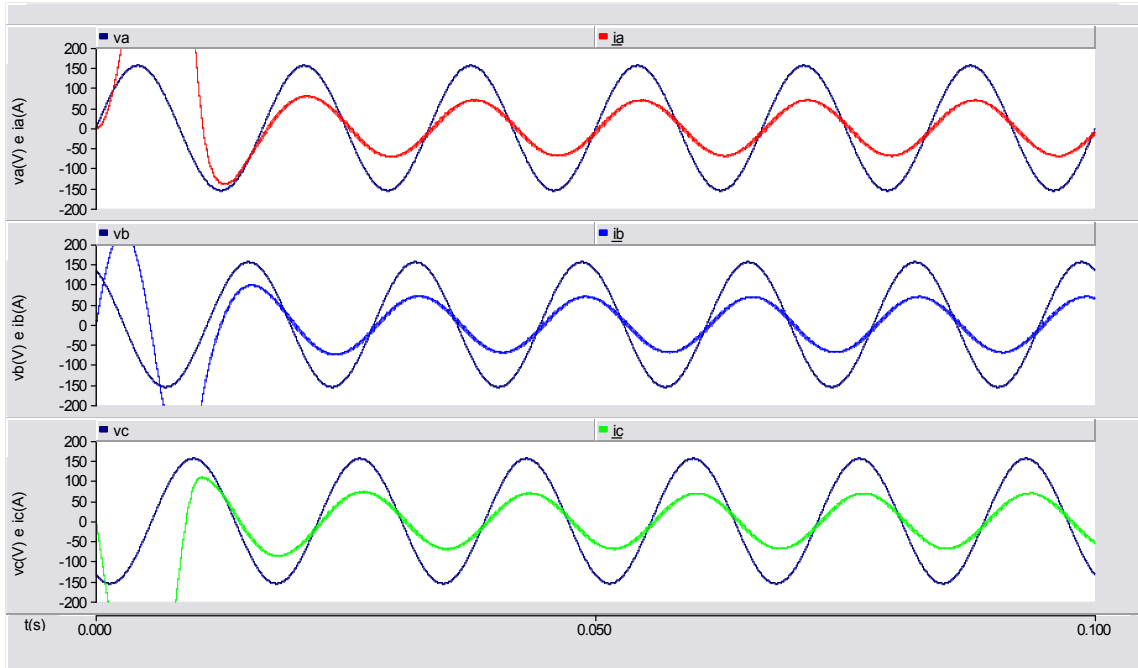


(a)

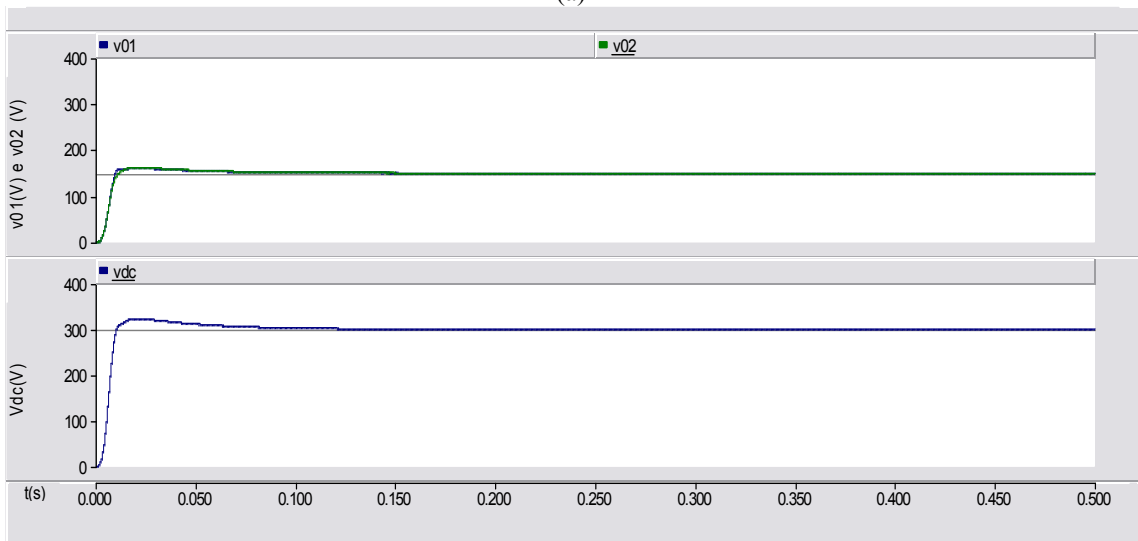


(b)

Figura 2.26 – Esquema da Simulação do Retificador PWM trifásico da Figura 2.23. (a) Circuito do Retificador; (b) Circuito do controlador.

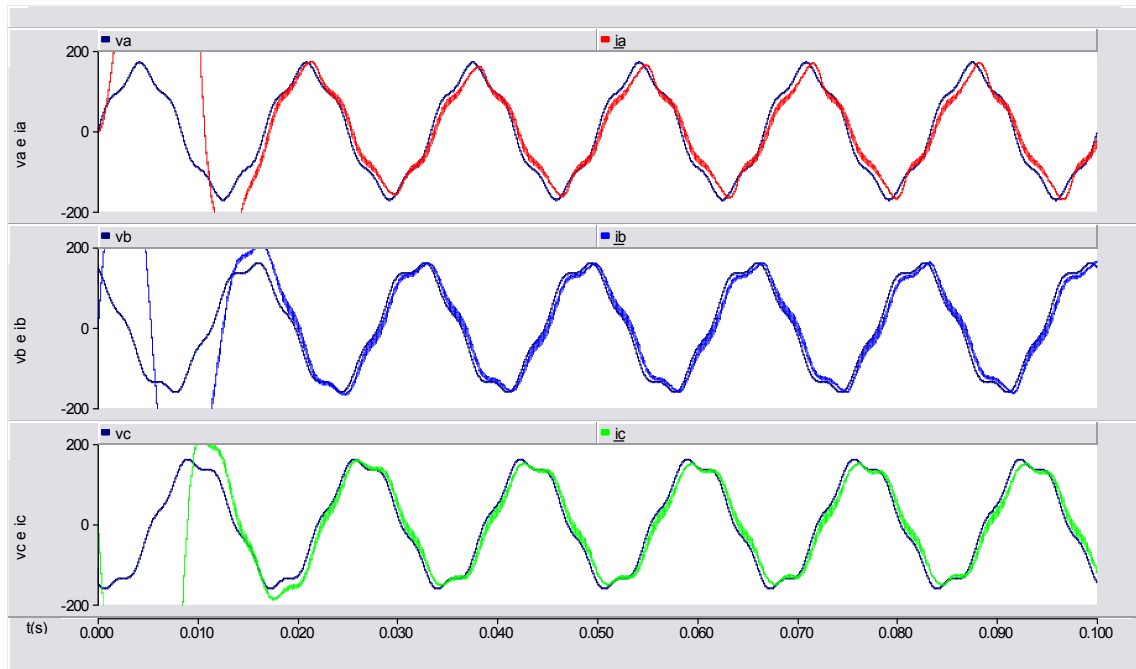


(a)

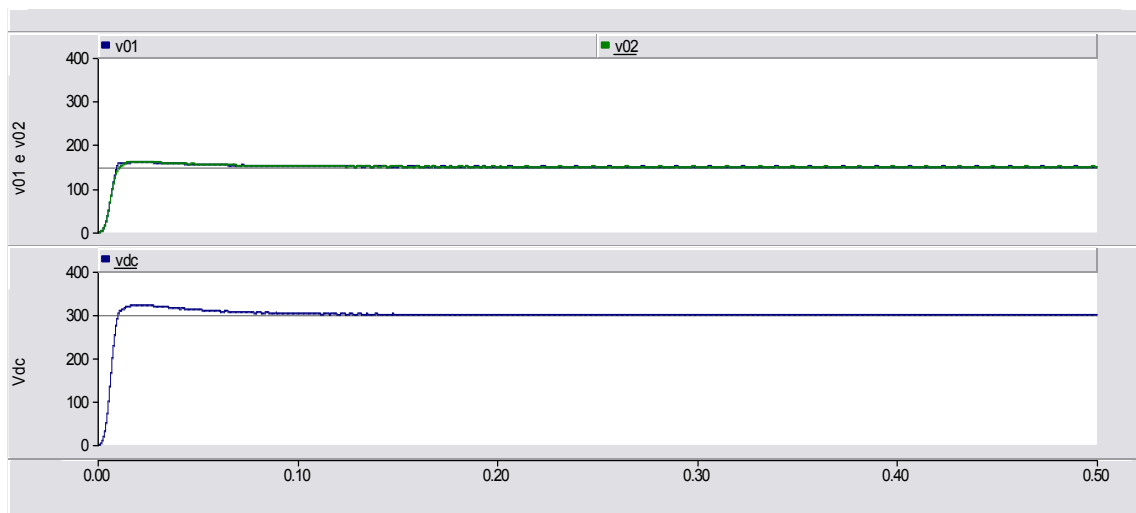


(b)

Figura 2.27 – Resultados da simulação do retificador trifásico da Figura 2.23 para o cenário 1. (a) Tensões e correntes na entrada (as correntes estão em escala 10:1); (b) Tensões no capacitores e tensão no barramento c.c..



(a)



(b)

Figura 2.28 - Resultados da simulação do retificador da Figura 2.23 para o cenário 2.

(a) Tensões e correntes na entrada (as correntes estão em escala 20:1); (b) Tensões no capacitores e tensão no barramento c.c..

C. Cenário 3: Tensão de alimentação com 5° e 7° harmônico

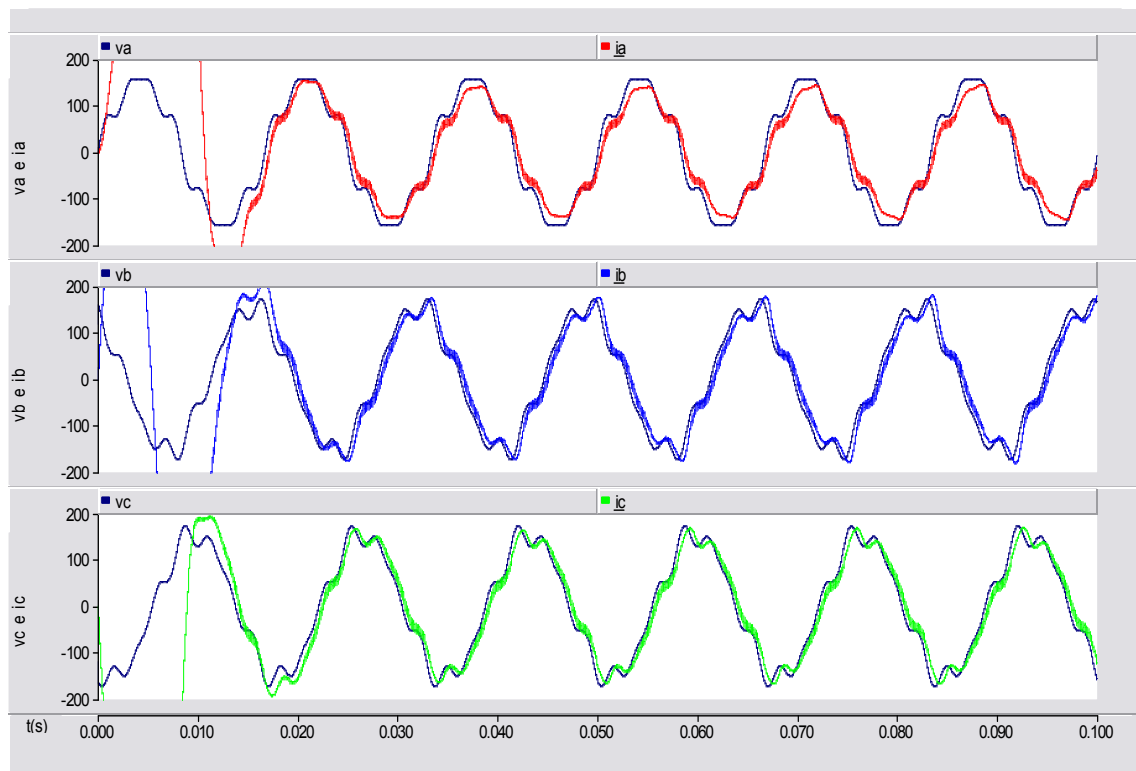
Foi adicionado à tensão de entrada do retificador 5° harmônico com amplitude de 10% e 7° harmônico com amplitude de 5% do valor nominal de tensão da fonte. Os resultados mais uma vez mostraram que a corrente de entrada é uma réplica da tensão de entrada, apresentando também harmônicos de 5° e de 7° ordem. A tensão no barramento

c.c. alcançou a referência. Os resultados para esta simulação estão nos gráficos da Figura 2.29.

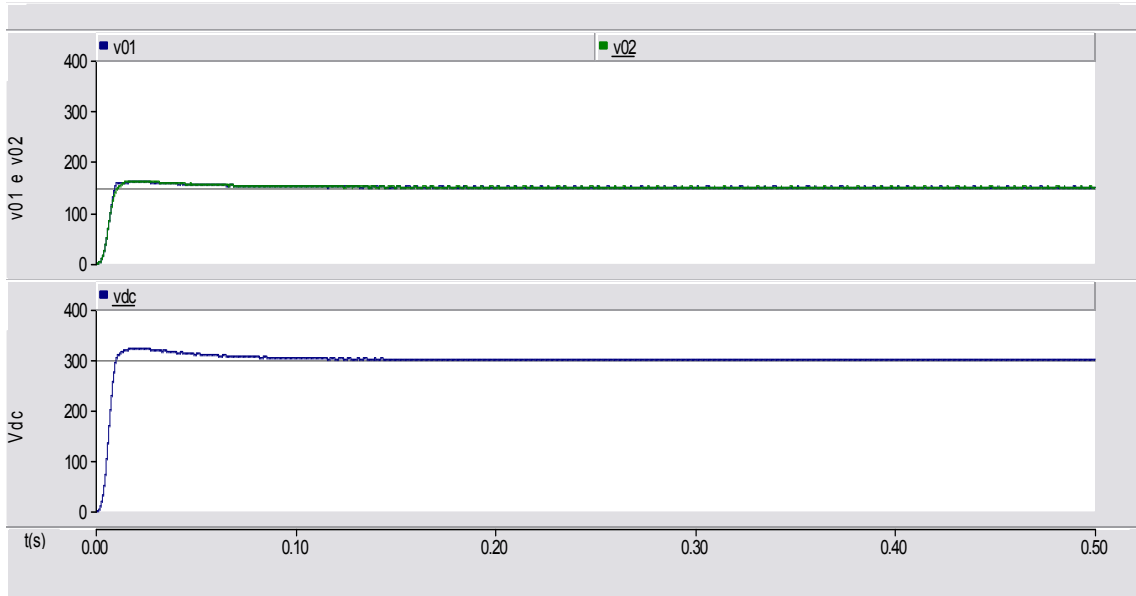
D. Cenário 4: Tensão de entrada desequilibrada

Foi inserido desbalanço na tensão da fonte de entrada, mantendo a sua forma senoidal. A tensão da fase b foi reduzida em 15% e teve deslocamento de fase de -10° e a tensão na fase c foi reduzida em 9% e teve deslocamento de fase de $+5^\circ$.

Da mesma forma, as correntes de entrada também apresentaram leve desbalanço, porém, continuaram senoidais e seguindo a tensão da fonte. A tensão no barramento c.c. ficou mantida no valor de referência. Os resultados desta simulação estão apresentados nos gráficos da Figura 2.30.



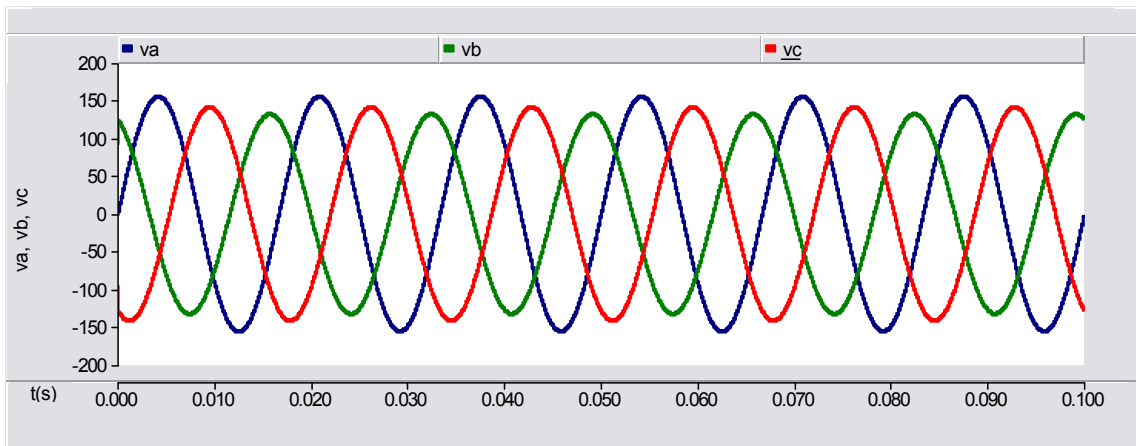
(a)



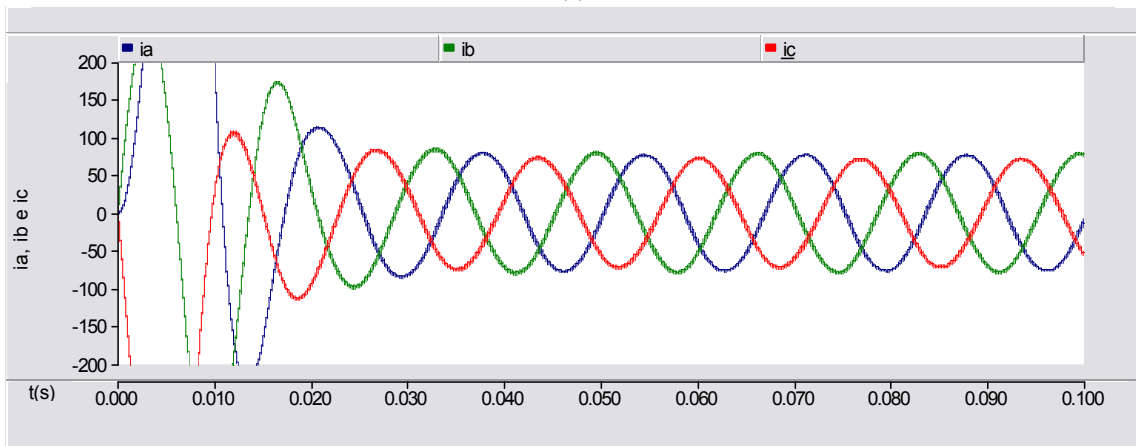
(b)

Figura 2.29 - Resultados da simulação do retificador trifásico para o cenário 3.

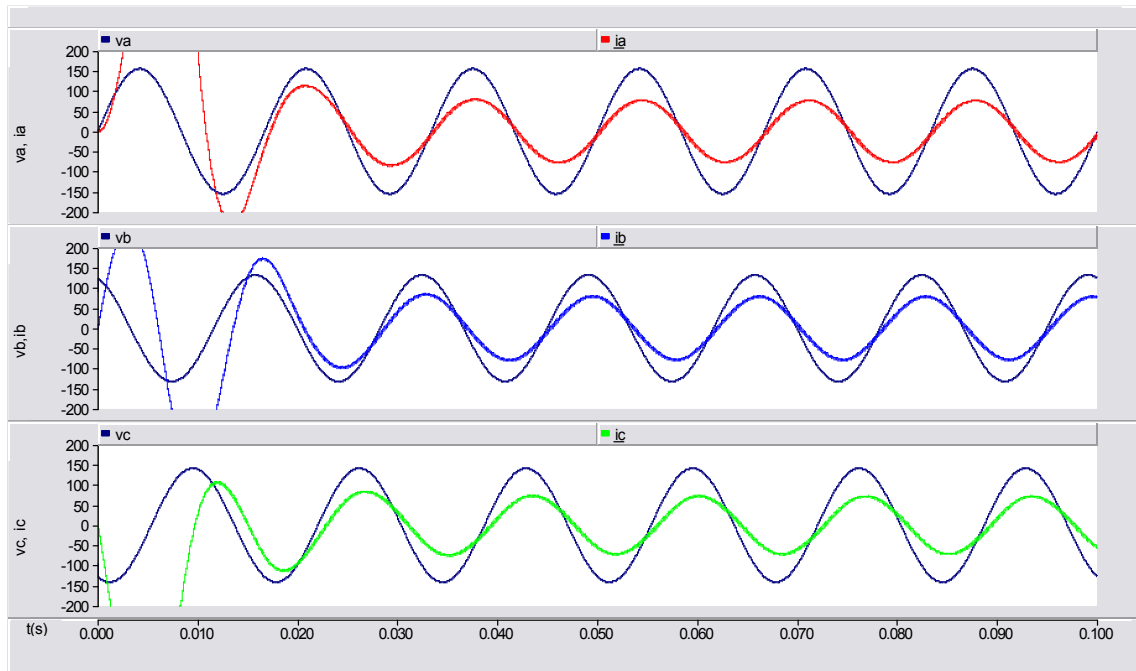
(a) Tensões e correntes na entrada (as correntes estão em escala 20:1); (b) Tensões no capacitores e tensão no barramento c.c..



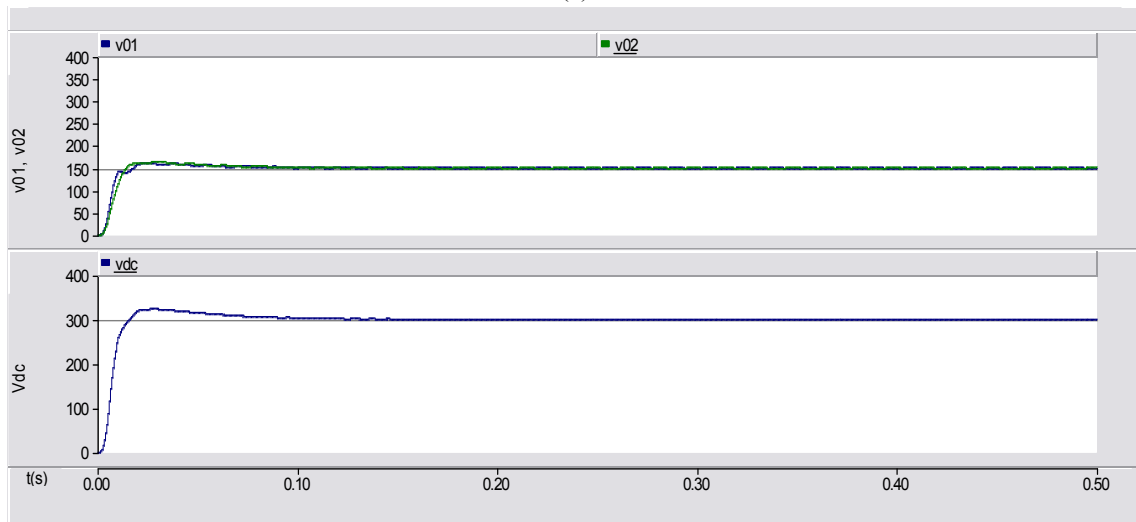
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 2.30 - Resultados da simulação do retificador trifásico para o cenário 4.

(a) tensões desbalanceadas na fonte; (b) correntes de entrada desbalanceadas (as correntes estão em escala 10:1); (c) Tensões e correntes na entrada; (d) Tensões no capacitores e tensão no barramento c.c..

De acordo com os resultados apresentados nas Figuras 2.27, 2.28, 2.29 e 2.30, pode-se notar que no algoritmo de controle proposto, a corrente é uma réplica a tensão de entrada, independente da forma de onda da tensão.

O grande objetivo de controle da maioria dos autores é manter o fator de potência unitário no PAC, o que faz com que possa continuar havendo correntes distorcidas na

entrada do retificador, desde que as tensões no PAC estejam distorcidas. Essa situação de tensão distorcida no PAC, como mostrado no Capítulo 1, pode ocorrer quando cargas não lineares estiverem conectadas à uma barra do sistema, dependendo do nível de distorção da corrente destas cargas não lineares, a tensão do barramento também apresentará distorção devido à queda de tensão na impedância da linha. A tensão distorcida do barramento irá alimentar outras cargas que porventura estejam ligadas ao barramento.

2.4. Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas a revisão bibliográfica de algumas estratégias de controle para retificadores boost bidirecionais encontradas na literatura. Dentro das estratégias estudadas, três foram simuladas, com o objetivo de mostrar o comportamento das correntes de entrada do retificador, e mostrar que elas não alcançam o objetivo de controle caso a tensão de entrada do retificador seja distorcida.

Foi apresentada uma revisão do conceito de fator de potência e de taxas de distorção harmônica, mostrando ainda as simplificações que comumente são adotadas na prática. Uma explanação dos retificadores convencionais também foi mostrada, com os principais problemas que estes equipamentos causam ao sistema elétrico como um todo. Para contornar esses problemas, dispõe-se de retificadores trifásicos convencionais com elementos passivos e retificadores ativos, com elevado fator de potência na entrada. Comparando-se os dois grupos foram apresentadas vantagens e desvantagens para os dois, de forma que a opção por um ou outro depende de cada aplicação.

Os retificadores passivos propiciam melhora na qualidade das correntes, comparados aos convencionais, com elevada robustez e simplicidade, além do baixo custo, se comparado aos retificadores PWM. Além disso, podem operar praticamente em qualquer faixa de potência. Por outro lado, apresentam elevado peso e volume, não há regulação da tensão de saída, além da dificuldade de se adequarem a normas de qualidade de energia. Com os retificadores controlados, empregando modulação PWM, são obtidas correntes de melhor qualidade, adequando-se mais facilmente a normas rígidas, tem-se também regulação da tensão de saída, além de baixo peso e volume. No entanto apresentam maior custo e complexidade.

Capítulo 3

ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PROPOSTA PARA CONVERSORES C.A.-C.C.

3.1. Introdução

Neste capítulo será apresentada a estratégia de controle para retificadores boost PWM que o trabalho propõe. Como dito anteriormente, a maioria das estratégias de controle encontradas na literatura não contemplam a situação que a fonte de alimentação apresenta distorção ou desequilíbrio, fazendo com que a corrente controlada seja uma réplica desta tensão com fator de potência unitário. Na estratégia aqui proposta, o objetivo de controle é obter fator de potência próximo a unidade, manter a tensão no barramento c.c. igual ao valor de referência e principalmente fazer com que a corrente de entrada do retificador seja senoidal independente da forma de onda da tensão no PAC.

O controle será formado por um laço de controle da tensão do barramento c.c., que fará uso de um controlador PI para minimizar o erro entre a tensão medida e a tensão de referência. E um laço de controle de corrente, que fará uso apenas de um controlador P. As variáveis medidas do circuito de potência serão as tensões de entrada, as correntes de entrada e a tensão no barramento c.c.

Para alcançar o objetivo de manter a corrente senoidal mesmo com a tensão da fonte não senoidal, será usado métodos de estimação recursiva. Para o caso onde a tensão apresentar distorção, serão estimados as componentes fundamentais da tensão em cada fase, e estas serão usadas no controle. No caso de termos a fonte com desequilíbrio, a estimação será feita para determinar a componente de seqüência positiva das tensões de cada fase, que serão usadas na geração da corrente de referência.

3.2. Estratégia de Controle Proposta para Retificadores boost Monofásicos

Nesta seção será mostrada a estratégia de controle para os retificadores boost monofásicos em meia-ponte, o controle para o boost em ponte-completa é semelhante. Inicialmente será considerada a fonte senoidal, onde não será necessária a etapa de estimação da componente fundamental. Em seguida será mostrada a estratégia com a etapa de estimação, para a situação em que a tensão apresenta distorção.

3.2.1. Controle para a fonte de alimentação senoidal

O controle é composto por um laço de controle de tensão, que é responsável pelo ajuste da tensão no barramento c.c., e por um laço de controle de corrente, que determina a tensão no indutor de entrada do retificador e, conseqüentemente, a corrente que circula sobre ele, de forma a manter a corrente senoidal na entrada do retificador. Para um circuito de um retificador monofásico como o apresentado na Figura 3.1, o diagrama do controle proposto é mostrado na Figura 3.2, onde é possível verificar o laço de controle de tensão e o laço de geração da corrente de referência.

A análise do laço de controle da tensão do barramento c.c. começa com o cálculo da energia que deverá ser injetada nos capacitores do barramento para que este armazene a carga elétrica que fará com que a tensão em seus terminais seja igual ao valor de referência. Sendo a potência a ser injetada no capacitor da forma:

$$P_c = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C V_{cc}^2 \right), \quad (3.1)$$

No domínio da frequência tem-se:

$$P_c = s \left(\frac{1}{2} C V_{cc}^2 \right) e \quad (3.2)$$

$$\frac{P_c}{sC} = \left(\frac{1}{2} V_{cc}^2 \right).$$

Chamando de P_L a potência da carga conectada ao barramento c.c., a potência do capacitor será dada por:

$$P_c = P_{ent} - P_L \quad e$$

$$\frac{P_{ent} - P_L}{sC} = \frac{1}{2} V_{cc}^2 \quad (3.3)$$

Nomeando o sinal de saída do controlador PI de potência de entrada (P_{ent}) do conversor, é formado o laço de tensão. Do laço de tensão é retirada uma variável, a potência de entrada do retificador, que é usada para calcular o valor da condutância do retificador, como mostrado na Equação (3.4). Esta condutância multiplicada pela tensão de entrada fornecerá a corrente de referência a ser seguida pelo conversor, de acordo com o que está mostrado na Equação (3.5).

$$g = \frac{P_{ent}}{V_{gRMS}^2}, \quad (3.4)$$

$$g \cdot v_g = I_{ref}. \quad (3.5)$$

O laço de corrente utiliza a corrente de referência e a corrente medida na entrada do conversor. Através de um controlador proporcional é determinada a tensão que deverá existir no indutor de entrada, e conseqüentemente a corrente que circulará por ele. Tem-se então a formação do laço de corrente. Com o valor da tensão imposta sobre o indutor, é possível calcular a tensão que deverá existir nos terminais do conversor (v_{conv}) para que a corrente seja senoidal. A tensão nos terminais do conversor é que será usada na etapa da modulação PWM, que é a etapa de geração dos gatilhos para o fechamento e a abertura dos IGBTs.

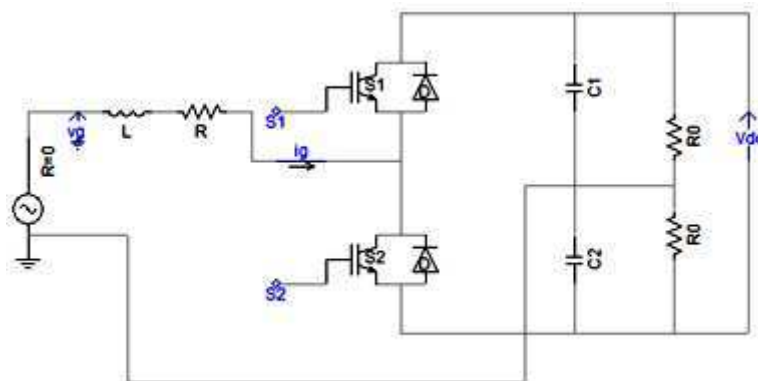


Figura 3.1- Retificador boost Monofásico.

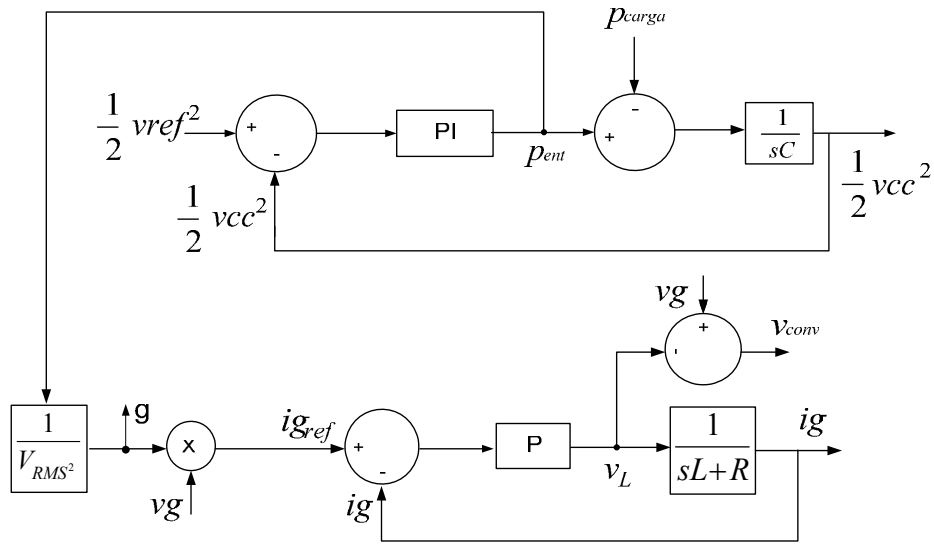


Figura 3.2– Diagrama da estratégia de controle proposta para o retificador monofásico com tensão de entrada senoidal.

A partir do diagrama mostrado na Figura 3.2, chega-se às funções de transferência de malha fechada do controle. Com as funções de transferência podem-se determinar os parâmetros dos controladores para os circuitos simulados. Sendo a função de transferência do controlador PI da forma $C(s) = k_{dg} \left(\frac{s + z_{dg}}{s} \right)$, para o laço de controle da tensão tem-se:

$$G(s) = \left(1 + \frac{1}{z_{dg}} \cdot s \right) \cdot \frac{\frac{k_{dg} z_{dg}}{C}}{s^2 + \frac{k_{dg}}{C} \cdot s + \frac{k_{dg} z_{dg}}{C}} \quad (3.6)$$

Escolhendo a frequência natural do sistema, $\omega_n = 10 \text{ Hz}$ e o fator de amortecimento $\zeta = 1$, é possível determinar os valores de k_{dg} e z_{dg} , os quais vão depender exclusivamente do valor do capacitor do barramento c.c. Como nos circuitos simulados o valor do capacitor é $2200 \mu\text{F}$, os valores dos parâmetros serão: $k_{dg} = 0,2765$ e $z_{dg} = 31,41$.

Para o laço de corrente a condição é que k_p seja muito maior que R , escolhe-se então $k_p = 20$.

$$H(s) = \frac{\frac{k_p}{L}}{s + \left(\frac{R + k_p}{L} \right)} \quad (3.7)$$

3.2.2. Controle para fonte de alimentação distorcida

O controle para o caso geral, que aborda a situação onde há distorção na tensão de entrada do retificador é apresentado na Figura 3.3. Na figura é apresentado o bloco de estimação, onde é calculada a componente fundamental da tensão bem como o seu valor RMS. Estes valores estimados são as variáveis que serão usadas no algoritmo de controle para gerar a corrente de referência. Uma vez que a componente fundamental é puramente senoidal, a corrente de referência será senoidal.

O método de estimação usado nas simulações é a Transformada Rápida de Fourier (FFT), o qual vai informar o valor da componente fundamental do sinal de tensão na entrada do retificador e o seu valor RMS.

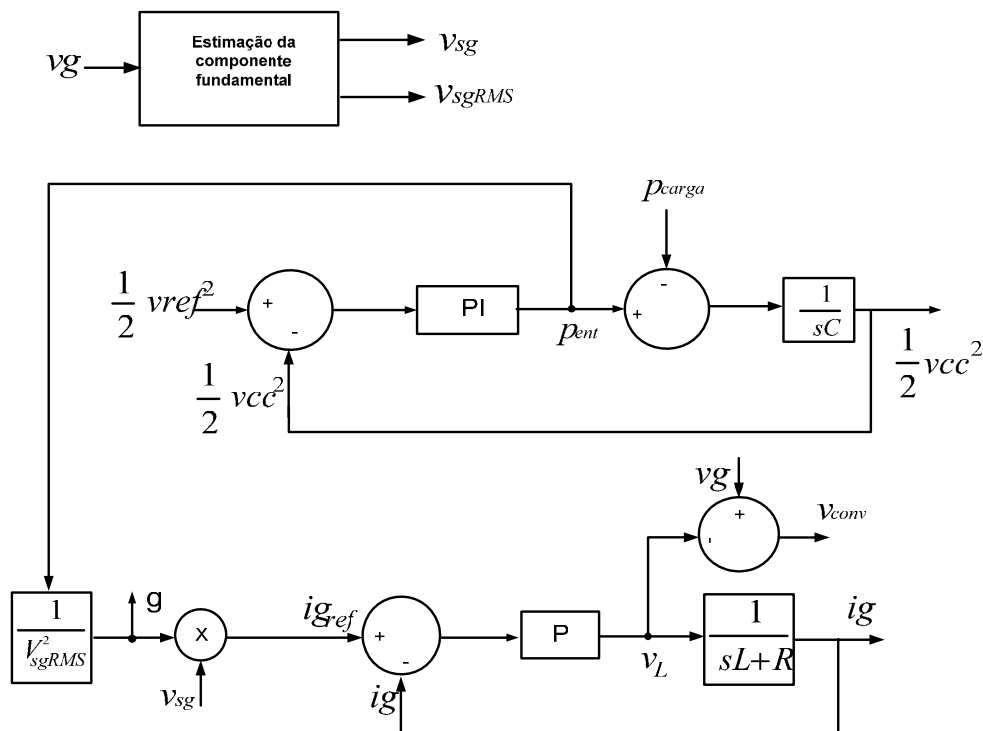


Figura 3.3 – Diagrama da Estratégia de controle para retificador monofásico para o caso de tensão de entrada distorcida.

3.3. Estratégia de Controle Proposta para Retificadores boost Trifásicos

Para os retificadores boost trifásicos, a estratégia de controle terá três laços de controle da corrente, um para cada fase. Da mesma forma que para o caso monofásico, será calculada a potência de entrada, que é a saída do controlador PI, e com esse valor de potência será calculado o valor da condutância do retificador. O valor da condutância será usado para calcular as correntes de referência de cada fase.

Desta forma serão geradas três tensões v_{conva} , v_{convb} e v_{convc} , que correspondem às tensões nas fases de cada braço do retificador. Estas tensões serão usadas na etapa de modulação PWM para geração dos pulsos de gatilho para o chaveamento dos IGBTs.

3.3.1. Controle para tensão de entrada senoidal

O esquema do controle para o retificador boost trifásico em que as tensões no PAC são senoidais, é apresentado na Figura 3.4. Pode-se ver no diagrama o laço de controle da tensão no barramento c.c e os três laços de geração da corrente de referência, que utiliza o valor rms trifásico da tensão de entrada no cálculo da condutância.

3.3.2. Controle para tensão de entrada distorcida

Em casos reais no sistema elétrico, a tensão no PAC não é senoidal. Isto se dá devido ao fato de circular pelas linhas correntes não senoidais, e através da queda de tensão nas indutâncias das linhas ocorre a distorção na forma de onda da tensão entregue aos consumidores. Assim, a estimação da componente fundamental da tensão no PAC faz com que o objetivo de controle que é de ter correntes senoidais na entrada do retificador seja mais facilmente alcançado.

A etapa de estimação fornecerá para a estratégia de controle as componentes fundamentais das três tensões de fase da entrada do retificador, bem como o valor RMS das tensões fundamentais. Estes valores são os valores que serão usados nos cálculos executados pelo controle, similarmente ao caso do retificador monofásico. O cálculo da corrente de referência será executado usando as componentes fundamentais da tensão de cada fase, e o valor RMS das tensões fundamentais é usado para o cálculo da condutância.

O diagrama do controle para o caso de tensão distorcida no PAC é mostrado na Figura 3.5.

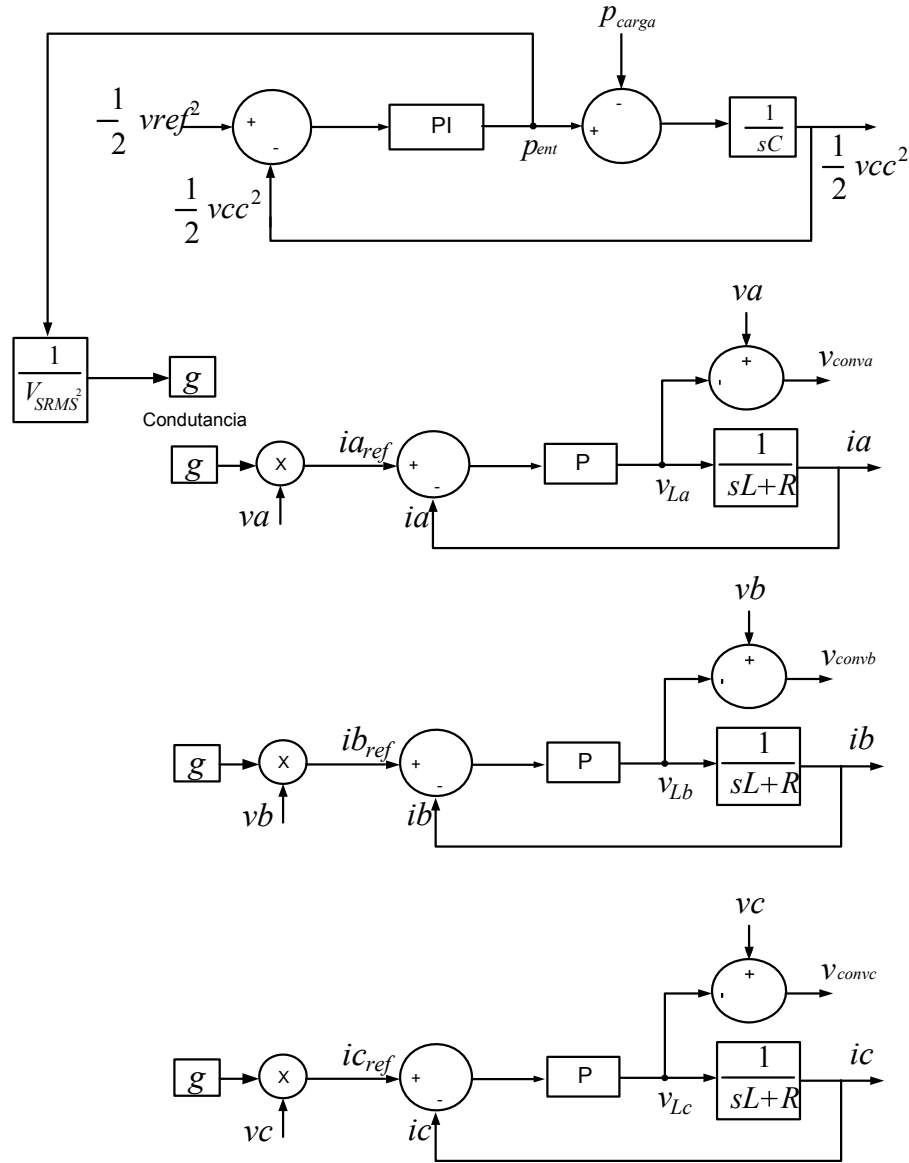


Figura 3.4 – Diagrama da estratégia de controle para o retificador trifásico com tensão de entrada senoidal.

3.3.3. Controle para tensão de entrada desequilibrada

Para o caso de desequilíbrio na tensão de entrada do retificador, a etapa de estimação deverá fornecer para o algoritmo de controle as tensões de seqüência positiva de cada fase. Pois sabendo que as tensões de seqüência positiva são as componentes que equivalem a um sistema equilibrado, usando-as para gerar a corrente de referência, as mesmas serão equilibradas, logo, as correntes de entrada do retificador também serão

equilibradas. O diagrama da estratégia de controle para o caso de fontes desequilibradas é mostrado na Figura 3.6.

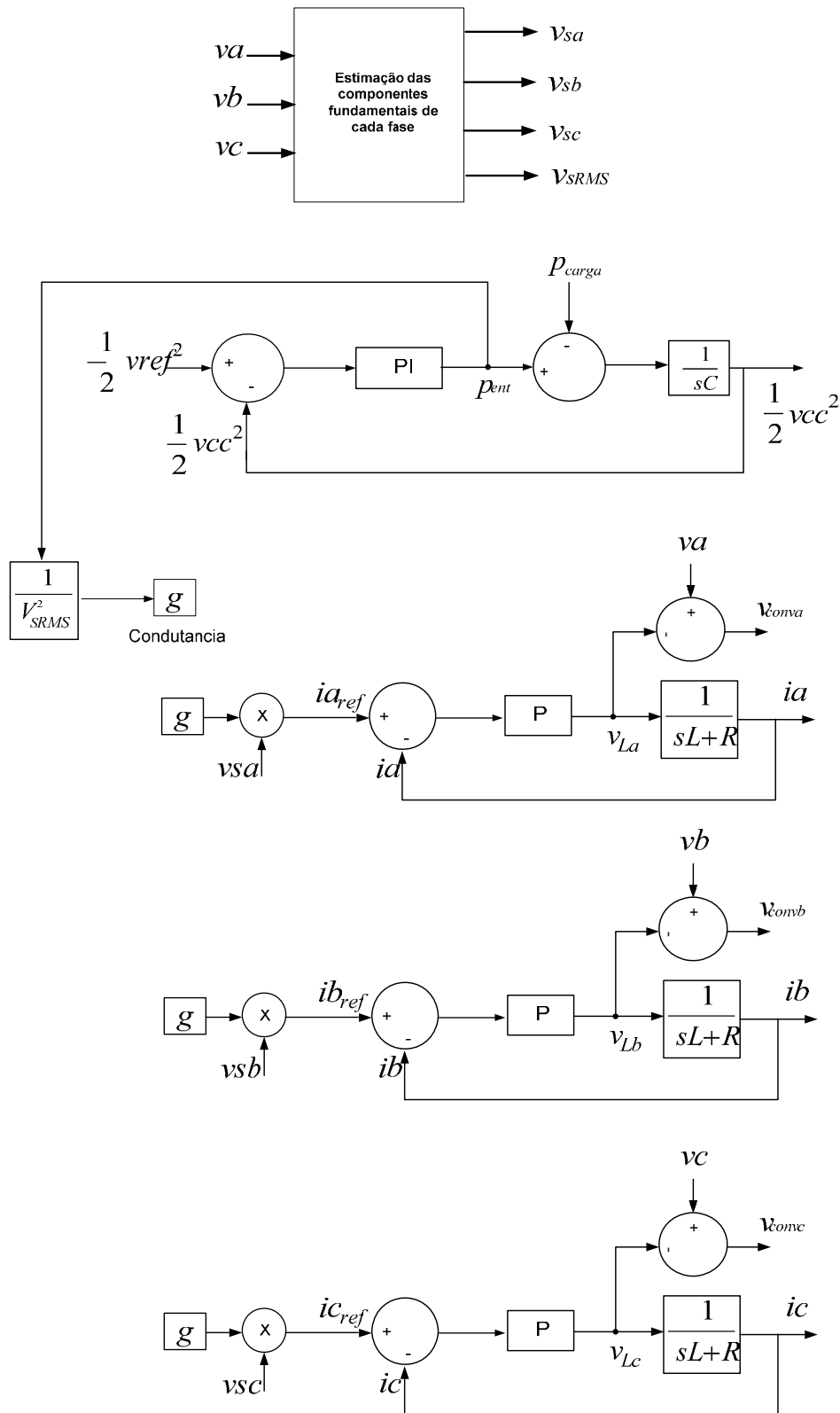


Figura 3.5 – Diagrama da estratégia de controle para o retificador trifásico com tensão de entrada distorcida.

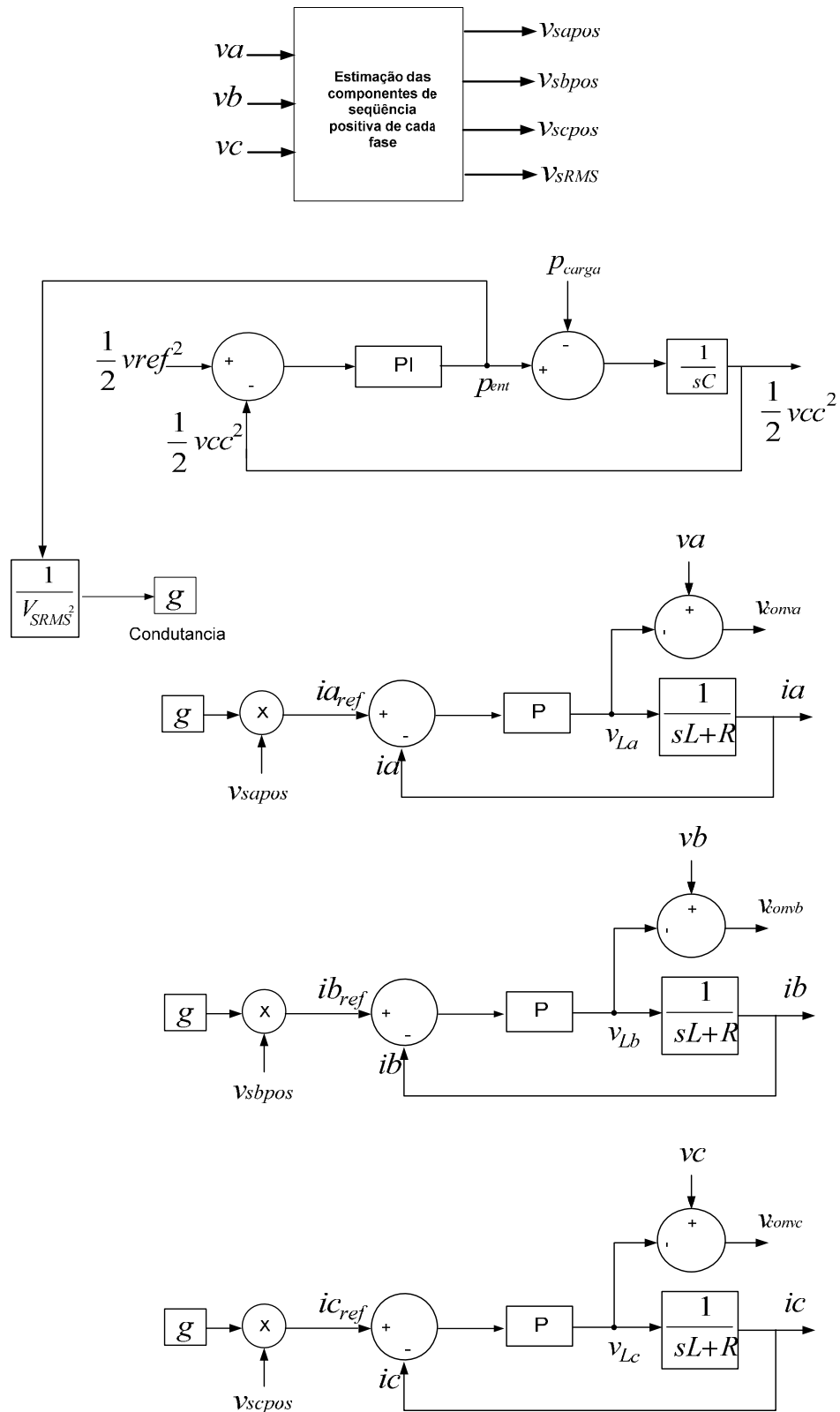


Figura 3.6 – Diagrama da estratégia de controle para o retificador trifásico com tensão de entrada desequilibrada.

Capítulo 4

RESULTADOS

4.1.Introdução

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos com a utilização da estratégia de controle proposta. Inicialmente serão mostrados os resultados de simulações executadas no PSCAD/EMTDC[®] e em seguida serão apresentados os resultados experimentais.

A apresentação dos resultados será feita da seguinte maneira: na primeira seção serão mostrados os resultados das simulações para o retificador boost monofásico em meia ponte e em ponte completa com a tensão de entrada senoidal, em seguida os mesmos circuitos com a tensão de entrada distorcida. Na próxima seção serão apresentados os resultados da simulação do retificador boost trifásico em três cenários diferentes: primeiramente com a tensão de entrada senoidal, em seguida com a tensão de entrada distorcida e por fim com a tensão de entrada desequilibrada. Serão mostrados também as tensões e correntes com o retificador sem controle, operando apenas com diodos. Para todos os casos foram feitos os cálculos da potência ativa de entrada e da potência aparente, com o objetivo de determinar o fator de potência da entrada do retificador. Para a determinação da distorção harmônica total das correntes de entrada foi desenvolvida uma rotina no Matlab[®], que usa como entrada um arquivo de texto com todos os pontos referentes a cada corrente, tanto na simulação quanto nos resultados experimentais.

Na terceira seção serão apresentados os resultados experimentais para o protótipo do retificador boost trifásico que se encontra construído no laboratório de qualidade de energia do LAT. Da mesma forma os resultados serão apresentados com a fonte senoidal e em seguida com a fonte distorcida e por fim desequilibrada. Semelhantemente à simulação, foram feitos os cálculos da potência ativa de entrada e da potência aparente, para com estes valores efetuar o cálculo do fator de potência para cada situação. Na última seção serão feitas as discussões dos resultados.

4.2. Resultados de Simulações

4.2.1. Retificador Monofásico em Meia-Ponte

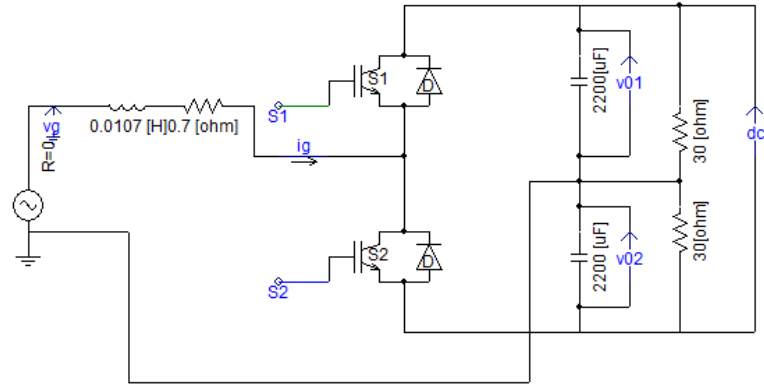
O circuito simulado é o retificador monofásico em meia-ponte da Figura 2.13, que no Capítulo 2 foi simulado usando a estratégia de controle de (GHOSH e NARAYANAN, 2007). Aqui, o circuito será simulado usando a estratégia de controle proposta, mostrada na Figura 3.2, para a tensão de entrada senoidal e o a estratégia proposta mostrado na Figura 3.3, para o caso de tensão de entrada distorcida.

4.2.1.1. Tensão de entrada senoidal

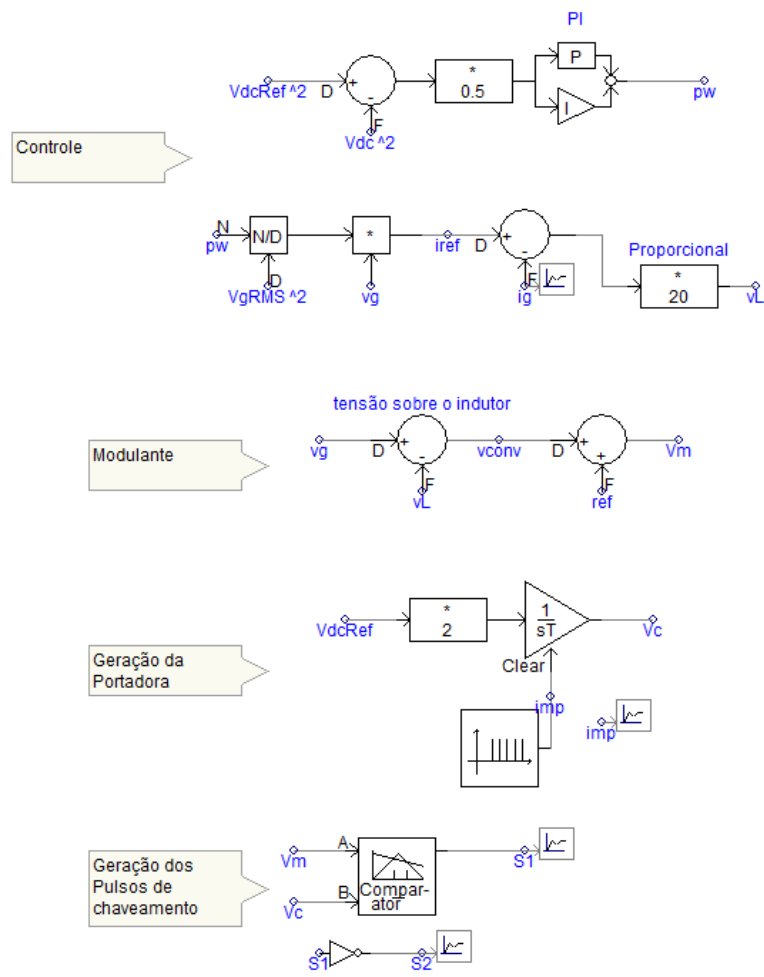
O circuito do retificador monofásico foi simulado com os mesmo parâmetros da simulação do Capítulo 2: tensão de entrada de 110 Vrms e tensão de referência do barramento c.c. igual a 300 V. Na estratégia apresentada não foi necessário controlar individualmente a tensão de cada metade do barramento c.c., foi controlada a potência injetada em um capacitor e a outra metade é controlada automaticamente.

O circuito simulado no ambiente do PSCAD/EMTDC[®], bem como o circuito de controle é mostrado na Figura 4.1. Os resultados da simulação são apresentados na Figura 4.2. Como resultados são mostrados a tensão e a corrente de entrada do retificador, a tensão no barramento c.c., corrente de referência gerada pelo controlador e a distorção harmônica da corrente de entrada.

De acordo com os resultados da simulação são apresentados na Figura 4.2, pode-se notar a forma de onda senoidal da corrente na entrada do retificador, bem como o fato da corrente estar em fase com a tensão. A tensão no barramento c.c. alcança e mantém seu valor de referência, como pode ser observado na Figura 4.2(b). Nota-se também que a corrente de entrada reproduz a corrente de referência gerada pela estratégia de controle. Através dos cálculos da potência ativa e da potência aparente, o fator de potência calculado foi de 0,983 e a DHT da corrente para este caso ficou em 3,06%.



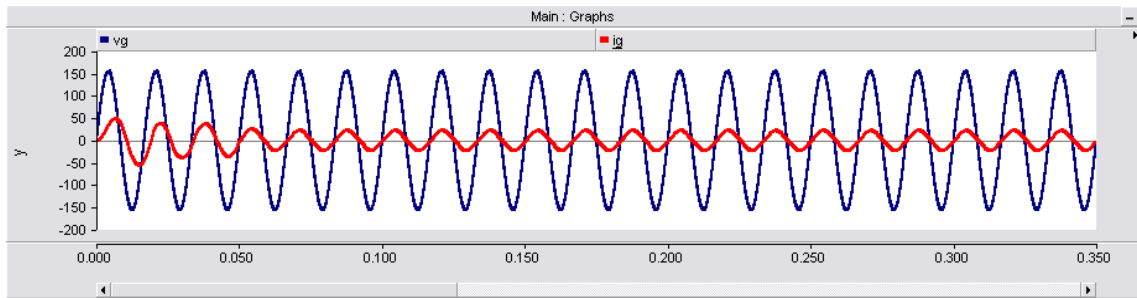
(a)



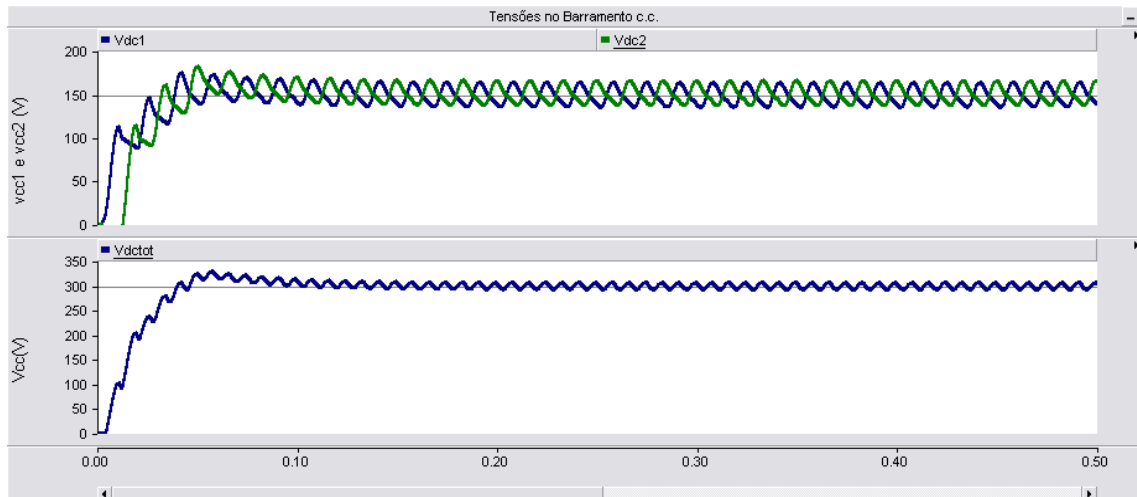
(b)

Figura 4.1– Diagrama da Simulação no PSCAD/EMTDC[®] do Retificador Monofásico em Meia-Ponte usando o Controle Proposto com tensão de entrada senoidal.

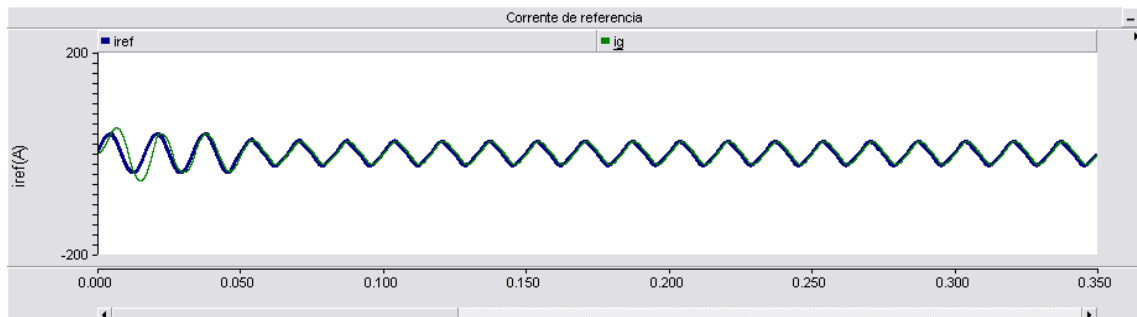
(a) Circuito de potência; (b) circuito de controle.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.2– Resultados da Simulação do Retificador Monofásico em Meia-Ponte usando o Controle Proposto. (a) Tensão e corrente na entrada do retificador; (b) Tensões no barramento c.c.; (c) corrente de referência e corrente de fase.

4.2.1.2. Tensão de entrada distorcida

O mesmo circuito da Figura 4.1(a) foi simulado com a tensão de entrada apresentando distorção, mais especificamente, a tensão apresenta 10% de 5° harmônico e 5% de 7° harmônico. O circuito de controle simulado no ambiente do PSCAD/EMTDC® é mostrado na Figura 4.3 e os resultados da simulação são mostrados na Figura 4.4.

De acordo com os resultados apresentados, é possível perceber que a estratégia de controle proposta cumpre o seu objetivo de manter a corrente de entrada senoidal mesmo tendo a tensão de alimentação não-senoidal. O fator de potência para este caso ficou em 0,989 e a DHT foi de 3,18%. A tensão no barramento c.c. foi controlada e se manteve igual ao valor de referência.

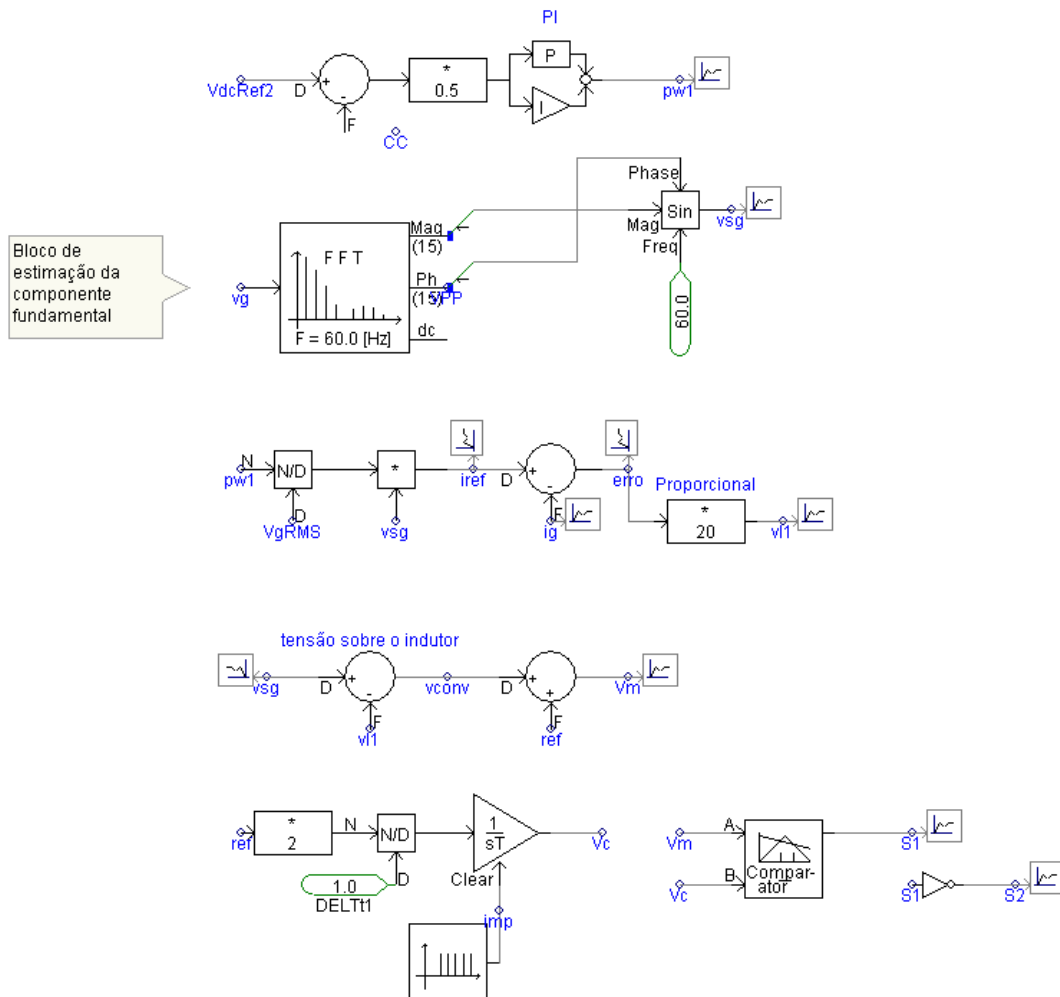


Figura 4.3 – Diagrama da Simulação no PSCAD/EMTDC® do Retificador Monofásico em Meia-Ponte usando o Controle Proposto com tensão de entrada distorcida.

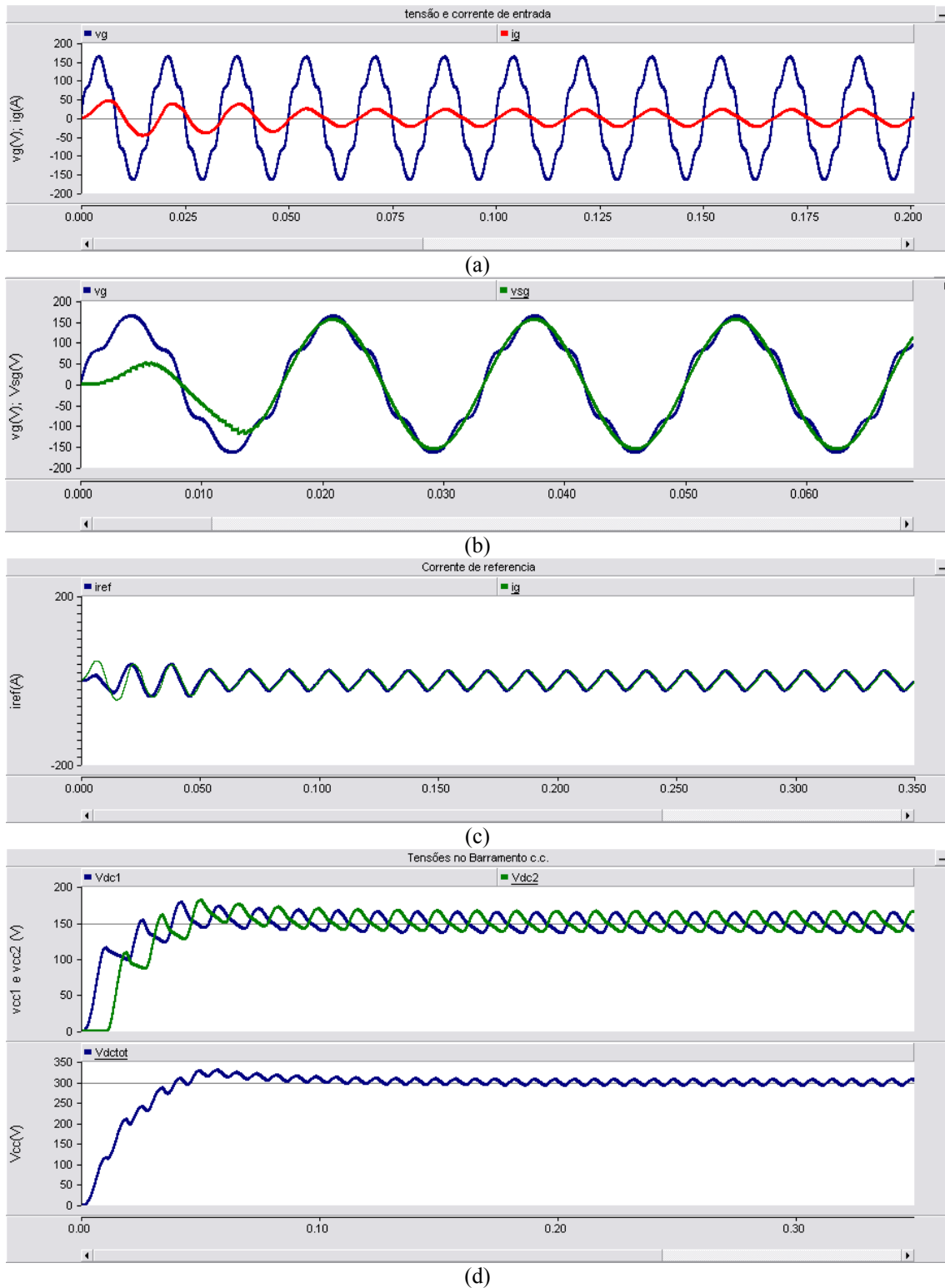


Figura 4.4 – Resultados da Simulação no PSCAD/EMTDC[®] do Retificador Monofásico em Meia-Ponte usando o Controle Proposto com tensão de entrada distorcida.

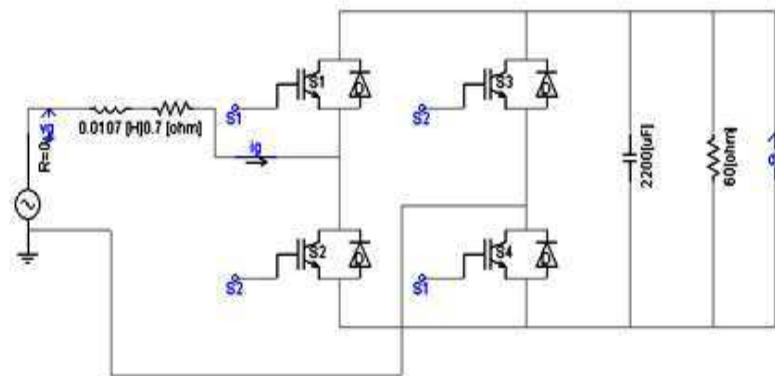
- (a) Tensão e corrente na entrada do retificador; (b) tensão de entrada estimada; (c) corrente de referência; (d) Tensões no barramento c.c.

4.2.2. Retificador Monofásico em Ponte Completa

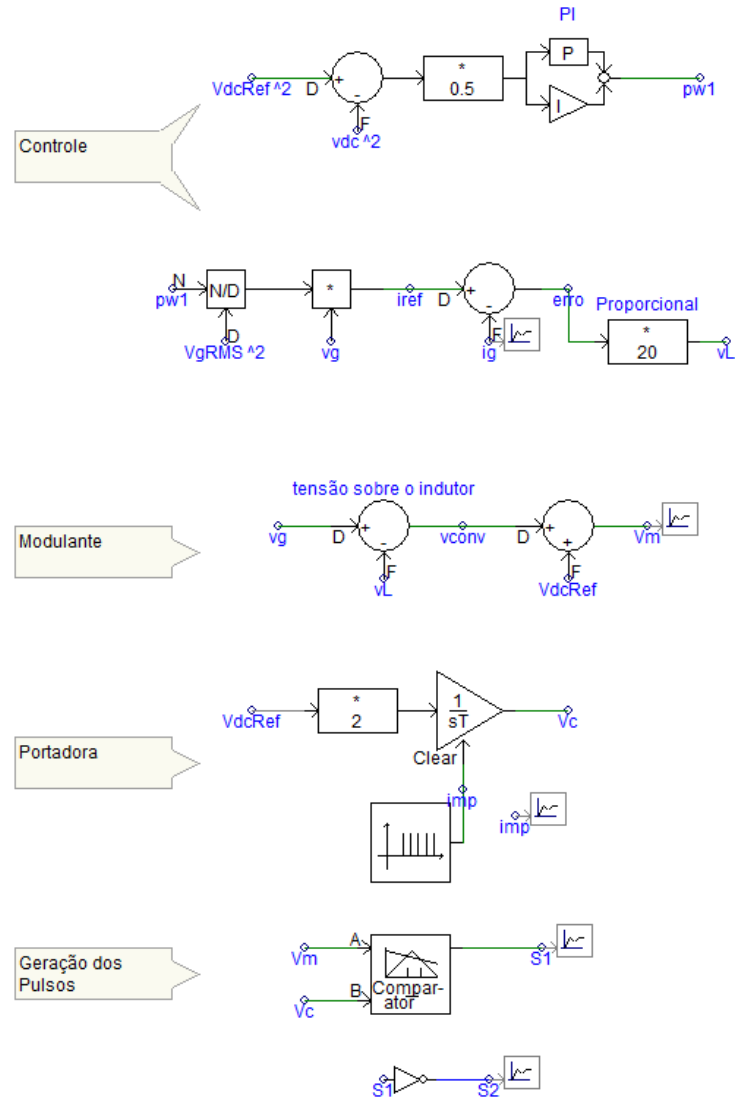
4.2.2.1. Tensão de entrada senoidal

O circuito simulado do Retificador Monofásico em Ponte Completa está mostrado na Figura 4.5, bem como o circuito de controle. Este circuito foi simulado por analogia com o retificador monofásico em meia ponte.

Os resultados da simulação estão apresentados na Figura 4.6. Dos gráficos pode-se perceber que a corrente de entrada do retificador é senoidal, em fase com a tensão de entrada e a tensão no barramento c.c. está controlada e igual ao valor de referência. Os cálculos da potência ativa e da potência aparente, mostram que o fator de potência é igual a 0,991, já a distorção harmônica total da corrente no retificador com o uso do controle é de 2,77%.

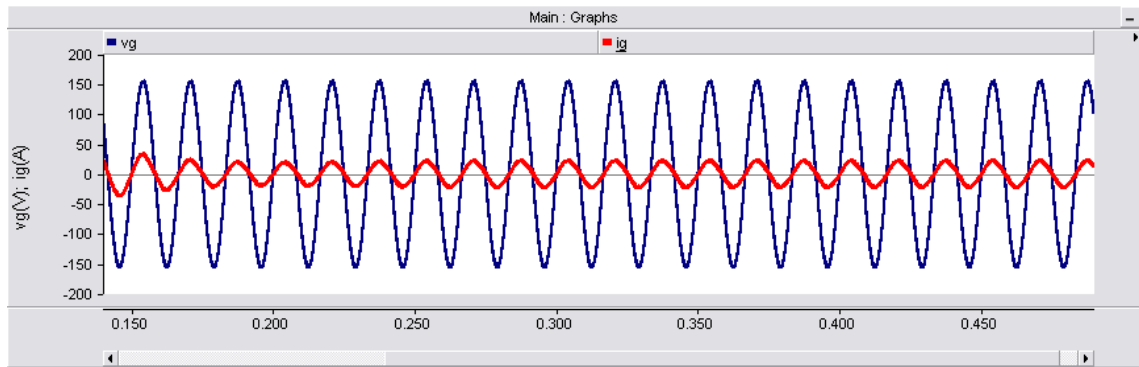


(a)

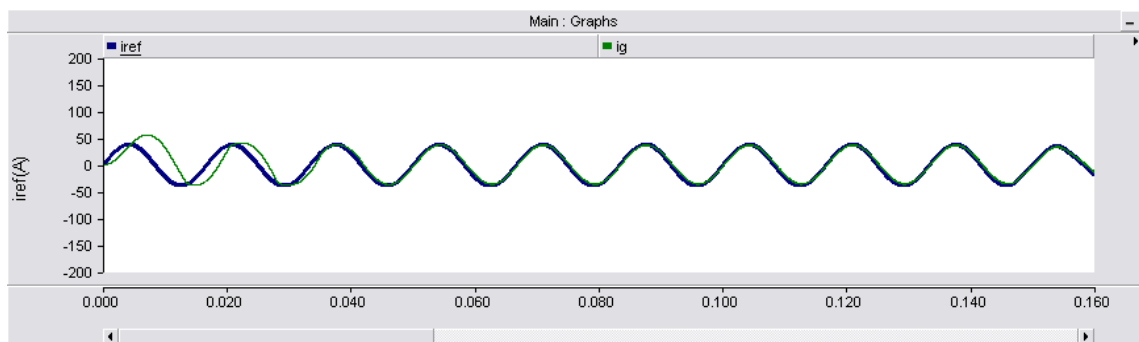


(b)

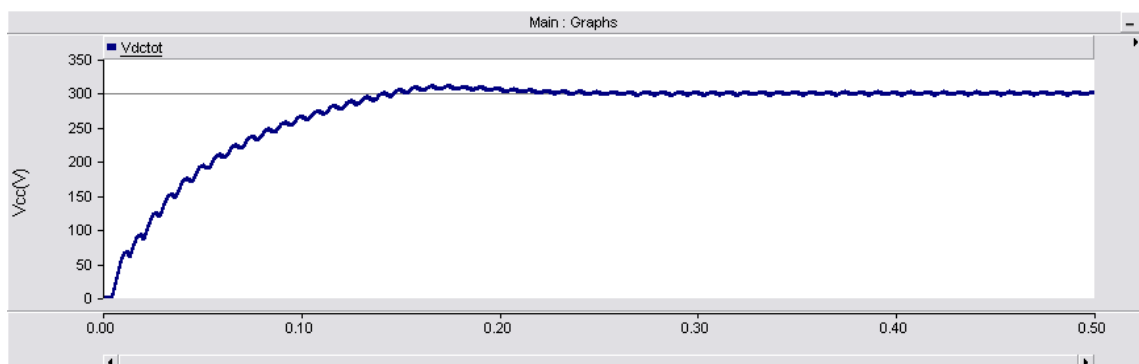
Figura 4.5– Diagrama da Simulação do Retificador Monofásico em Ponte Completa usando o Controle Proposto. (a) Circuito de potência; (b) circuito de controle.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.6– Resultados da Simulação do Retificador Monofásico em Ponte Completa usando o Controle Proposto. (a) Tensão e corrente na entrada do retificador; (b) corrente de referência e corrente de entrada (c) tensão no barramento c.c.

4.2.2.2. Tensão de entrada distorcida

O mesmo circuito da Figura 4.5(a) foi simulado com a tensão de entrada do retificador distorcida. Semelhantemente ao caso do retificador em meia ponte, foi injetada na fonte 10% de 5° harmônico e 5% de 7° harmônico.

O circuito de controle para este caso está mostrado na Figura 4.7 e os resultados da simulação estão apresentados na Figura 4.8.

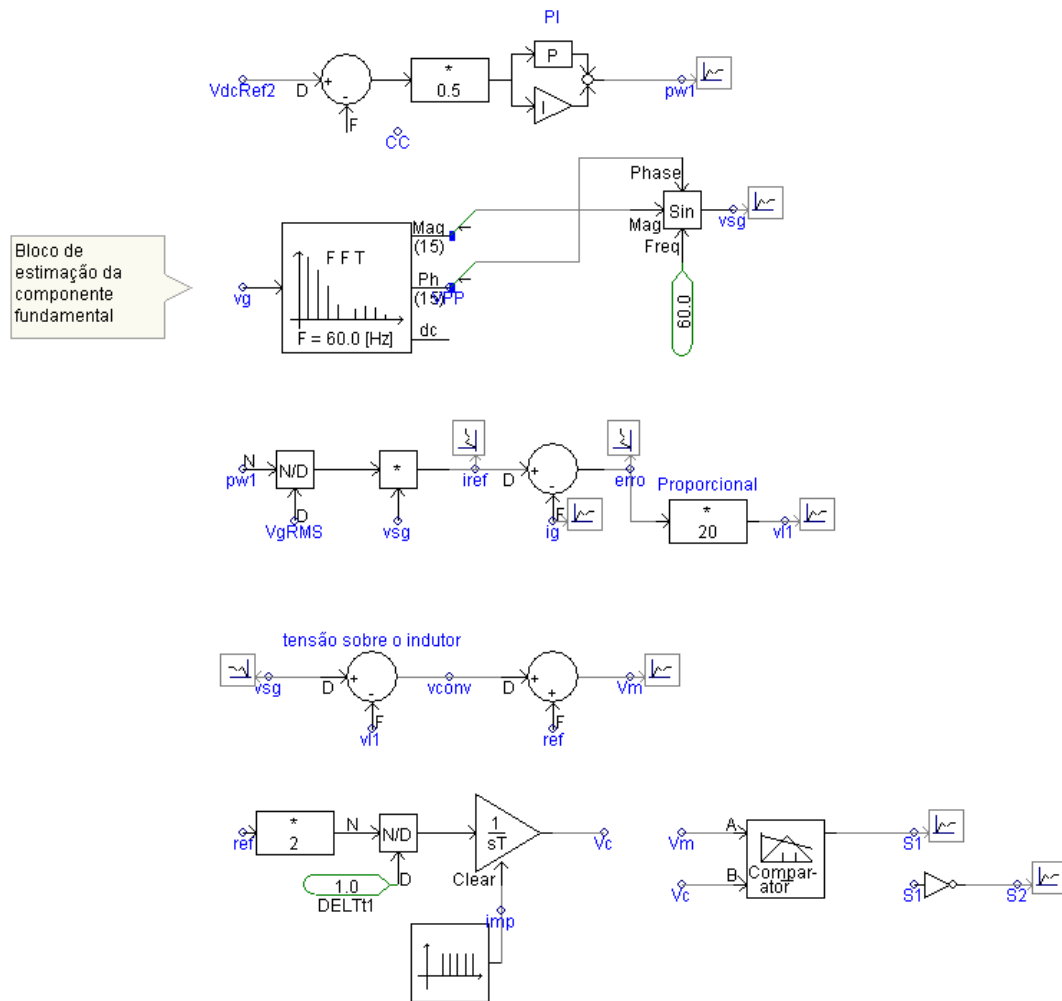
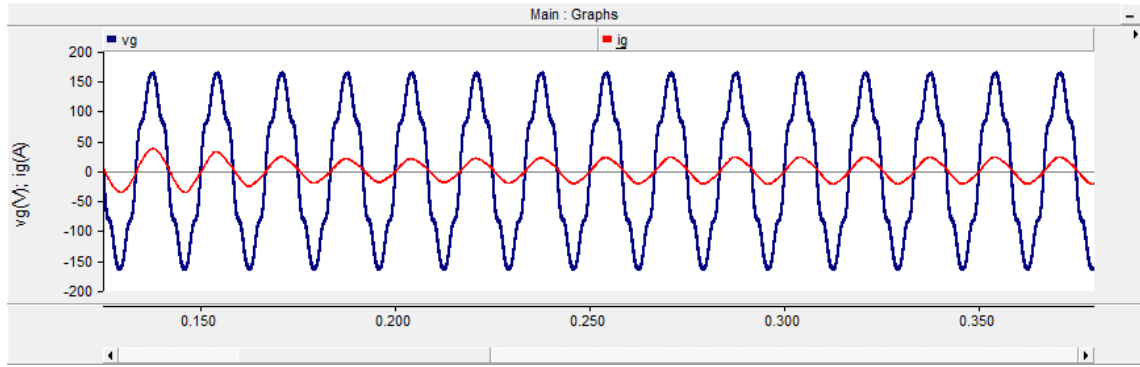
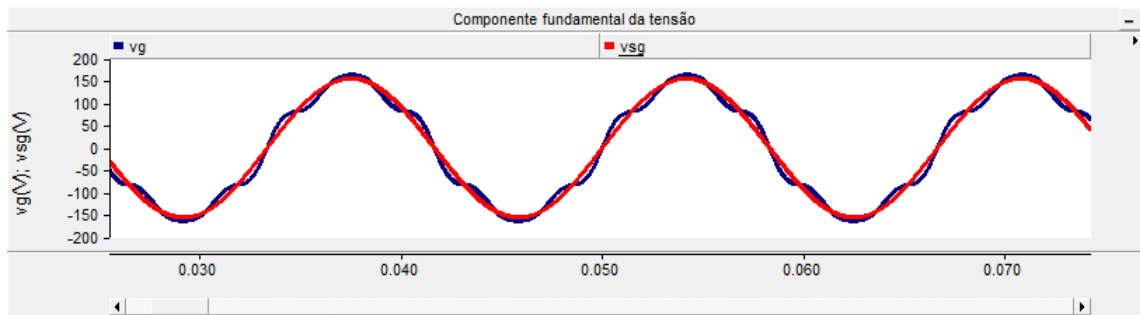


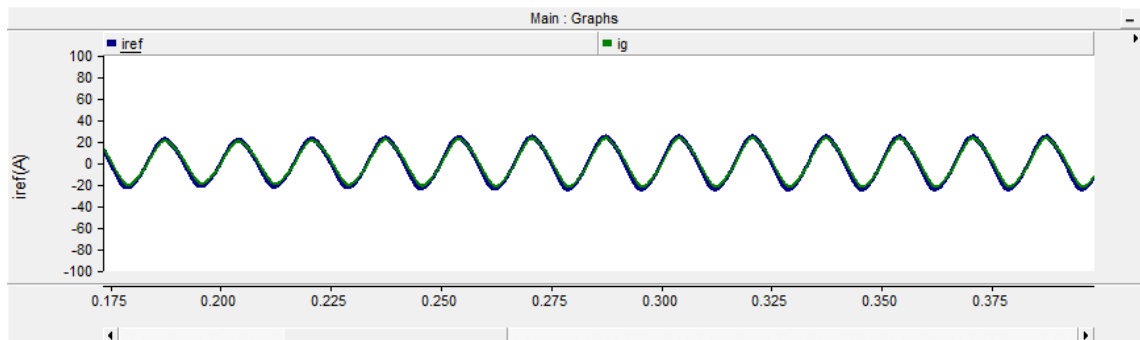
Figura 4.7 – Diagrama da Simulação no PSCAD/EMTDC® do Retificador Monofásico em Ponte completa usando o Controle Proposto com tensão de entrada distorcida.



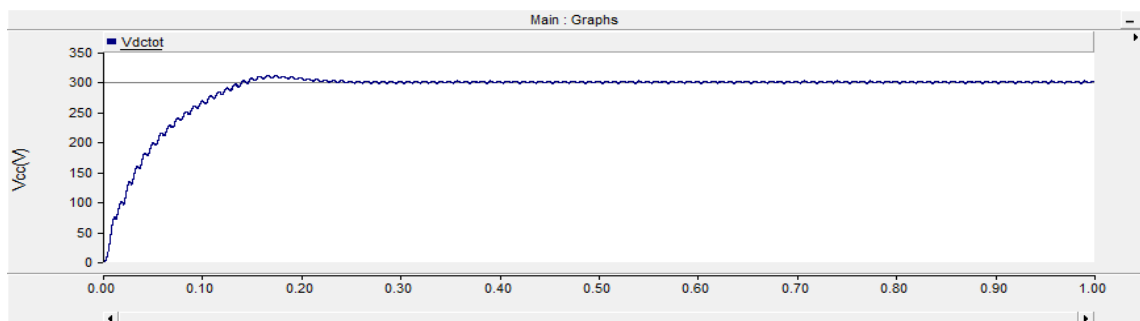
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4.8- Resultados da simulação no PSCAD/EMTDC[®] do retificador monofásico em ponte completa usando o controle proposto com tensão de entrada distorcida.

(a) Tensão e corrente na entrada do retificador; (b) tensão de entrada estimada; (c) corrente de referência e corrente de entrada; (d) Tensão no barramento c.c.

Como pode ser visto nos resultados, também para o caso do retificador monofásico em ponte completa com tensão distorcida na entrada, o controle realiza seus objetivos. A corrente de entrada tem formato senoidal com DHT de 3,17%, mesmo com a tensão de entrada distorcida. O fator de potência da corrente de entrada é 0,993 e a tensão no barramento c.c. foi controlada no valor de referência.

4.2.3. Retificador trifásico

Nesta seção serão apresentados os resultados das simulações para o retificador boost trifásico a três fios mostrado na Figura 4.9. Os parâmetros do circuito simulado estão de acordo com os valores do protótipo que foi construído no laboratório, do qual serão mostrados os resultados experimentais.

Com o retificador controlado foram feitas simulações de três casos, o primeiro com a tensão de entrada senoidal, o segundo com a tensão de entrada distorcida e o terceiro com a tensão de entrada desequilibrada. A fonte de tensão trifásica foi ajustada para 50 V_{rms} e a referência de tensão do barramento c.c. é de 190 V. Para cada caso serão mostrados inicialmente os resultados para o retificador sem o uso do controle, operando apenas com diodos e em seguida os resultados para o retificador com o uso do controle, para efeito de comparação.

Com o retificador operando apenas com diodos, a tensão no barramento c.c. é menor que com o uso do controle, para que as comparações do fator de potência possam ser feitas, a tensão da fonte foi aumentada até que o barramento c.c. seja igual a 190 V. Para o cálculos do fator de potência, em cada cenário da tensão de entrada foram calculadas a potência ativa, usando as Equações (2.39) e (2.40) apresentadas no Capítulo 2, e a potência aparente, com o uso das Equações (2.47), (2.48) e (2.49) também apresentadas no Capítulo 2.

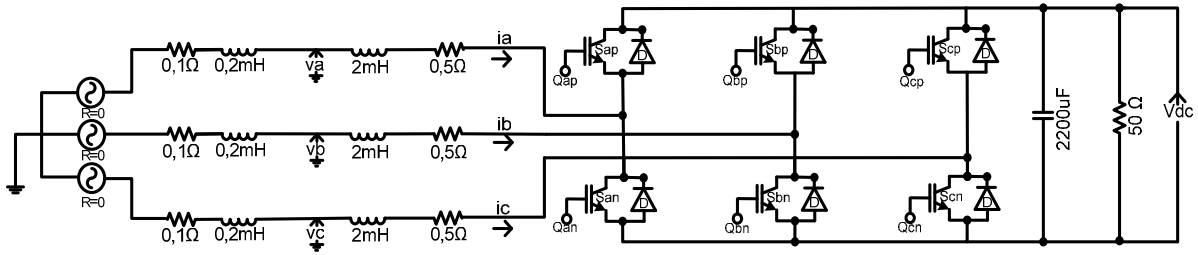


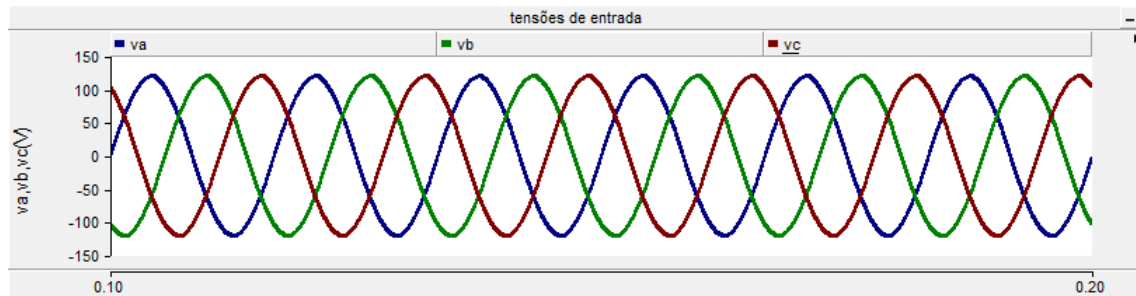
Figura 4.9 - Diagrama da simulação do Retificador boost Trifásico.

4.2.3.1. Controle com Tensão de entrada senoidal

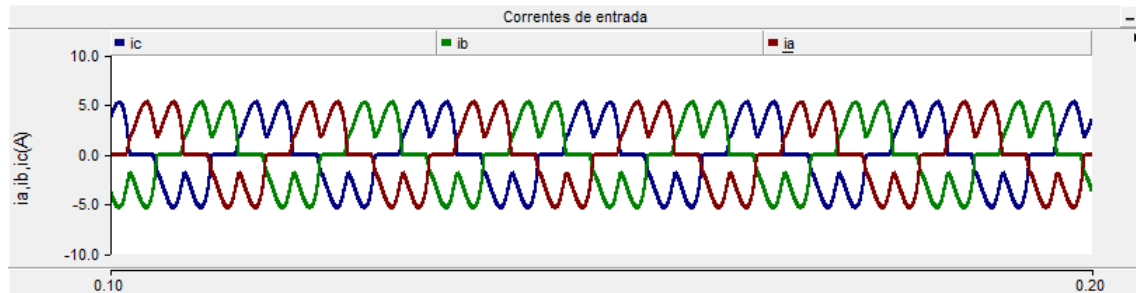
Inicialmente serão apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente de entrada com o retificador sem controle, ou seja, operando apenas com os diodos. Como pode-se observar na Figura 4.10, as correntes tem característica pulsada com DHT de 40,37% e fator de potência igual a 0,808.

Com o uso do controle, cujo diagrama foi mostrado na Figura 3.4, o circuito simulado no PSCAD/EMTDC[®] é apresentado na Figura 4.11. No circuito pode-se ver o laço de controle da tensão do barramento c.c. e os três laços de controle da corrente, bem como a geração das tensões na entrada do conversor. Os resultados da simulação estão apresentados na Figura 4.12, são apresentados as tensões de entrada em cada fase, as correntes de entrada, as correntes de referência, a tensão no barramento c.c, o fator de potência e a DHT.

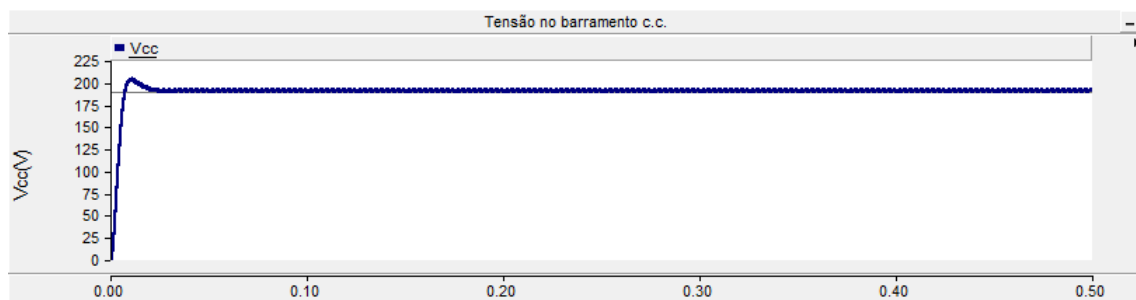
De acordo com os resultados, pode-se perceber que as correntes são senoidais e em fase com as tensões. As correntes apresentam oscilações de alta frequência, isto se dá devido ao chaveamento dos IGBTs, mas independente deste comportamento, a corrente de entrada segue a corrente de referência, como visto na Figura 4.12(d). O fator de potência para este caso foi de 0,997 e a DHT = 1,90%.



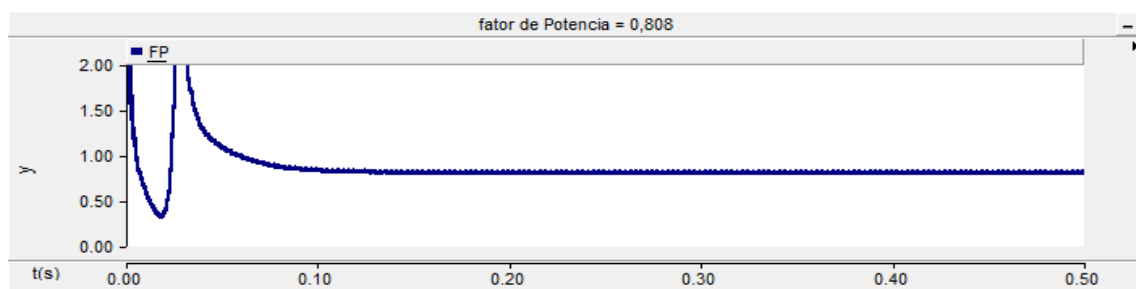
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4.10 – Resultados da simulação no PSCAD/EMTDC[®] do retificador trifásico sem controle com tensão de entrada senoidal.

(a) Tensões de entrada; (b) correntes de entrada; (c) tensão no barramento c.c.; (d) fator de potência;

(f) Distorção harmônica total da corrente.

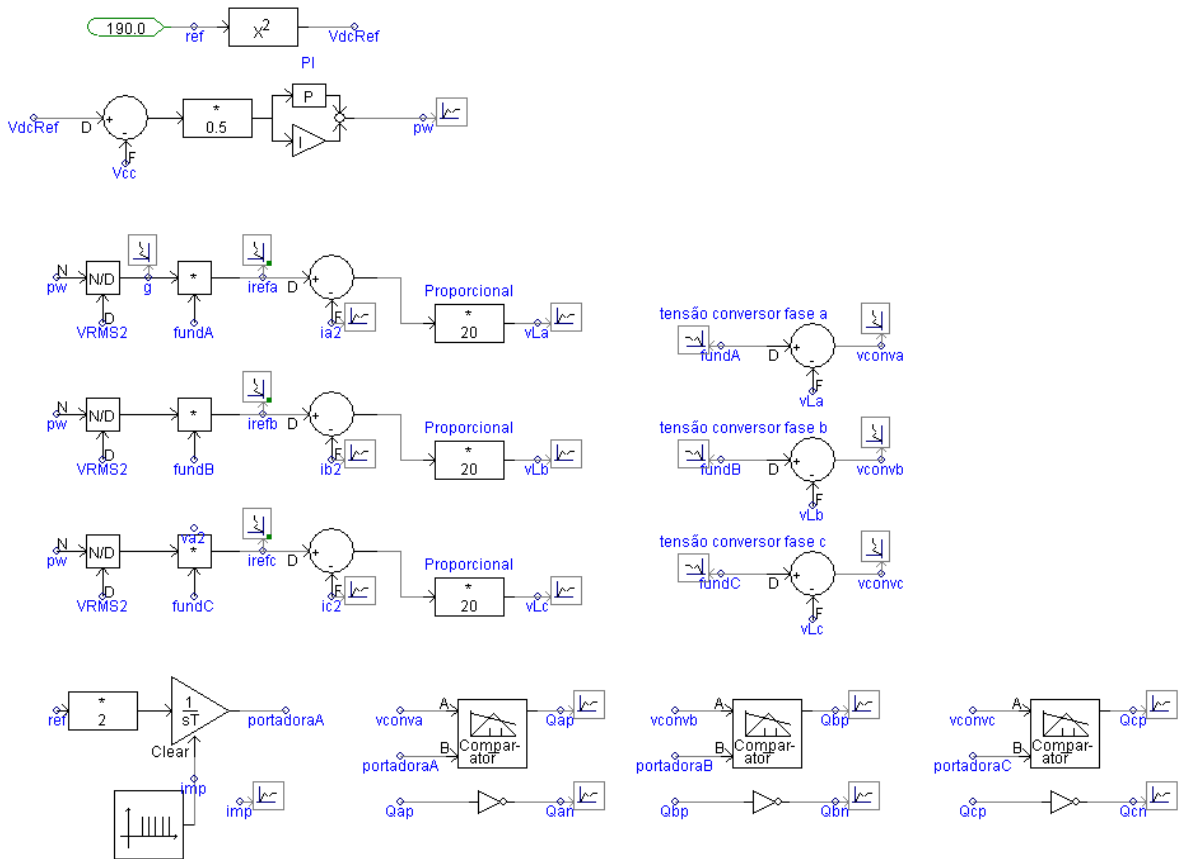
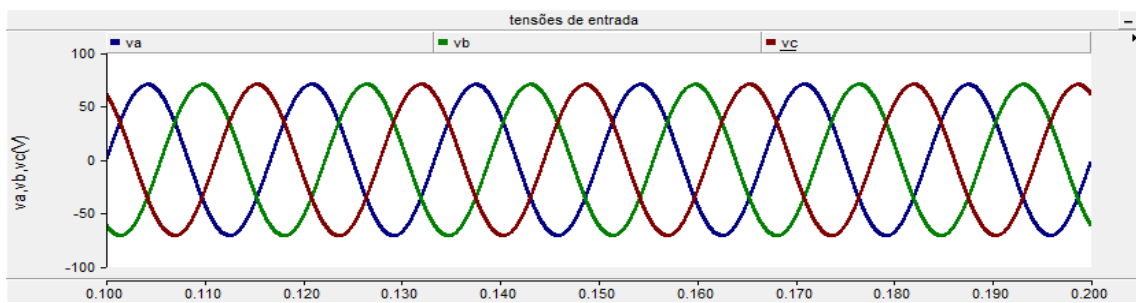
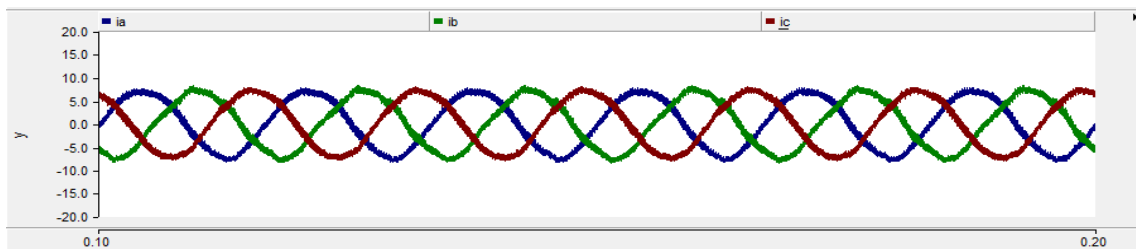


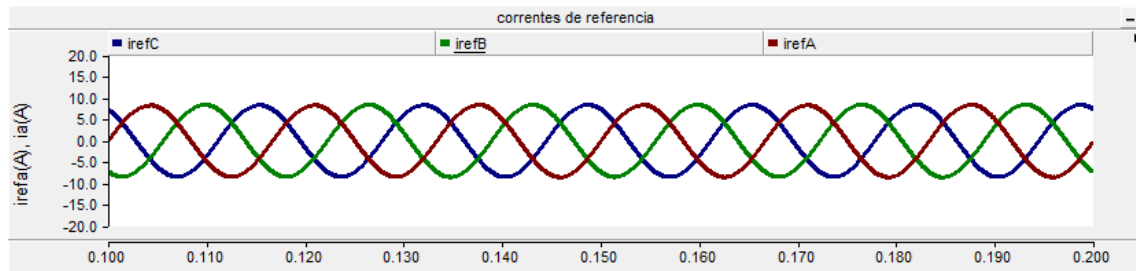
Figura 4.11 - Diagrama da simulação do controle proposto para o retificador boost trifásico com tensão de entrada senoidal.



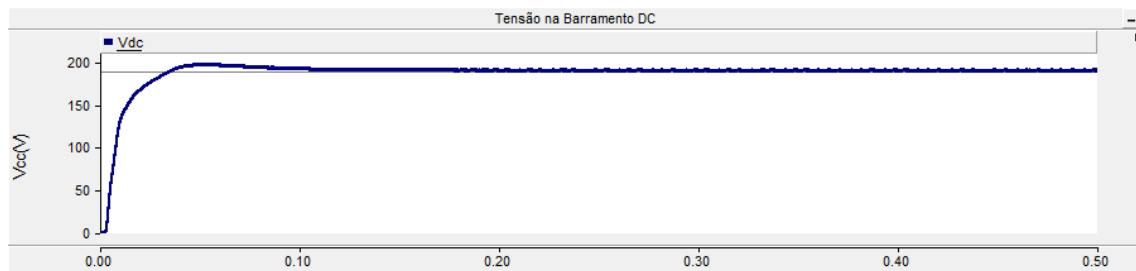
(a)



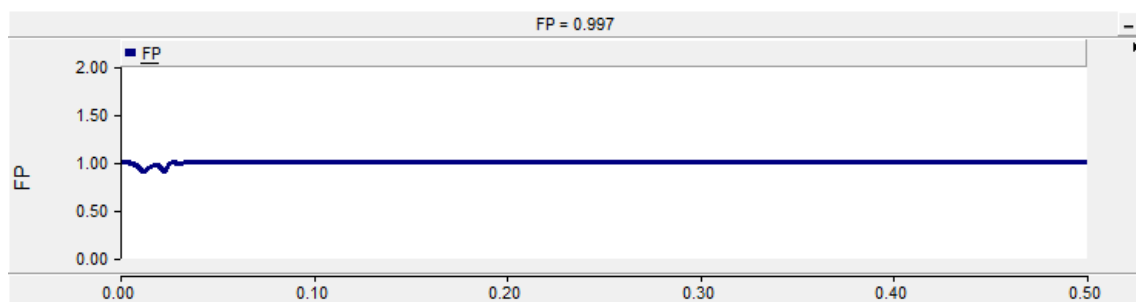
(b)



(c)



(d)



(e)

Figura 4.12 - Resultados da simulação no PSCAD/EMTDC[®] do retificador trifásico usando o controle proposto com tensão de entrada senoidal.

(a) Tensões de entrada; (b) correntes de entrada; (c) correntes de referência; (d) Tensão no barramento c.c.; (e) Fator de potência.

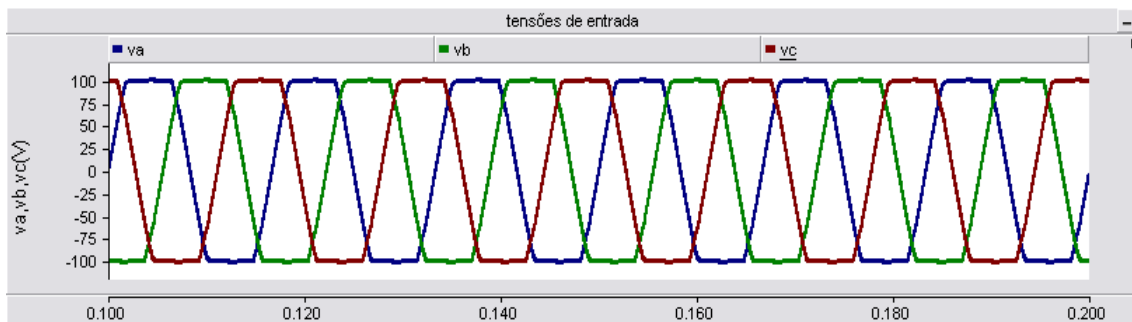
4.2.3.2. Controle com Tensão de entrada distorcida

Para este cenário a tensão de entrada foi programada para apresentar distorção harmônica igual a 10%. O diagrama do circuito de controle usado é o que foi mostrado na Figura 3.45, o controle contemplará uma etapa de estimação, que determinará as componentes fundamentais das tensões de cada fase. As componentes fundamentais serão usadas para gerar as correntes de referência a ser seguida pelo retificador.

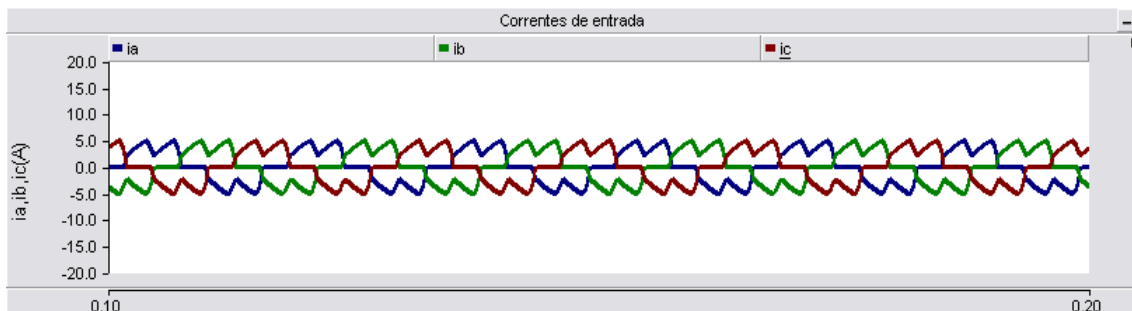
Inicialmente serão apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente de entrada com o retificador sem controle, ou seja, operando apenas com os diodos. Sem o

controle, como se pode observar na Figura 4.13, as correntes tem característica pulsada com DHT de 34,85% e fator de potência igual a 0,843.

O circuito de controle simulado no PSCAD/EMTDC[®] para o retificador trifásico com a tensão de entrada distorcida é apresentado na Figura 4.14. No circuito é possível ver o bloco de estimação das componentes fundamentais e o uso das tensões fundamentais nos laços de controle da corrente. Os resultados da simulação estão apresentados na Figura 4.15. De acordo com os resultados, pode-se perceber que as correntes estão em fase com as tensões, e mesmo com a tensão de entrada distorcida as correntes tem formato senoidal, e seguem a corrente de referência, como visto na Figura 4.155(c). O fator de potência calculado para este caso é de 0,996 e a DHT da corrente é igual a 2,66%.



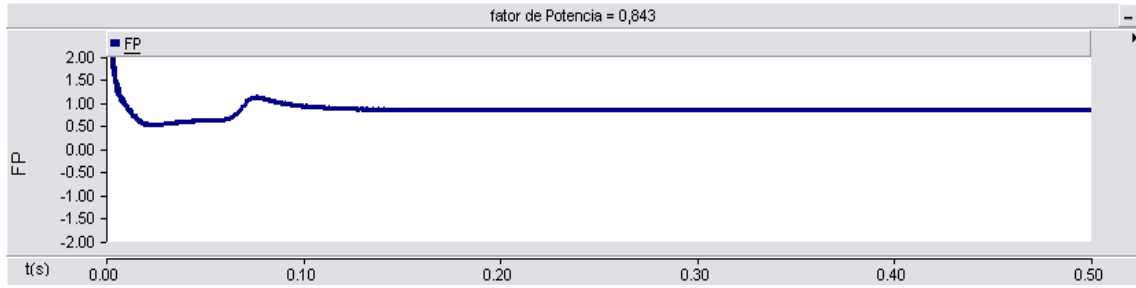
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4.13 - Resultados da simulação no PSCAD/EMTDC[®] do retificador trifásico sem controle com tensão de entrada distorcida.

(a) Tensões de entrada; (b) correntes de entrada; (c) tensão no barramento c.c.; (d) fator de potência.

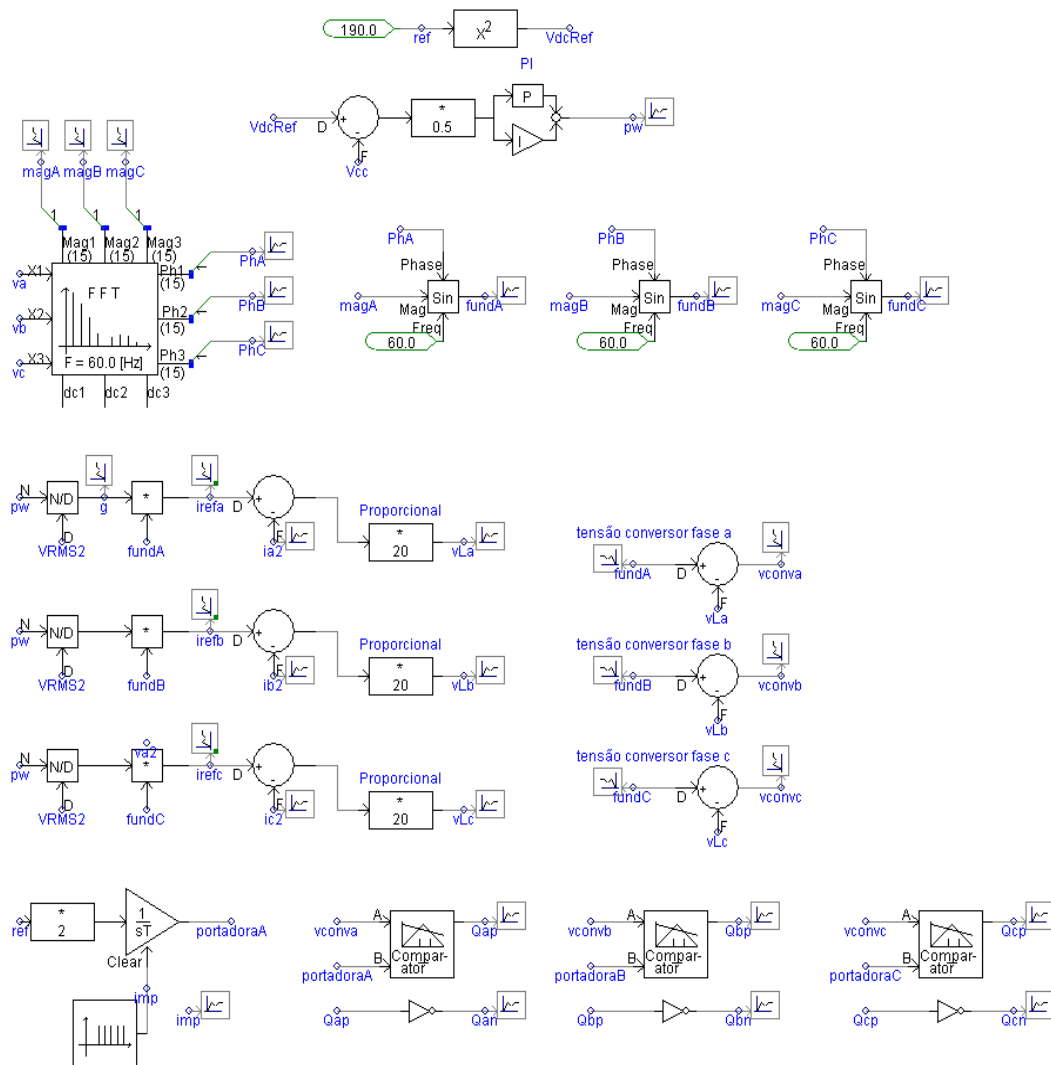


Figura 4.14 - Diagrama da Simulação no PSCAD/EMTDC[®] do Controle Proposto para o retificador trifásico com tensão de entrada distorcida.

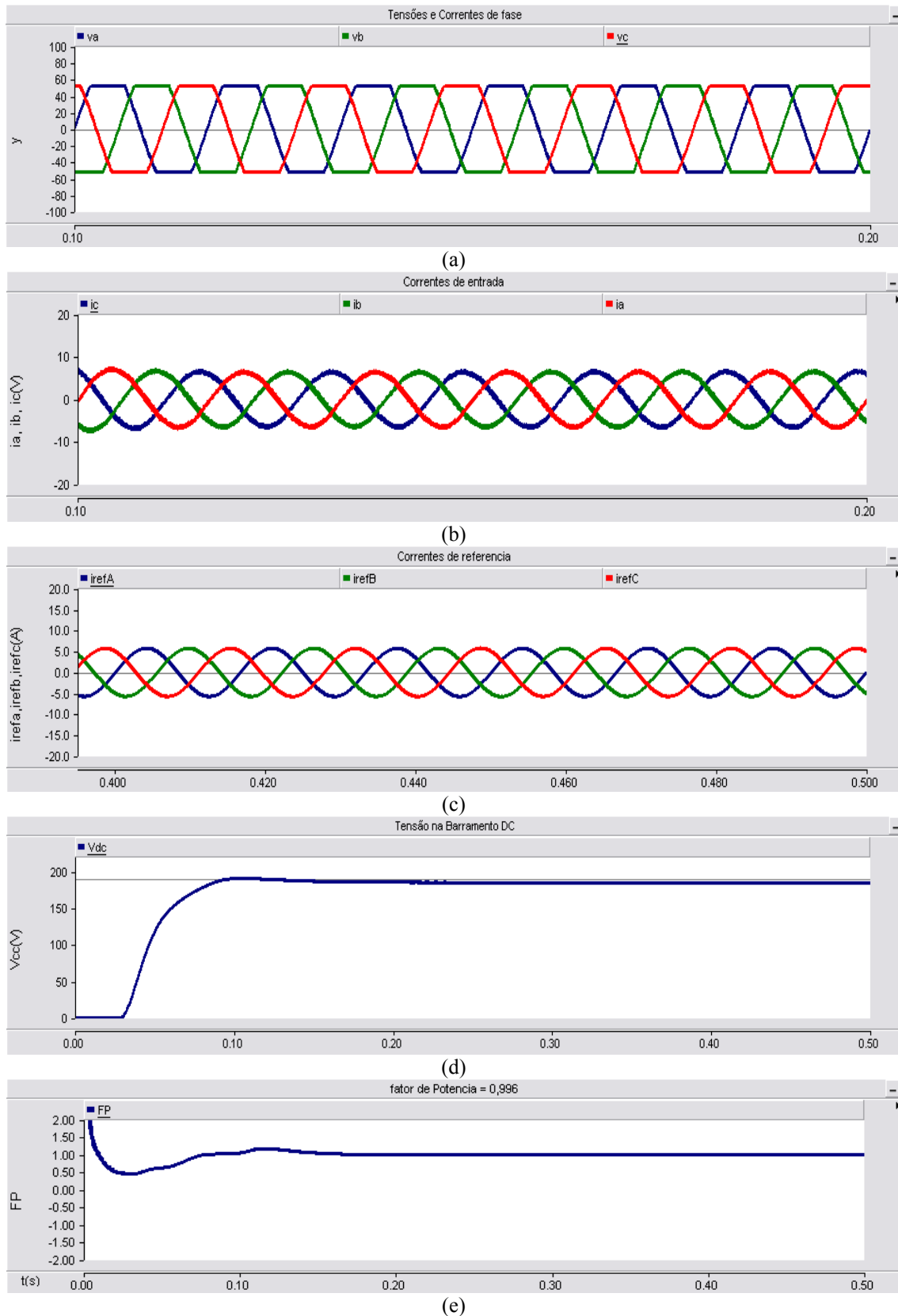


Figura 4.15 - Resultados da simulação no PSCAD/EMTDC[®] do retificador trifásico usando o controle proposto com tensão de entrada distorcida.

(a) tensão e corrente na entrada do retificador; (b) tensão e corrente na fase 'a'; (c) correntes de referência; (d) tensões no barramento c.c.; (e) fator de potência.

4.2.3.3. Controle com Tensão de entrada desequilibrada

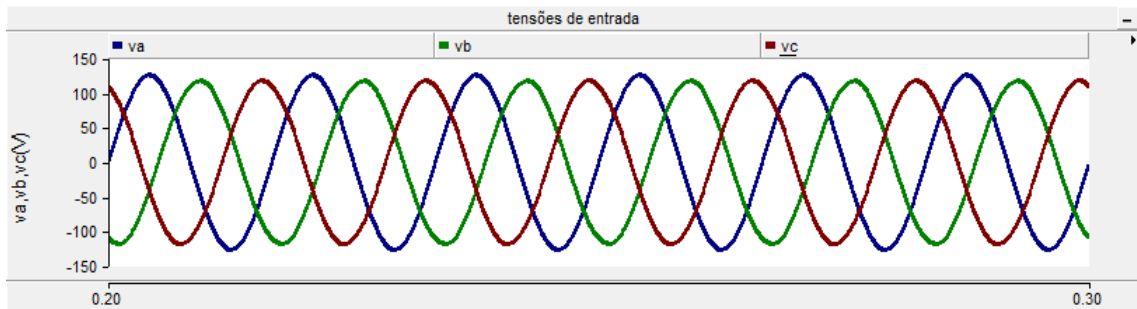
Para o terceiro caso simulado, a tensão de entrada apresenta desequilíbrio, a tensão da fonte foi programada para os seguintes valores:

- fase 'a': 55 Vrms e ângulo de fase 0° ;
- fase 'b': 50 Vrms e ângulo de fase 255° ;
- fase 'c': 50 Vrms e ângulo de fase 110° ;

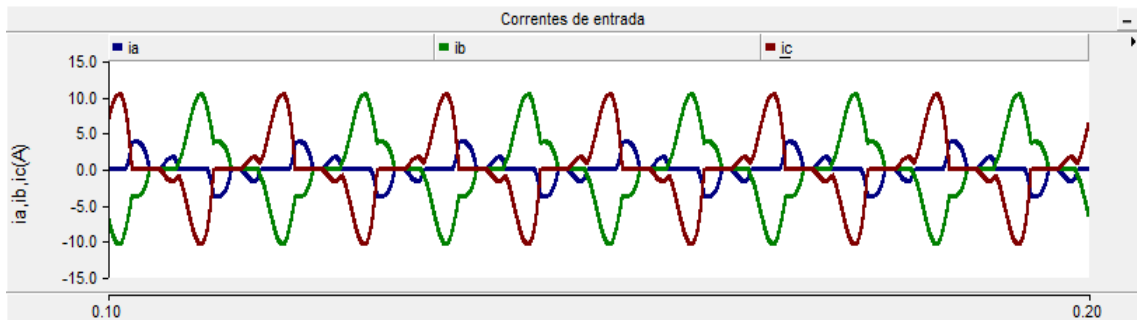
As formas de onda da tensão e da corrente de entrada com o retificador sem controle e tensão de entrada desequilibrada são mostradas na Figura 4.16. Sem o controle, como se pode observar, as correntes tem característica pulsada com DHT de 55,21% e fator de potência igual a 0,730.

O diagrama do circuito de controle usado para este caso é o que foi mostrado na Figura 3.6, o controle contemplará uma etapa de estimação, que determinará as componentes de seqüência positiva das tensões de cada fase. As componentes de seqüência positiva serão usadas para gerar as correntes de referência a serem seguidas pelo retificador. O circuito de controle simulado no PSCAD/EMTDC[®] para o retificador trifásico com a tensão de entrada desequilibrada é apresentado na Figura 4.17. No circuito pode-se ver o bloco de estimação das componentes de seqüência positiva e o uso destas componentes nos laços de controle da corrente.

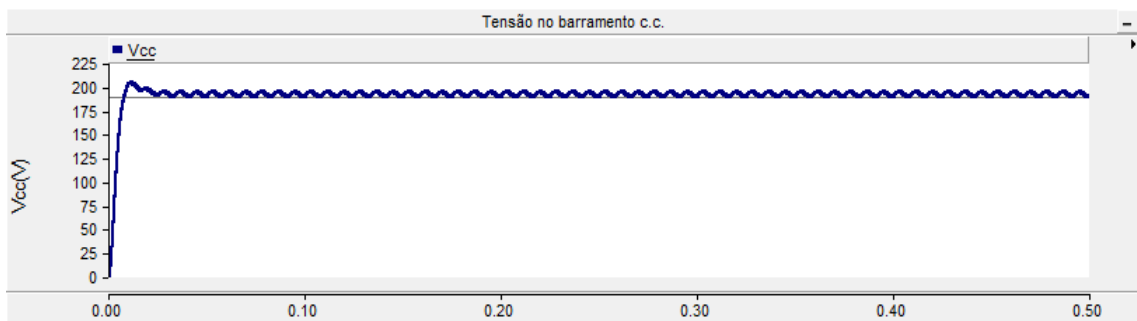
Os resultados da simulação estão apresentados na Figura 4.18. Na Figura são mostradas as tensões de entrada em cada fase, as correntes de entrada, a tensão e a corrente na fase 'a', as correntes de referência e a tensão no barramento c.c. De acordo com os resultados, pode-se perceber que as correntes são praticamente senoidais e que estão em fase com as tensões. Nota-se também que as correntes não apresentam desequilíbrio, diferentemente das tensões de entrada, e seguem a corrente de referência, como visto na Figura 4.158(d). O fator de potência para este caso é de 0,990 e a DHT = 2,77%.



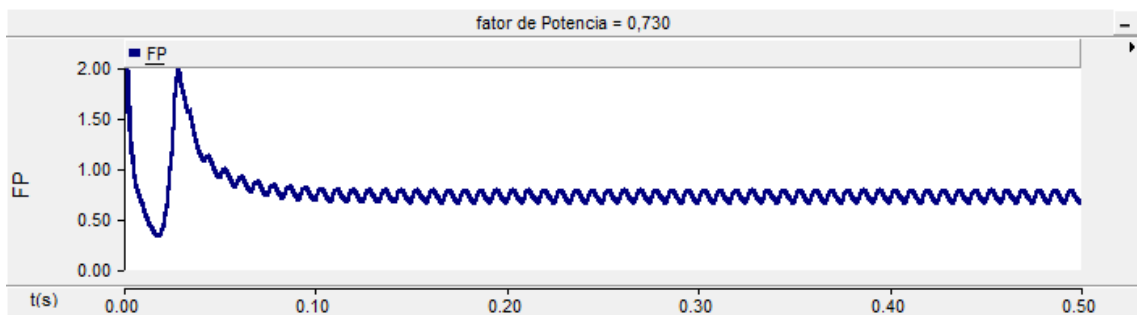
(a)



(b)



(c)



(d)

4.16 - Resultados da simulação no PSCAD/EMTDC® do retificador trifásico sem controle com tensão de entrada desequilibrada.

(a) Tensões de entrada; (b) correntes de entrada; (c) tensão no barramento c.c.; (d) fator de potência.

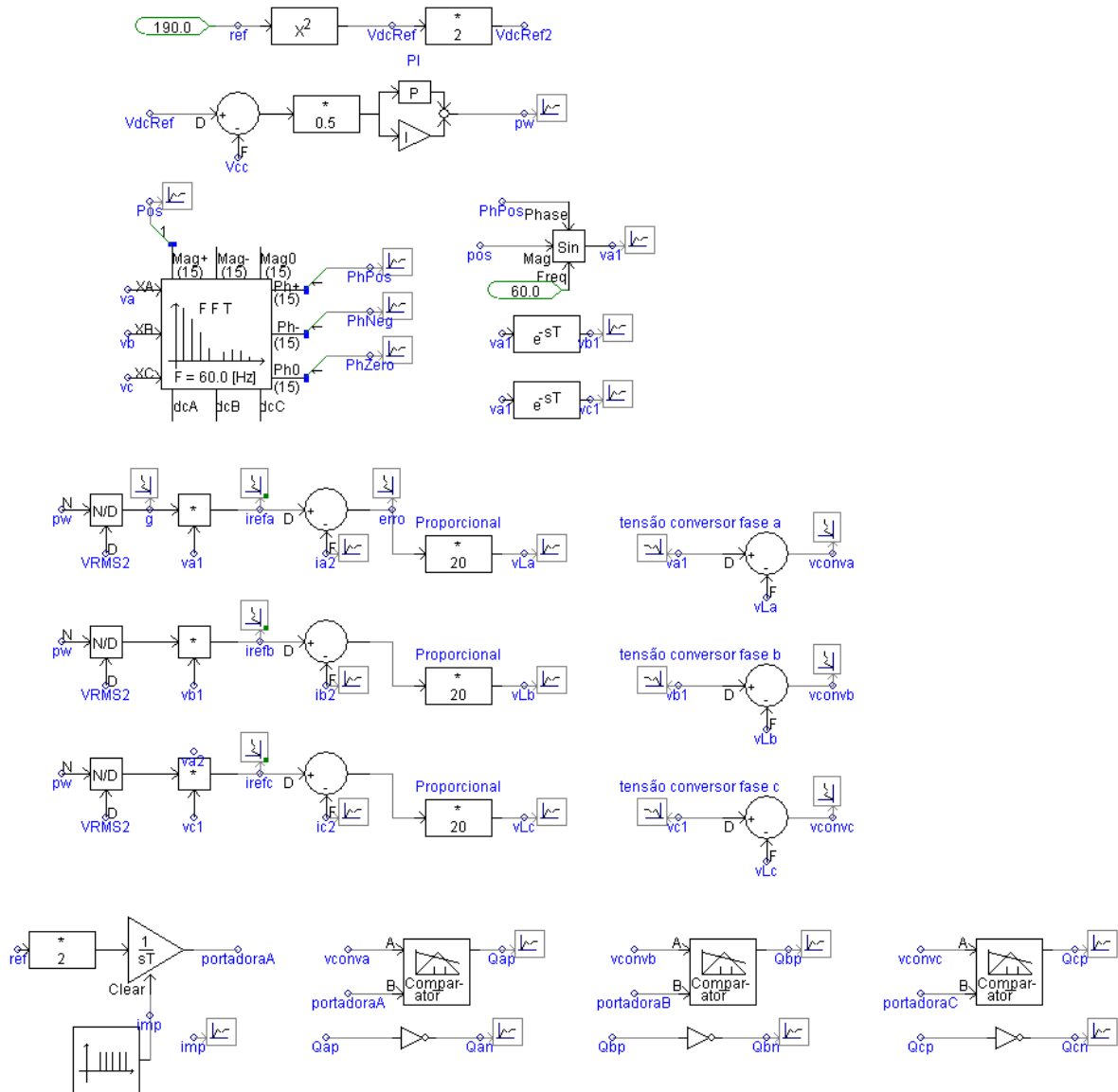
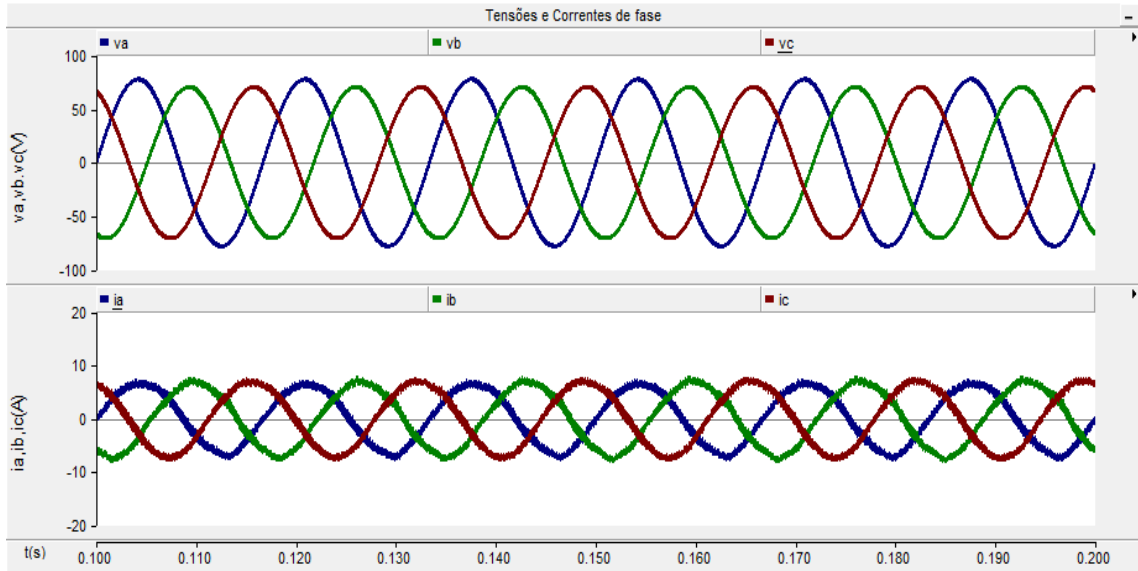
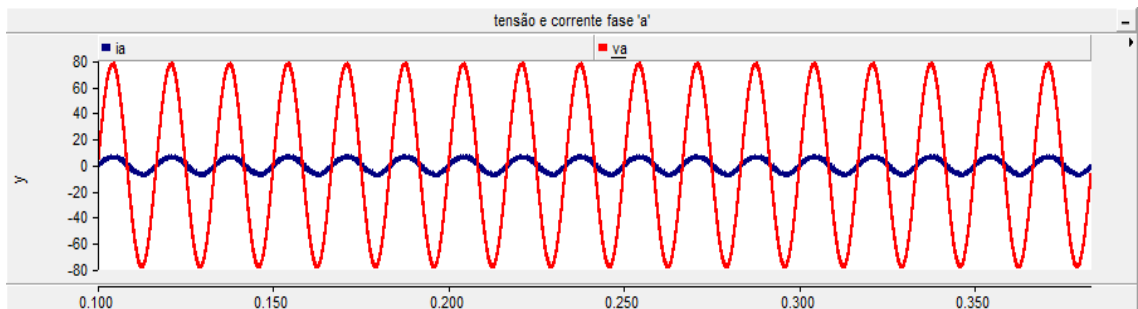


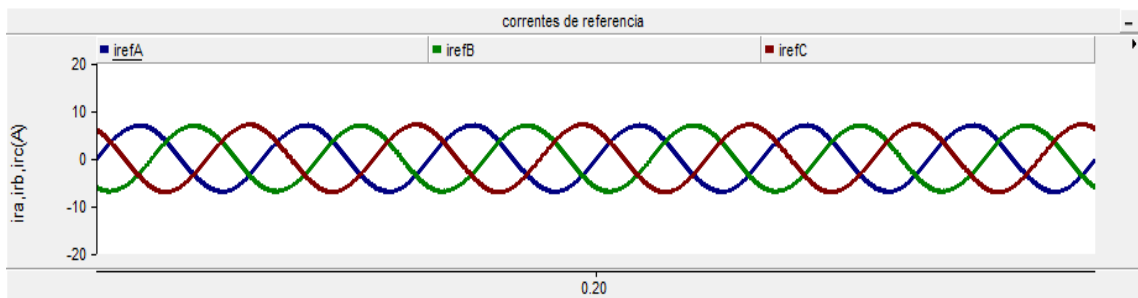
Figura 4.17 - Diagrama da Simulação no PSCAD/EMTDC® do Controle Proposto para o retificador trifásico com tensão de entrada desequilibrada.



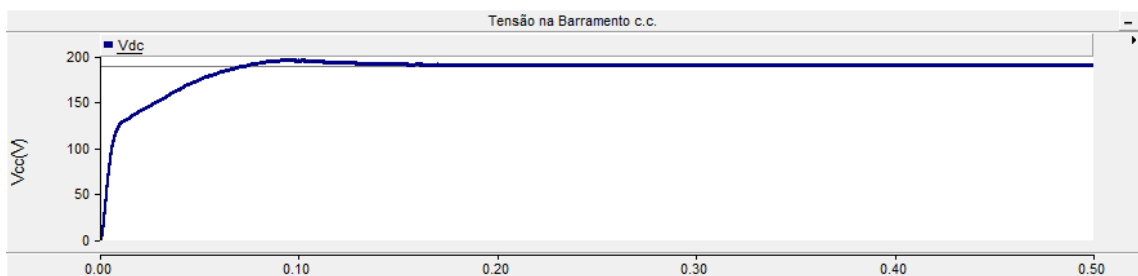
(a)



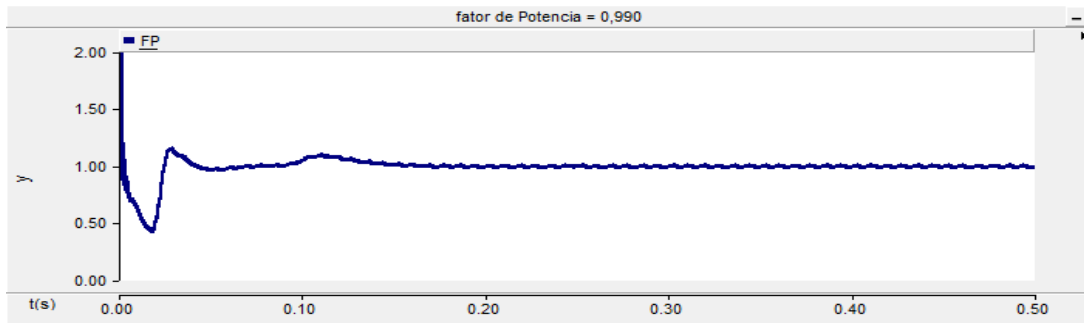
(b)



(c)



(d)



(e)

Figura 4.18 - Resultados da simulação no PSCAD/EMTDC[®] do retificador trifásico usando o controle proposto com tensão de entrada desequilibrada.

- (a) Tensões e correntes na entrada do retificador; (b) tensão e corrente na fase 'a'; (c) correntes de referência; (d) Tensões no barramento c.c.; (e) fator de potência.

4.3. Resultados Experimentais

Encontra-se montado no Laboratório de Qualidade de Energia do Grupo de Sistemas Elétricos um protótipo de um retificador trifásico, cujo diagrama é idêntico ao da Figura 4.9. No protótipo, cuja foto está apresentada na Figura 4.19(a), o controle é realizado através do DSP TMS 320F2812. As variáveis de interesse são medidas através de sensores, os quais podem ser vistos na Figura 4.19(b), os valores medidos - tensões de entrada nas três fases, correntes de entrada nas três fases e tensão no barramento c.c. - são as entradas do DSP, que realiza as etapas de cálculo do algoritmo de controle e por sua vez envia ao circuito de potência os pulsos de gatilho para os IGBTs.

Foram executadas medições para três cenários de tensão de entrada, semelhantemente à simulação. No primeiro cenário a tensão de entrada do retificador é senoidal; no segundo a tensão da fonte é distorcida; e no terceiro cenário a tensão da fonte apresenta desequilíbrio. No algoritmo de controle executado pelo DSP, o método de estimação usado foi o Método dos Mínimos Quadrados Recursivos (AGUIRE, 2007).

Inicialmente serão apresentadas as formas de onda das tensões e correntes de entrada do retificador sem o uso do controle para cada um dos três cenários. Com algoritmo de controle atuando sobre o retificador, serão apresentadas as tensões de entrada, as correntes de entrada, as correntes de referência e a tensão no barramento c.c. Os valores do fator de potência para cada caso serão obtidos através do cálculo da potência ativa e da

potência aparente consumida pelo retificador, com o uso das Equações (2.39), (2.40), (2.47), (2.48) e (2.49).

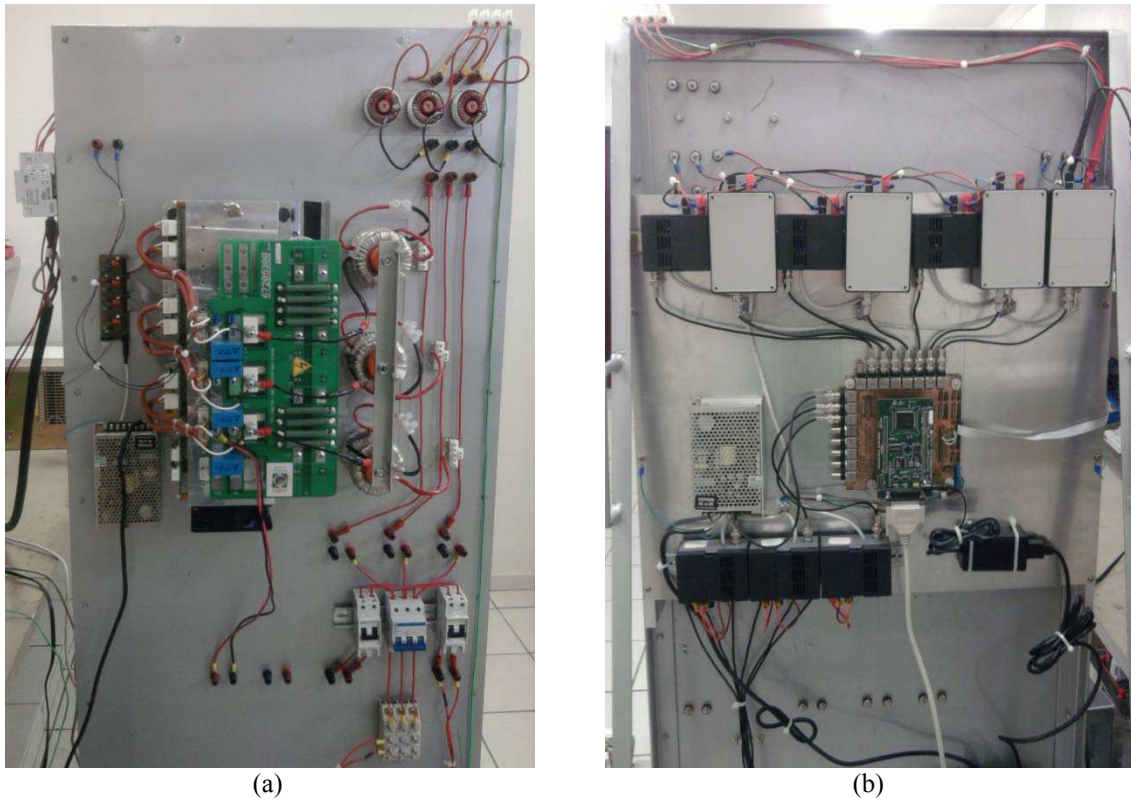


Figura 4.19 - Protótipo do retificador.

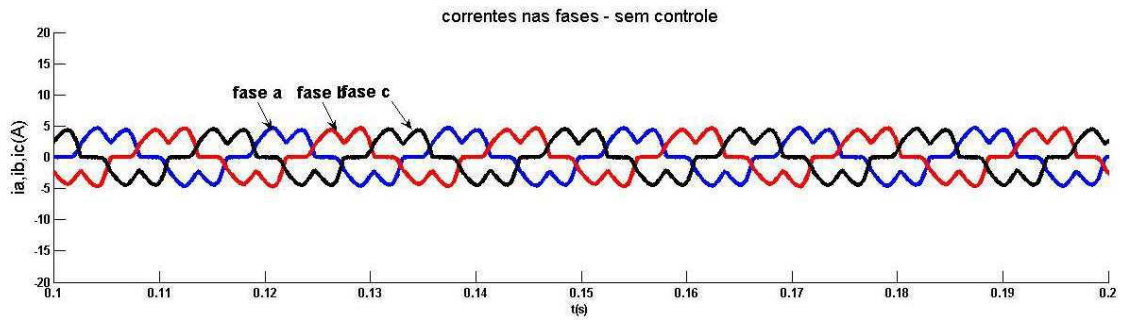
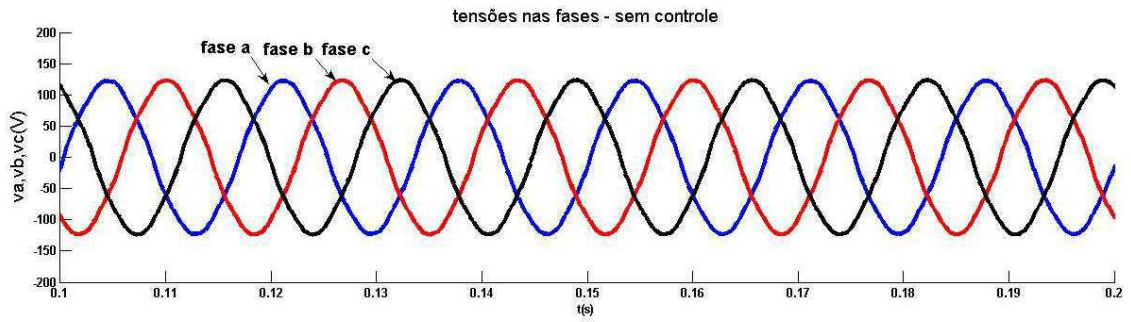
(a) Circuito de Potência; (b) Sensores, DSP e circuito de comando.

4.3.1. Retificador trifásico com tensão de entrada senoidal e equilibrada

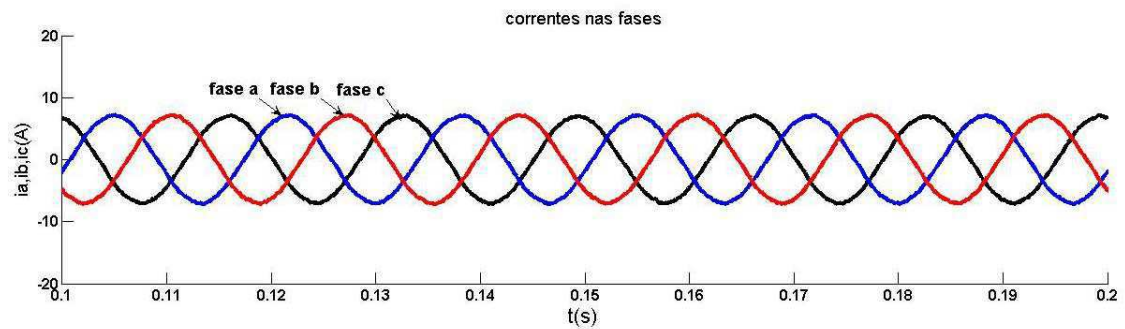
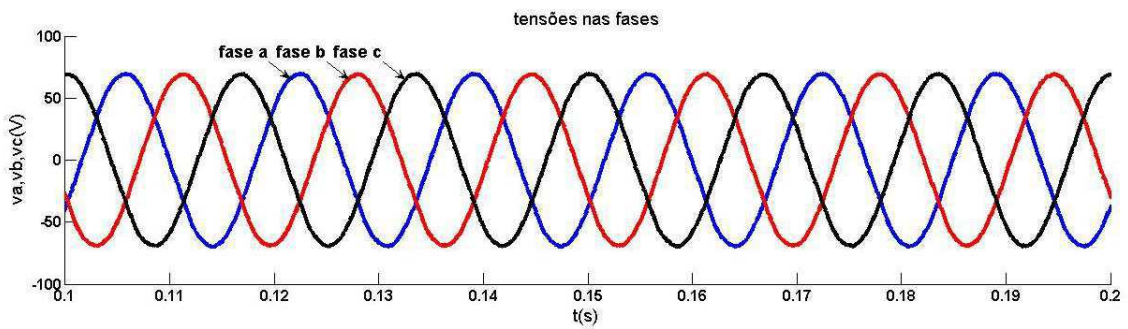
No primeiro cenário, a tensão da fonte trifásica é senoidal com 50 Vrms por fase. A carga é de 50 Ω e a tensão de referência do barramento c.c. é de 190 V. Os resultados experimentais para o retificador são apresentados na Figura 4.20. De acordo com o que pode ser visto nos resultados, as correntes de entrada possuem formato senoidal e a tensão no barramento c.c. foi controlada para o valor de referência. Sem o uso do controle, o fator de potência na entrada do retificador é de 0,829 e com o controle foi elevado para 0,997. A distorção harmônica total das correntes de entrada foi reduzida de 31,88% sem controle, para 1,45% com o retificador sendo controlado.

4.3.2. Retificador trifásico com tensão de entrada distorcida

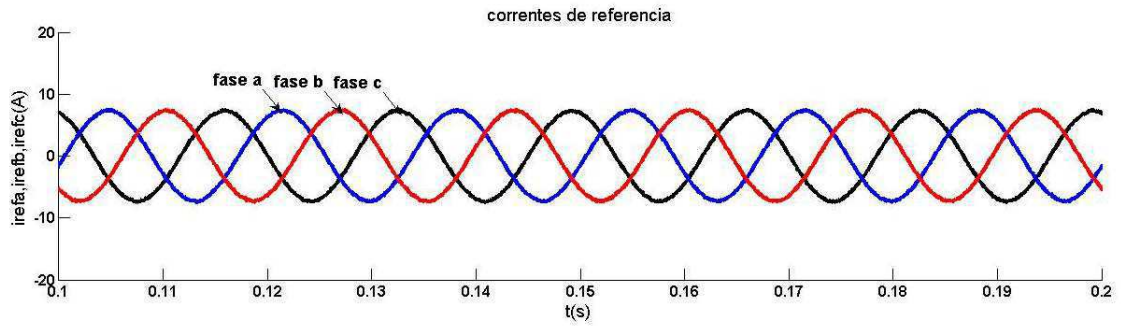
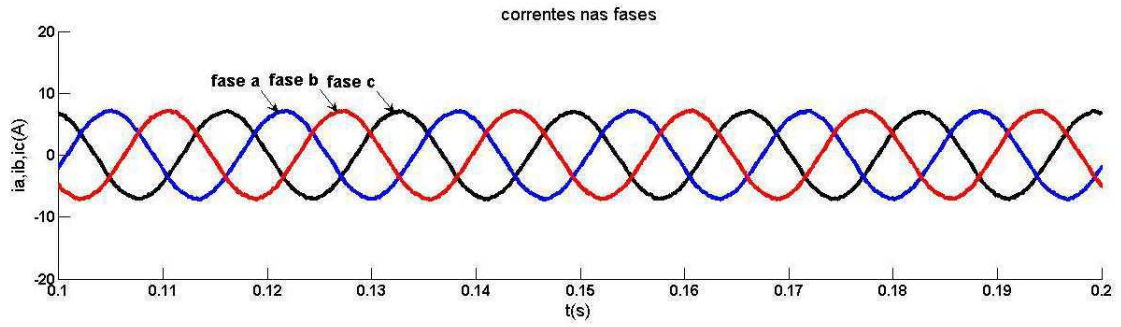
No segundo cenário a tensão da fonte trifásica foi distorcida, com 10% de DHT. A carga é de 50Ω e a tensão de referência do barramento c.c. é de 190 V. De acordo com os resultados experimentais apresentados na Figura 4.21 pode-se perceber que as correntes apresentam formato senoidal, diferentemente da tensão, seguindo o formato da referência, nota-se também que a tensão no barramento c.c. foi controlada para o valor de referência. Através dos cálculos de potência ativa e da potência aparente, sem o uso do controle o fator de potência foi de 0,848 e com o controle atuando sobre o retificador, o fator de potência foi elevado para 0,993. A distorção harmônica total da corrente de entrada foi reduzida de 40,61% para 1,42% com o uso da estratégia de controle.



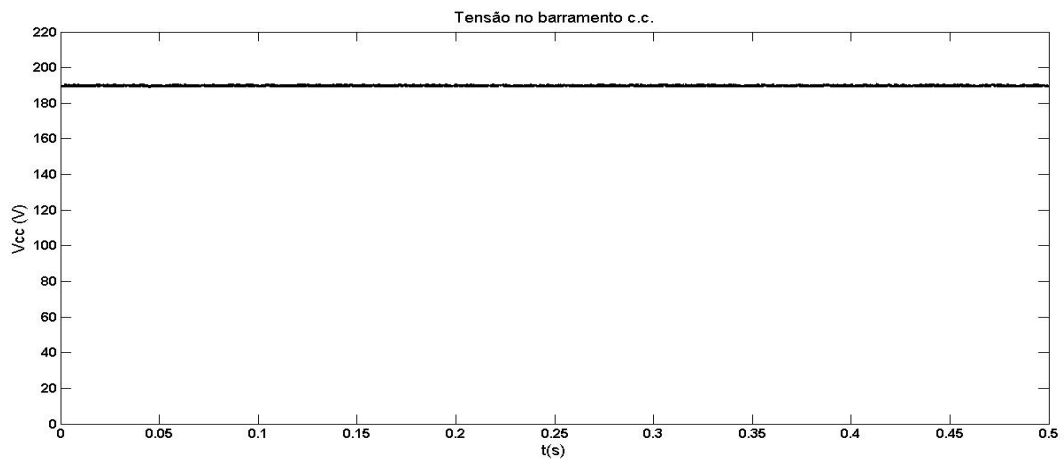
(a)



(b)

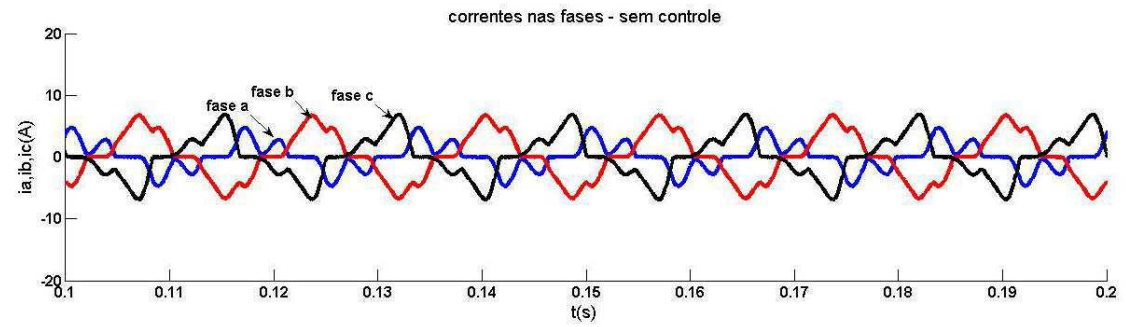
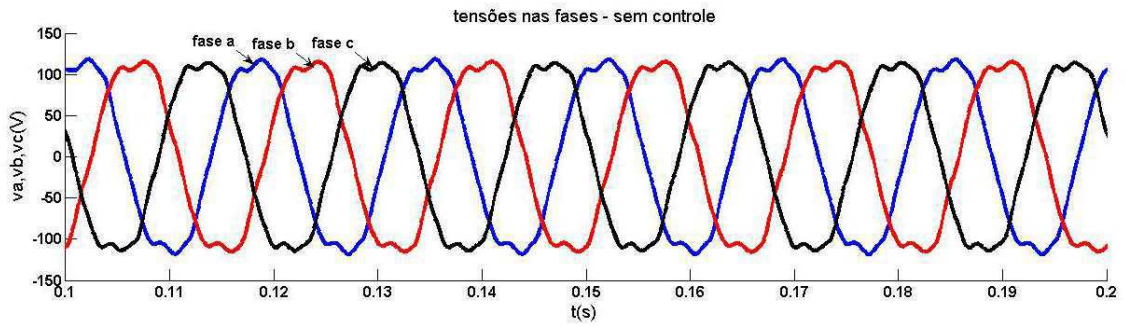


(c)

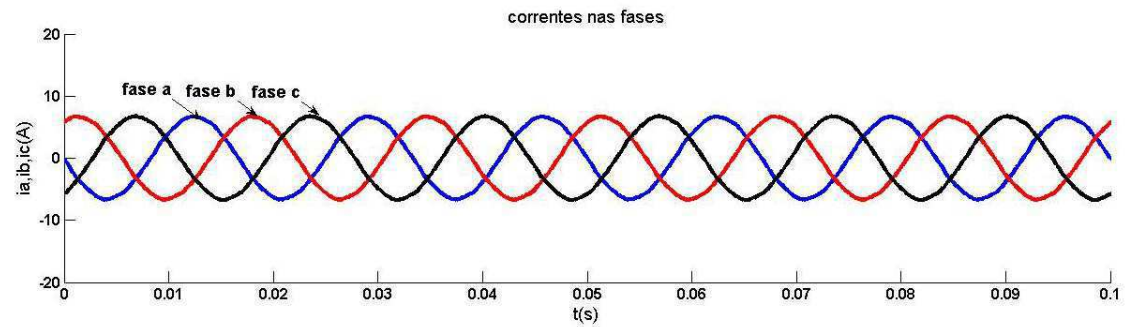
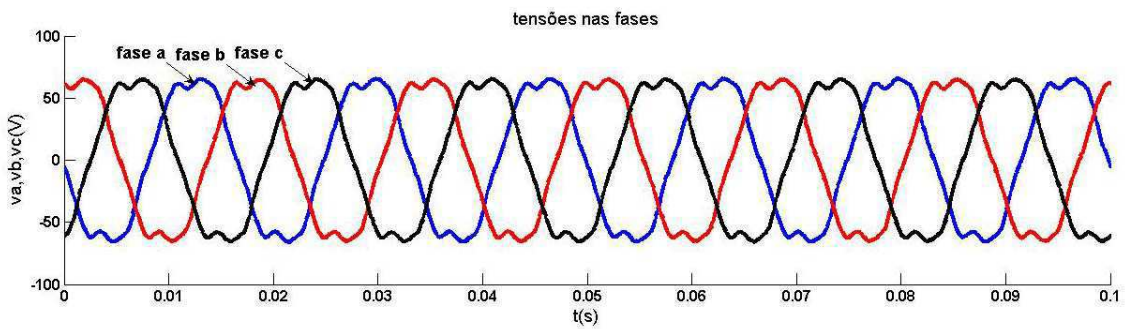


(d)

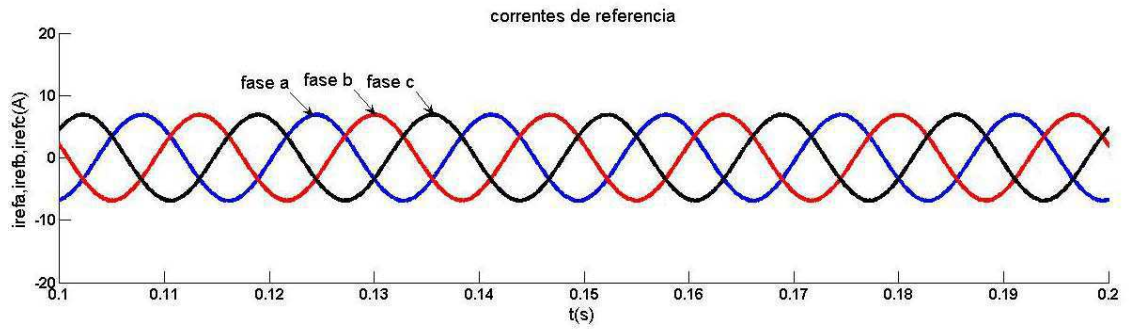
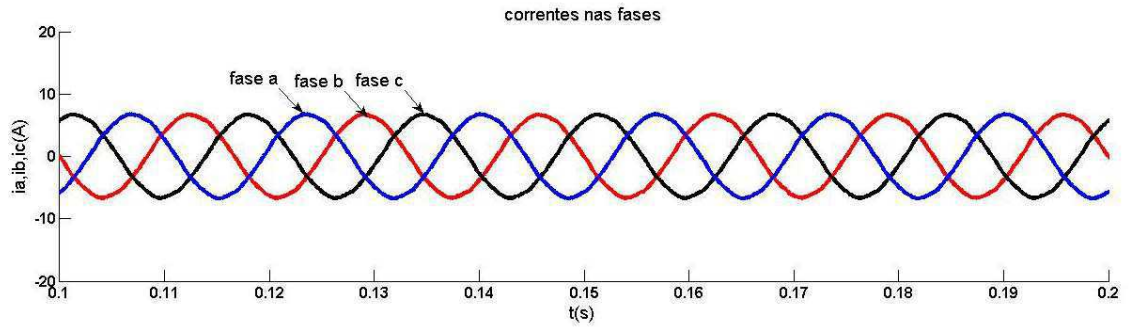
Figura 4.20 - Resultados experimentais para o retificador trifásico com tensão de entrada senoidal. (a) Tensões e correntes de entrada sem controle; (b) Tensões e correntes de entrada com controle; (c) correntes de entrada nas fases e correntes de referência; (d) tensão no barramento c.c.



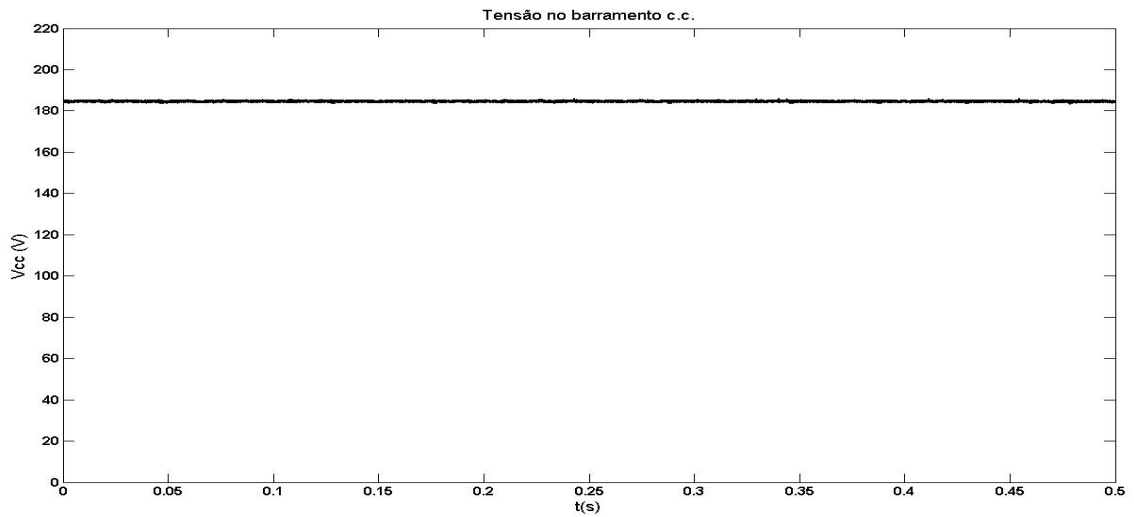
(a)



(b)



(c)



(d)

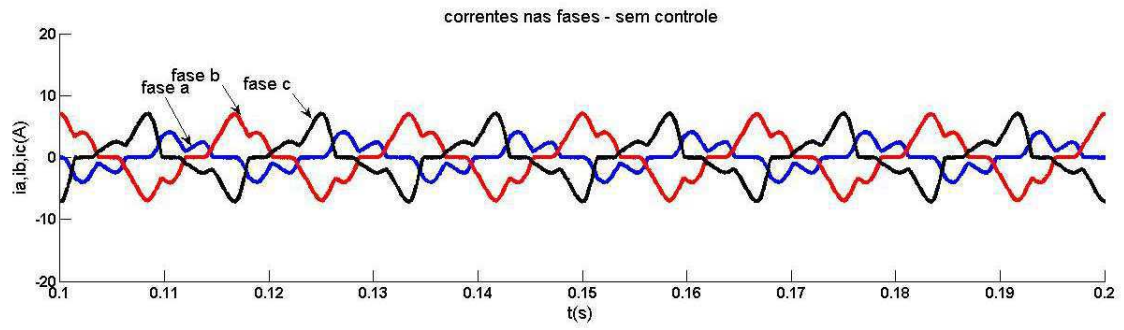
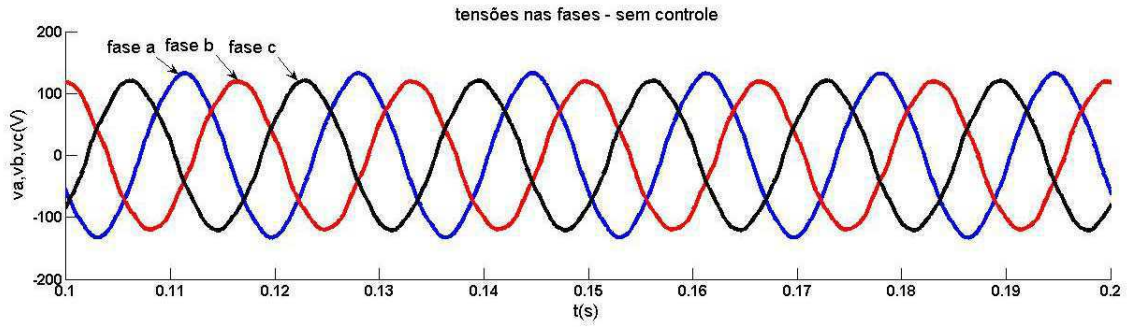
Figura 4.21 - Resultados experimentais para o retificador trifásico com tensão de entrada distorcida.

- (a) Tensões e correntes de entrada sem controle; (b) Tensões e correntes de entrada com controle; (c) correntes de entrada nas fases e correntes de referência; (d) tensão no barramento c.c..

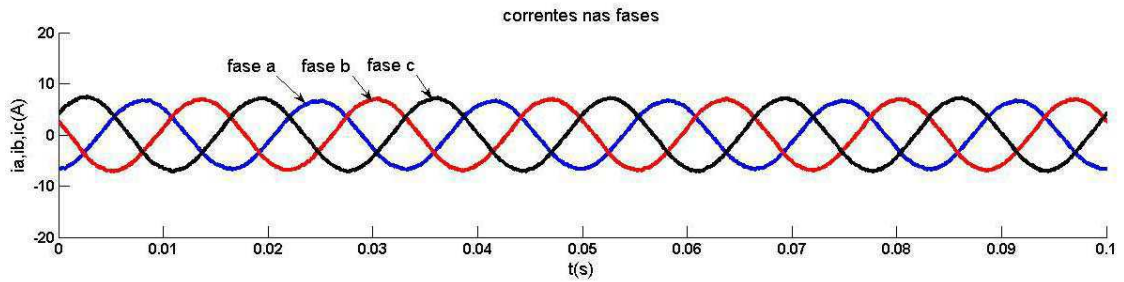
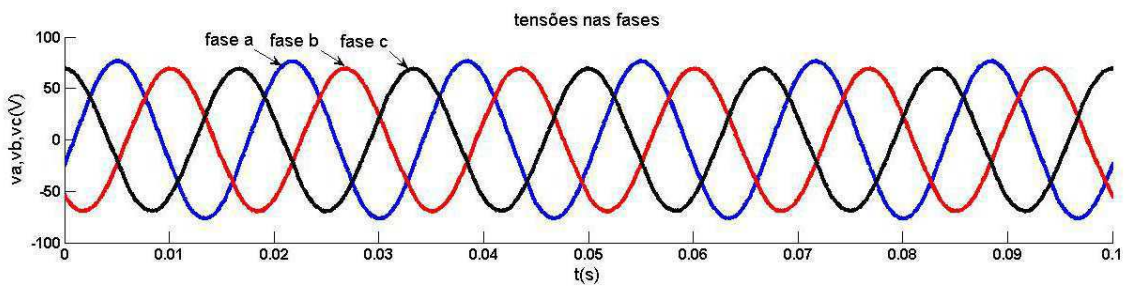
4.3.3. Retificador trifásico com tensão de entrada desequilibrada

No terceiro cenário, a tensão da fonte trifásica encontra-se desequilibrada. A fonte foi ajustada com as seguintes características: fase 'a' - 55 Vrms e ângulo de fase 0° ; fase 'b' - 50 Vrms e ângulo de fase 255° ; fase 'c': 50 Vrms e ângulo de fase 110° . A carga é de 50Ω e a tensão de referência do barramento c.c. é de 190 V.

Os resultados experimentais para o retificador com tensão de entrada desequilibrada são apresentados na Figura 4.22. Nos resultados são mostradas as tensões e correntes de entrada do retificador sem o controle, as tensões e correntes de entrada com o controle, as correntes de referência e a tensão do barramento c.c. As correntes de entrada controladas são senoidais e equilibradas, diferentemente da tensão de entrada. O fator de potência foi sem o uso da estratégia de controle foi igual a 0,843 e a distorção harmônica total da corrente de entrada calculada foi de 40,42%. Aplicando a estratégia de controle para o retificador, o fator de potência foi elevado para 0,982, e a distorção harmônica total da corrente de entrada foi reduzida ao valor igual a 1,68%.



(a)



(b)

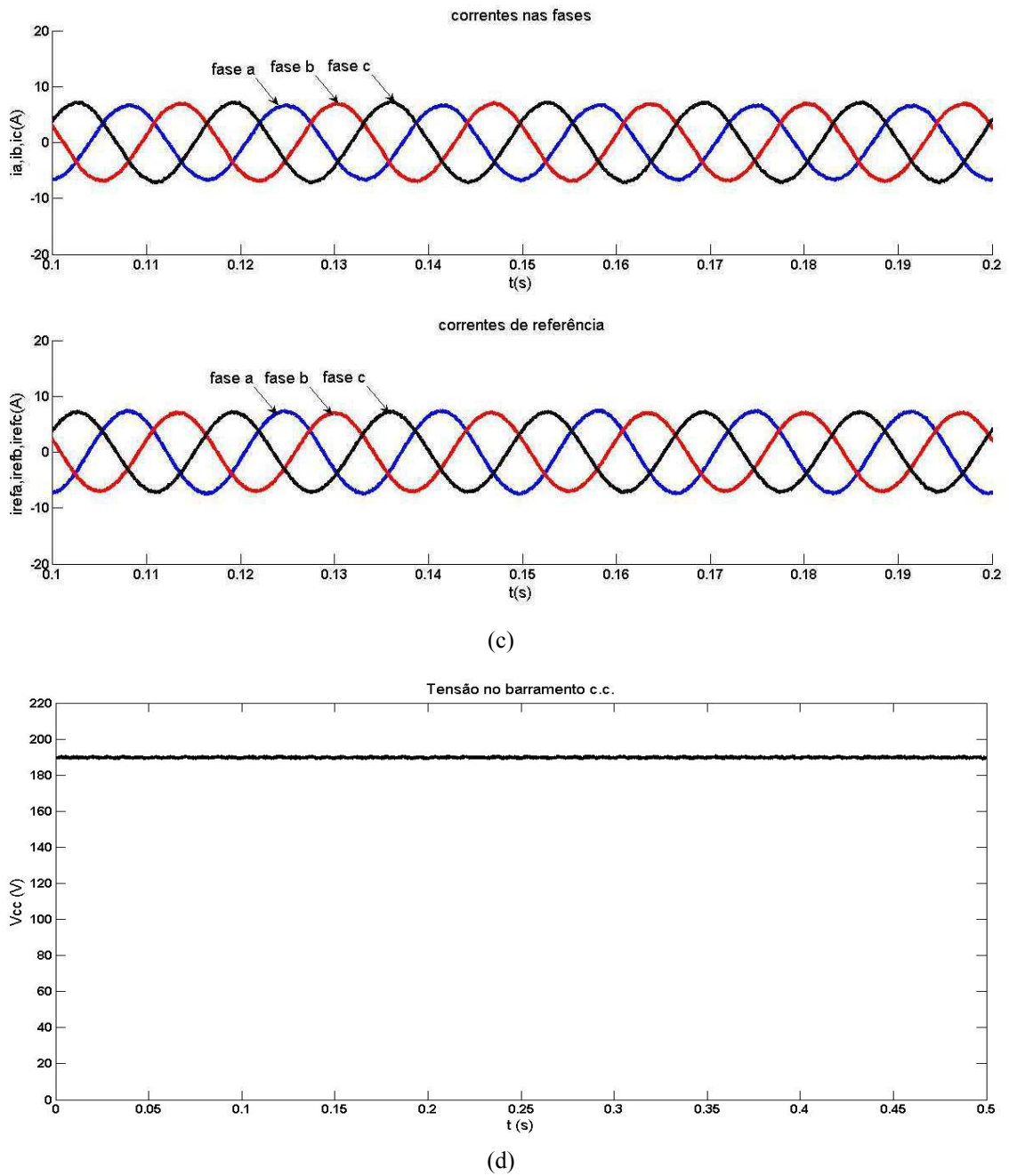


Figura 4.22 - Resultados experimentais para o retificador trifásico com tensão de entrada desequilibrada. (a) Tensões e correntes de entrada sem controle; (b) Tensões e correntes de entrada com controle; (c) correntes de entrada e correntes de referência; (d) tensão no barramento c.c..

4.4. Discussões dos Resultados

De acordo com os resultados das simulações apresentados, alguns pontos merecem ser enfatizados. A estratégia de controle apresentada mostrou ser eficaz e cumprir seus objetivos, no que diz respeito a manter o fator de potência próximo à unidade. As correntes de entrada do retificador controlado possuem formato senoidal e a tensão do barramento c.c. se manteve controlada. Além disso, o controle foi capaz de manter as correntes de entrada senoidais e equilibradas, mesmo em situações que a tensão de entrada foi distorcida ou desequilibrada.

O fator de potência foi obtido através do cálculo da potência ativa e da potência aparente. Em todos os casos foram obtidos valores bem próximos à unidade e as distorções harmônicas das correntes tiveram valores aceitáveis menores que 5%. Enquanto que operando sem o controle, o retificador possui fator de potência em torno de 0,8 e distorção harmônica maior que 30%. Foi montada a Tabela 4.1, onde são apresentados todos os valores de distorção harmônica total das correntes, onde é possível fazer uma comparação sobre o nível de correção alcançado pela estratégia de controle.

Os resultados experimentais confirmam o resultado das simulações. As amplitudes das correntes de entrada controladas ficaram em torno de 5 A e o fator de potência em cada caso apresentou pequena diferença em relação ao valor das simulações, ou seja, ficaram muito próximos à unidade. Pode-se perceber nas formas de onda que foram adquiridas do protótipo que todas as correntes apresentam formato senoidal, contendo uma pequena distorção em alta frequência, que ocorre devido ao chaveamento dos IGBTs.

Em termos de potência, o retificador sem controle tem menor potência ativa na carga, uma vez que o barramento c.c. não carrega com o valor de referência determinado, que é de 190V. Para efeitos de comparação, a tensão de entrada dos retificadores sem o controle foi elevada até que o barramento alcançasse o valor de 190V, com isso a potência na carga sem o controle é igual ao valor com controle. A diferença existente entre a potência com o retificador sendo controlado e não sendo controlado pode ser associada as perdas por chaveamento nos IGBTs.

Tabela 4.1 – Valores da distorção harmônica total das correntes de entrada para cada caso simulado e medido.

	Simulação		Medição	
	Sem controle	Com controle	Sem controle	Com controle
Tensão de entrada senoidal	DHT = 40,37%	DHT = 1,90%	DHT = 31,88%	DHT = 1,45%
Tensão de entrada distorcida	DHT = 34,85%	DHT = 2,66%	DHT = 40,61%	DHT = 1,42%
Tensão de entrada desequilibrada	DHT = 55,21%	DHT = 2,77%	DHT = 40,42%	DHT = 1,68%

Tabela 4.2 - Valores de potência ativa e aparente calculados do protótipo do retificador.

Retificador operando sem controle		Potência Ativa	Potência Aparente
	Tensão de entrada senoidal	713,09 W	752,15 VA
Tensão de entrada distorcida	721,27 W	768,82 VA	
Tensão de entrada desequilibrada	723,12 W	830,38 VA	
Retificador controlado		Potência Ativa	Potência Aparente
	Tensão de entrada senoidal	727,22 W	728,72 VA
	Tensão de entrada distorcida	731,59 W	736,44 VA
	Tensão de entrada desequilibrada	727,71 W	741,02 VA

Capítulo 5

CONCLUSÕES GERAIS

Devido ao crescimento do uso de conversores que transformem tensão/corrente alternada em tensão/corrente contínua, é cada vez maior a necessidade de desenvolver pesquisas no que diz respeito à melhoria e a simplicidade de circuitos denominados retificadores. Os retificadores usados até certo tempo atrás nas indústrias e demais instalações, eram os retificadores baseados em diodos, que prejudicavam muito a qualidade da energia nas instalações, devido a sua característica de drenar correntes pulsadas da fonte de alimentação.

Os retificadores mais usados no sistema elétrico atualmente são os chamados retificadores controlados, que usam dispositivos de chaveamento controlado ao invés de diodos. Neste tipo de retificador é possível controlar as correntes de entrada e a tensão no barramento c.c. O controle da corrente de entrada é feito de forma que as correntes do retificador percam a sua característica pulsada e tenha aspecto senoidal, aliado ao fator de potência unitário, garantindo assim a qualidade da energia da instalação.

O estudo dos retificadores controlados, hoje em dia, é focado na elaboração de novas estratégias de controle, que sejam simples e de fácil implementação digital, e que tenham como objetivo manter as correntes senoidais e com fator de potência unitário na entrada e controlar a tensão no barramento c.c. Neste trabalho foi proposta uma estratégia de controle simples, que desempenhe todos os objetivos citados acima, independente do aspecto da tensão de entrada, ou seja, mantenha as correntes de entrada senoidais e equilibradas, mesmo em situações de distorção e desequilíbrio da tensão de entrada.

Para validação do método proposto foram feitas simulações em software de três topologias de circuitos diferentes, um retificador monofásico em meia-ponte, um retificador monofásico em ponte completa e um retificador trifásico. Cada uma das topologias foi simulada com cenários que abordam o caso da tensão de entrada senoidal, da tensão de entrada distorcida e da tensão de entrada desequilibrada. A estratégia também foi validada através de resultados experimentais colhidos em um protótipo construído em laboratório.

Os resultados simulados e experimentais corroboram a eficácia da estratégia de controle proposta. Os resultados mostram que a estratégia apresentada alcança os objetivos de controle, ou seja, mantém as tensões de entrada em formato senoidal e com fator de potência elevado. Os valores do fator de potência e da DHT ficaram em níveis bem melhores que nos retificadores sem o uso do controle, e a tensão no barramento c.c. estava completamente controlada. Também pode ser visto nos resultados que o controle mantém as correntes de entrada senoidais mesmo em casos da tensão de entrada é distorcida ou desequilibrada, e realiza esse objetivo de forma simples, utilizando um método de estimação de fácil implementação digital, sem o uso de observadores ou transformações de coordenadas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AGUIRE, L. A. **Introdução à Identificação de Sistemas - Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais**. 3a. ed. Belo Horizonte: Editora UFMG, 2007.

AKAGI, H. Active Harmonic Filters. **Proceedures IEEE**, v. 93, p. 2128-2141, dec. 2005. ISSN 12.

ANEEL. Módulo 8 - Qualidade de Energia Elétrica - Prodíst. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional**, 2007.

BARBI, I. et al. Retificadores PWM Trifásicos Unidirecionais com Alto Fator de Potência. **Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potencia - Sobraep**, v. 7, Novembro 2002. ISSN 1.

BARBI, I.; SOUZA, A. F. Correção de Fator de Potência para Fontes de Alimentação. **Apostila - INEP - UFSC**, Florianópolis, 1995.

BLASKO, V.; KAURA, V. A New Mathematical Model and Control of a Three-phase AC/DC Voltage Source Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 12, n. 1, p. 116-123, 1997.

BORGONOVO, D. Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos Empregando a Transformação de Park. **Dissertação de Mestrado – INEP – UFSC**, Novembro 2001.

BORGONOVO, D. Análise, Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos. **Tese de Doutorado - INEP - UFSC**, junho 2005.

BUSO, S.; MALESANI, L.; MATTAVELLI, P. Comparison of Current Control Techniques for Active Filter Applications. **IEEE Transaction on Industrial Electronics**, v. 45, n. 5, p. 722-729, oct 1998.

CHOI, J. W.; SUI, S. K. New Current Control Concept - Minimum time current control in 3-phase PWM converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 12, n. 1, p. 124-131, 1997.

CZARNECKI, L. S. New power theory of 3-phase non-linear assymetrical circuits supplied from nonsinusoidal voltage sources. **IEEE International Symposium on Circuits and Systems - ISCAS' 88.**, Espoo, Finland, v. 2, p. 1627-1630, jun 1988.

CZARNECKI, L. S. Comparison of Power Definitions for Circuits with Nonsinusoidal Waveforms. **IEEE Tutorial Course 90EH0327-7-PWR**, Louisiana, p. 43-50, 1990.

DE LA ROSA, F. C. **Harmonics and Power Systems**. New York: Taylor & Francis Group, v. 1, 2006.

DIXON, J. W.; OOI, B.-T. Indirect Current Control of a Unity Power Factor sinusoidal Current Boost Type Three-phase Rectifier. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 35, n. 4, nov. 1988.

GHOSH, R.; NARAYANAN, G. A Simple Analog Controller for Single-Phase Half-Bridge Rectifier. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 1, p. 186-198, jan. 2007.

GHOSH, R.; NARAYANAN, G. Control of Three-Phase, Four-Wire PWM Rectifier. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 1, p. 96 - 106, jan. 2008.

GREEN, A. W.; BOYS, J. T.; GATES, G. F. 3-Phase Voltage Source Reversible Rectifier. **IEE Proceedings Electric Power Applications**, v. 135, n. 6, p. 362-370, Nov 1988.

HENZE, C. P.; NOHAN, N. A Digitally Controlled AC/DC Power Conditioner that Draws Sinusoidal Input Current. **Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC' 86**, p. 531-540, 1986.

HITI, S.; BOROJEVIC, D. Robust Nonlinear Control for Boost Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 10, n. 06, p. 191-196, Nov. 1995.

IEEE. IEEE Std 519. **IEEE**, 1992.

KAUNIERKOWSKI, M. P.; DZIENIAKOWSLU, M. A. Review of Current Regulation Techniques For Three-phase PWM Inverters. **IEEE**, p. 567-676, 1994.

KAZMIERKOWSKI, M. P.; MALESANI, L. Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 45, n. 5, p. 691-703, oct. 1998.

LEE, K. et al. Input Harmonic Estimation and Control Methods in Active Rectifiers. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 25, n. 2, april 2010.

MALESANI, L. et al. AC/DC/AC PWM Converter With Minimum Storage Energy in the DC Link. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 31, n. 2, p. 287 - 292, Mar/apr 1985.

OOI, B. T. et al. A Three-phase Controlled Current PWM Converter with Leading Power Factor. **IEEE Transactions on Industrial Applications**, v. IA-23, n. 1, p. 78-84, Jan/feb 1987.

PINHEIRO, H.; JOÓS, G.; KHORASANI, K. Neural Network-based Controllers for Voltage Source PWM Front-end Rectifiers. **21st International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation - IEEE IECON '95**, Orlando, FL, USA, v. 1, p. 488-493, Nov 1995.

QIAO, C.; SMEDLEY, K. M. Unified Constant-Frequency Integration Control of Three-Phase Standard Bridge Boost Rectifiers With Power-factor Correction. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 50, n. 1, p. 100-107, feb. 2003.

RASHIDI, F.; RASHIDI, M.; KERMANPOUR, A. Applying a Novel Control Strategy to Three Phase Boost Rectifiers. **Annual Conference Of The IEEE Industrial Electronics Society - IECON '03**, Virginia, USA, v. 1, p. 198-201, 2003.

RODRÍGUEZ, J. R. et al. PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 1, feb. 2005.

RODRÍGUEZ, P. et al. Control of a Three-phase Four-wire Shunt-Active Power Filter Based on DC-bus Energy Regulation. **11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment - OPTIM '08**. , Brasov - Romania, p. 227 - 234, may 2008.

SILVA, F. J. Sliding Mode Control of Voltage Sourced Boost-Type Reversible Rectifiers. **Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics - ISIE '97**. , Guimarães - Portugal, v. 2, p. 329-334, 1997.

SINGH, B. et al. A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC–DC Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 51, n. 3, p. 641 - 660, june 2004.

SMEDLEY, K. M.; CUK, S. One-Cycle Control of Switching Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 10, n. 6, p. 625 - 633, Nov. 1995.

SRINIVASAN, R.; ORUGANTI, R. A Unity Power Factor Converter Using Half-Bridge Boost Topology. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 13, n. 3, p. 487-500, may 1998.

VERDELHO, P.; MARQUES, G. D. Four-Wire Current-Regulated PWM Voltage Converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 45, n. 5, p. 761-770, oct. 1998.

VERDELHO, P.; SOARES, V. A Unity Power Factor PWM Voltage Rectifier Based on the Instantaneous Active and Reactive Current: id-iq Method. **Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics - ISIE '97.**, Guimarães - Portugal, v. 2, p. 411-416, Jul. 1997.

WU, B. **High-Power Converters and AC Drives**. New Jersey: IEEE Press, 2006.

ZHANG, R. et al. A Three-phase Inverter with A Neutral Leg with Space Vector Modulation. **Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC '97.** , Atlanta - USA, v. 2, p. 857 - 863, Feb. 1997.

ZHANG, R.; LEE, F. C.; BOROYEVICH, D. Four-Legged Three-phase PFC Rectifier with Fault Tolerant Capability. **Power Electronics Specialists Conference - PESC '00.** , Galway , Ireland , v. 1, p. 359 - 364, Jun. 2000.