

Diego Santos Greff

Tese

**Retificador Buck Trifásico Unidirecional PWM
Isolado em Alta-Frequência por Único Estágio**

**FLORIANÓPOLIS
2009**

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

Tese de Doutorado

Retificador Buck Trifásico Unidirecional PWM
Isolado em Alta-Frequência
por Único Estágio

Diego Santos Greff, M. Eng.
Proponente

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Orientador

Florianópolis, Março de 2009.

Retificador Buck Trifásico Unidirecional PWM Isolado em Alta-Frequência por Único Estágio

Diego Santos Greff

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Eletrônica de Potência*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Orientador

Prof. Kátia Campos de Almeida, Ph.D.
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Presidente

Prof. Hélio Leães Hey, Dr.

Prof. José Luiz de Freitas Vieira, Dr.

Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. Sc.

A minha esposa Patrícia aos nossos filhos Lyam e a recém chegada Yasmin Victoria ...

Aos meus pais Nelson e Maria Clara ...

AGRADECIMENTOS

A Deus e aos nossos mentores espirituais que mostram-nos desafios para que convertamos em oportunidades.

A minha esposa Patrícia pelo amor e incentivo moral no desenvolvimento e conclusão deste trabalho. Ao meu filho Lyam por ter aceitado os diversos momentos da minha ausência. Aos meus pais Nelson e Maria Clara sempre incentivadores das minhas caminhadas nas ciências.

Ao professor Arnaldo José Perin, por aceitar as consequências da orientação desta tese, meu mais sincero agradecimento por seu apoio e tolerância. Ao professor Samir Ahmad Mussa pelas orientações na implementação do protótipo e pelo chimarrão.

Ao professor Ivo Barbi por ter sido mentor intelectual até parte da caminhada deste trabalho e pela oportunidade de ter trabalhado com uma das personalidades responsáveis pelo crescimento da eletrônica de potência brasileira.

Ao professor Ricardo Nederson do Prado pela amizade, pela inspiração e incentivo desde os tempos da iniciação científica. Ao professor Hélio Leães Hey pelo exemplo profissional e moral.

Aos camaradas: o gaúcho Mauro Peraça pelas discussões sócio-políticas; ao mineiro e libriano Aniel Moraes pelas discussões técnicas; ao peruano Hugo Estofanero pela intercâmbio cultural e ao Rodrigo Silva pela dedicação. A estes poucos minha gratidão e memorável amizade. As colegas de breves mas marcantes conversas de corredor: Carlos Illa Font, o Gaúcho; Sérgio Vidal; Kefas Damásio; Kleber Souza; Edward Fuentealba;

As colegas de Whirlpool Luciano Nothen e Itamar Loss pelo incentivo e conselho: "termina logo esta tese ...".

Ao CNPq que sempre que fomentou minhas oportunidades na ciência e na academia, e que nenhum desgoverno venha a censurar instituição tão nobre.

Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Retificador Buck Trifásico Unidirecional PWM Isolado em Alta-Frequência por Único Estágio

Diego Santos Greff

Março/2009

Orientador: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência

Palavras-chave: Retificadores Trifásicos, PWM, Correção do Fator de Potência, Isolação em Alta-Frequência

Número de Páginas: xxx + 190

Descreve-se uma nova topologia de conversor CA-CC trifásico isolado em alta-frequência por único estágio de potência. O novo conversor é constituído de um retificador Buck unidirecional trifásico associado a um transformador forward/flyback com desmagnetização na carga.

Para a exploração da nova topologia foram realizados estudos sobre retificadores Buck, algumas técnicas populares de modulação SPWM escalar, uma técnica clássica de filtragem das harmônicas das correntes de entrada e uma técnica de modelagem por espaço-de-estados e controle contínuo do retificador Buck em sistema de coordenadas dq obtidas por transformação de Clarke/Park.

Para a obtenção da isolação em alta-frequência sem conversores adicionais foram estudados os princípios de operação do conversor forward/flyback em modo de condução descontínuo para posterior integração do transformador ao retificador trifásico.

Os conhecimentos obtidos foram concentrados no retificador Buck trifásico isolado em alta-frequência onde foram exploradas a modulação da ponte retificadora, os estados de operação associados ao transformador e a desmagnetização na carga. Ainda, foram obtidos os modelos em espaço-de-estados em coordenadas dq para o retificador Buck com transformador e projetados compensadores PI contínuos para o controle pela tensão na carga.

Para a comprovação do conceito da topologia proposta foi projetado e implementado um protótipo de 2,5 kW para conexão em rede trifásica sem neutro de 220 V e tensão de 48 V para a carga regulada por circuito controlador digital baseado na arquitetura de baixo custo dsPIC.

Abstract of Thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

A Three-Phase PWM Buck Rectifier with Single-Stage High-Frequency Isolation

Diego Santos Greff

March/2009

Advisor: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics

Key words: Three-Phase Rectifiers, Power-Factor Correction, High-frequency Isolation

Number of Pages: xxx + 190

This work presents a new topology for an AC-DC three-phase converter with single-stage high-frequency isolation. The new converter is composed of an unidirectional three-phase Buck rectifier and a forward/flyback transformer with demagnetization through the load.

The study of Buck rectifiers principles has been performed as a basis to develop the new topology. The scalar SPWM modulation techniques, the classic design of filters to input currents and a state-space modeling technique at dq components to design the feedback control for a Buck rectifier have been studied.

The forward/flyback converter operating at discontinuous conduction mode has been studied to allow a high-frequency isolation to the Buck rectifier without the cascade of extra switched converters.

The three-phase Buck rectifier with high-frequency isolation has been analyzed regarding pulse width modulation, operational states and requirements for demagnetization through the load. Moreover, the state-space models at dq components have been derived and standard PI regulators have been designed to control the proposed rectifier.

The validation of the proposed topology has been performed on an experimental prototype with the following specification 220 V three-wires mains source and 2.5 kW at 48 V output regulated by a digital control based on dsPIC low cost architecture.

Simbologia

1. Símbolos adotados nos equacionamentos.

Símbolo	Descrição	Unidade
C	capacitância	F
D	diodo	
G	função de transferência	
$i(t)$	corrente instantânea	A
I	valor médio de corrente	A
L	indutância	H
M	índice de modulação	
$m(t)$	função modulante instantânea	
n	número de espiras	esp
P	potência ativa	W
Q	potência reativa	VA
R	resistência	Ω
s	variável Laplaciana	$j \cdot \frac{rad}{s}$
t	tempo	s
$v(t)$	tensão instantânea	V
V	valor médio de tensão	V
K	ganho	
ω	frequência angular	$\frac{rad}{s}$
e	estado	
Δ	ondulação	%

2. Índices e sub-índices.

Símbolo	Descrição
a, b, c ou abc	fases da rede trifásica e braços da ponte retificadora
a	amostragem
c	corte
ci	referente ao compensador da corrente de entrada
cio	referente ao compensador da corrente de carga
cl	referente ao <i>grampeador</i> (clamp)
d, q, o ou dqo	coordenadas estacionárias
d	coordenada direta
$dmag$	desmagnetizante
ef	valor eficaz
f	filtro
i	corrente
m	mínimo
M	máximo
mag	magnetizante
o	referente a carga ou ao lado da carga ou coordenada zero
p	primário
pk	valor de pico
q	coordenada de quadratura
ref	referência
s	série ou comutação ou entrada da ponte retificadora ou secundário
s	frequência no domínio contínuo
sb	referente ao Snubber
se	série equivalente
T	triangular ou período
v	tensão
z	frequência no domínio discreto

3. Acrônimos e abreviaturas.

Abreviatura	Descrição
A/D	Analogico-Digital
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
FAA	Filtro Anti-Aliasing
FTLA	Função de Transferência de Laço Aberto
PWM	Modulação por Largura de Pulso (Pulse Width Modulation)
RTBB	Retificador Trifásico Bidirecional tipo Buck
RTUB	Retificador Trifásico Unidirecional tipo Buck
RTUBI	Retificador Trifásico Unidirecional tipo Buck Isolado
THD	Distorção Harmônica Total (Total Harmonic Distortion)
UPS	Fonte Ininterrupta de Energia (Uninterruptible Power Supply)
Y	Conexão em Estrela
Δ	Conexão em Triângulo
ZOH	Retentor de Ordem Zero

4. Convenções.

Forma	Descrição
\tilde{x}	pequena perturbação alternada na variável x
x'	variável x desacoplada
X	maiúsculas: valor de pico ou médio
$x(t)$	valor instantâneo
$\frac{dx}{dt}$	derivada
$\int x dt$	integral
$[X]$	matriz

Sumário

1	Introdução Geral	1
1.1	Introdução	1
1.1.1	Retificador Trifásico Não-Controlado	2
1.1.2	Retificadores Trifásicos PWM	4
1.1.3	Princípios Fundamentais do Retificador PWM Tipo Buck	4
1.1.4	Topologias de Retificadores PWM Tipo Buck	6
1.1.5	Retificadores PWM Tipo Buck Isolados	7
1.2	Objetivo e Composição do Trabalho	9
2	Modulação Escalar e Filtro de Entrada	11
2.1	Introdução	11
2.2	Estratégias de Modulação Escalar	11
2.2.1	Estratégia de Modulação SPWM Simplificada	11
2.2.2	Estratégia SPWM Contínua	16
2.2.3	Estratégia SPWM por Estados Contíguos	20
2.3	Estratégia de Modulação Escalar para Retificador Unidirecional Tipo Buck	25
2.3.1	Estratégia SPWM Contínua	25
2.3.2	Estratégia SPWM de Três Níveis	27
2.4	Filtro de Entrada	29
2.5	Resultados de Simulação	33
2.5.1	Modulação SPWM	34

2.5.2	Modulação SPWM Contínua	35
2.5.3	Modulação SPWM por Estados Contíguos	35
2.6	Conclusões	38
3	Modelagem e Controle	39
3.1	Introdução	39
3.2	Ganho Estático	39
3.3	Modelo do Conversor a Partir da Entrada (CA)	41
3.3.1	Modelo do Conversor a Partir da Entrada em Regime Permanente	45
3.3.2	Obtenção da Função de Transferência do Conversor a Partir da Entrada	47
3.4	Modelo do Conversor a Partir da Saída (CC)	49
3.4.1	Modelo do Conversor a Partir da Saída para um Filtro L	49
3.4.2	Modelo do Conversor a Partir da Saída para um Filtro LC	52
3.5	Controle do Retificador Trifásico PWM Bidirecional tipo Buck	53
3.5.1	Controle das Correntes de Entrada a partir do Modelo CA	53
3.5.2	Resultados da Simulação do Controle das Correntes de Entrada a partir do Modelo CA	58
3.5.3	Controle da Corrente na Carga a partir do Modelo CC	68
3.5.4	Resultados da Simulação do Controle da Corrente na Carga a partir do Modelo CC	70
3.6	Conclusões	72
4	Retificador Trifásico tipo Buck Isolado por Único Estágio	75
4.1	Introdução	75
4.2	Princípios Operacionais e Modulação	75
4.3	Etapas de Operação	78
4.4	Modelagem por Espaço de estados	80
4.4.1	Modelo da Entrada CA	80
4.4.2	Modelo da Saída CC	83

4.5	Proposta de Projeto de Potência	84
4.6	Controle	85
4.6.1	Controle Contínuo	86
4.7	Resultados de Simulação	93
4.8	Conclusões	96
5	Projeto e Implementação de um Retificador Buck Trifásico Isolado	99
5.1	Introdução	99
5.2	Dimensionamento do Estágio de Potência	99
5.2.1	Cálculos Preliminares de Operação	100
5.2.2	Cálculos das Principais Correntes	101
5.2.3	Dimensionamento dos Interruptores	101
5.2.4	Dimensionamento dos Diodos da Ponte Retificadora Trifásica	102
5.2.5	Dimensionamento dos Diodos do Secundário	103
5.3	Condicionamento de Sinais e Circuitos Auxiliares	105
5.3.1	Filtros Anti-Aliasing	105
5.3.2	Amostragem das Correntes de Entrada	105
5.3.3	Amostragem da Tensão de Saída	106
5.3.4	Amostragem da Tensão de Sincronismo	106
5.3.5	Processamento Microcontrolado	107
5.3.6	Circuitos de Comando e Proteções	107
5.3.7	Circuitos de Proteção	108
5.4	Controle Discreto: Projeto e Implementação	109
5.4.1	Considerações sobre o Controle Discreto	109
5.4.2	Discretização dos Modelos	112
5.4.3	Malha de Controle Discreto da Corrente	113
5.4.4	Malha de Controle Discreto da Tensão	114
5.4.5	Simulação Discreta e Resultados	115
5.5	Resultados Experimentais	123
5.6	Conclusões	127

6	Conclusões	129
A	Diagramas Esquemáticos das Simulações	133
B	Rotinas de Cálculo dos Compensadores	141
B.1	Compensador de Corrente de Entrada do Capítulo 3	142
B.2	Compensador de Corrente de Carga do Capítulo 3	143
B.3	Compensador Contínuo da Corrente de Entrada do Capítulo 5	144
B.4	Compensador Contínuo da Tensão de Carga do Capítulo 5	146
B.5	Compensador Discreto da Corrente de Entrada do Capítulo 6	148
B.6	Compensador Discreto da Tensão de Carga do Capítulo 6	151
C	Projeto do Estágio de Potência e Cálculo dos Esforços	157
D	Conversor Forward/Flyback	173
D.1	Introdução	173
D.2	Análise Qualitativa	173
D.2.1	Primeira Etapa de Operação:	173
D.2.2	Segunda Etapa de Operação:	174
D.2.3	Terceira Etapa de Operação:	174
D.3	Análise Quantitativa	174
D.3.1	Análise Quantitativa por Etapas de Operação:	175
D.4	Equações Relevantes	177
D.4.1	Análise da Ondulação da Corrente no Indutor L_o :	177
D.4.2	Análise da Corrente Desmagnetizante:	179
D.4.3	Análise da Ondulação da Tensão no Capacitor C_o :	180
D.4.4	Valores de Pico de Tensão e de Corrente nos Semicondutores	181
D.5	Modelagem por Espaço de Estados	181
D.6	Modelo Equivalente do Circuito CA	182
D.7	Conclusões	185

Lista de Figuras

1.1	Unidade retificadora trifásica.	2
1.2	Unidade retificadora de estágio único.	2
1.3	Retificador trifásico não-controlado.	3
1.4	Formas de onda para a Ponte de Graetz.	3
1.5	Ciclo de operação angular.	3
1.6	Retificador trifásico tipo Buck.	4
1.7	Retificador trifásico tipo Boost.	5
1.8	Interruptores: (a) bidirecional em corrente; (b) unidirecional em corrente.	5
1.9	Retificador trifásico tipo Buck.	6
1.10	Retificador trifásico tipo Buck com diodo de roda-livre.	7
1.11	Retificador trifásico unidirecional tipo Buck.	7
1.12	Retificador trifásico unidirecional tipo Buck com neutro.	7
1.13	Retificador trifásico PWM ZVS.	8
2.1	Seqüência fundamental de modulação.	12
2.2	Retificador trifásico tipo Buck simplificado.	13
2.3	Estados de operação entre 0° e 60°	14
2.4	Estados de operação para um período de rede.	15
2.5	Modulador SPWM de dois níveis.	16
2.6	Lógica de comando por interruptores ideais.	16

2.7	Formas de onda em ordem decendente: (a) módulo da moduladora e triangular; (b) sinal modulado; (c) módulo da moduladora e triangular; (d) sinal modulado complementar; (e) sinal de comando S1; (f) sinal de comando S4; (g) função de chaveamento do braço a , Sa ; (h) tensão retificada.	17
2.8	Modulador SPWM de dois níveis.	18
2.9	Lógica de comando por interruptores ideais.	18
2.10	Lógica de comando em portas lógicas.	19
2.11	Formas de onda em ordem decendente: (a) sinais das moduladoras e sinal da portadora triangular; (b) sinal modulado do braço a ; (c) complemento do sinal modulado do braço b ; (d) complemento do sinal modulado do braço c ; (e) sinal de comando S1; (f) sinal de comando S4; (g) função de chaveamento do braço a , Sa ; (h) tensão retificada.	19
2.12	Transição dos estados envolvidos ente 0° e 120°	21
2.13	Diagrama angular de transição de estados, onde $1 \cdots 6$ são os estados e D, E, F são os estados contíguos ou nulos.	22
2.14	Diagrama de blocos: transformações, modulação e lógica.	22
2.15	Transformação de desacoplamento.	23
2.16	Modulador SPWM.	23
2.17	Transformação de dois para três níveis.	23
2.18	Lógica de identificação de estados.	24
2.19	Lógica de comando para S1 e S4.	24
2.20	Formas de onda da transformação de níveis.	25
2.21	Formas de onda teóricas.	25
2.22	Etapas de Operação entre 30° e 90°	27
2.23	Formas de onda da modulação.	28
2.24	Conjunto de estados entre 0° e 120° para RTUB com D_{RL}	29
2.25	Diagrama para a componente fundamental.	30
2.26	Diagrama para as componentes harmônicas.	31
2.27	Diagrama fasorial para o filtro de entrada.	32
2.28	Fluxograma de desenvolvimento do filtro de entrada	33

2.29	Diagrama de Bode para o filtro de entrada.	34
2.30	Plano de defasagem.	34
2.31	Tensão de fase e corrente de linha na entrada.	35
2.32	Tensão sobre C_f e tensão de fase de entrada.	35
2.33	Corrente de linha não-filtrada i_{sa}	36
2.34	Tensão retificada V_o aplicada na carga.	36
2.35	Tensão de fase e corrente de linha na entrada.	36
2.36	Tensão sobre o C_f e tensão de fase de entrada.	36
2.37	Corrente de linha não-filtrada i_{sa}	37
2.38	Tensão retificada V_o aplicada à carga.	37
2.39	Tensão de fase e corrente de linha na entrada.	37
2.40	Tensão sobre C_f e tensão de fase de entrada.	37
2.41	Corrente de linha não-filtrada i_{sa}	37
2.42	Tensão retificada V_o aplicada à carga.	37
3.1	Circuito ideal do retificador Buck.	40
3.2	Circuito equivalente da entrada.	42
3.3	Circuito equivalente para sequência $dq0$	45
3.4	Diagrama de blocos do retificador Buck em coordenadas $dq0$	46
3.5	Circuito equivalente da saída CC com filtro L.	49
3.6	Circuito equivalente da saída CC com filtro LC.	52
3.7	Diagrama de blocos da corrente de carga obtida em coordenadas $dq0$	53
3.8	Diagrama simplificado do <i>RTBB</i> em malha fechada pela corrente.	54
3.9	Diagrama de blocos completo das malhas de controle.	54
3.10	Diagrama de Bode de magnitude e de fase para um RTBB em malha aberta.	55
3.11	Diagrama de Bode de magnitude e de fase para um RTBB em malha aberta com os ganhos K_i e K_{PWM}	56
3.12	Compensador PID.	56

3.13	Representação por diagrama de blocos da malha de controle da corrente direta e de quadratura.	57
3.14	Mapa do lugar das raízes e Diagramas de Bode da FTLA do conversor.	58
3.15	Resposta do sistema ao degrau unitário.	58
3.16	Diagrama de blocos do Simulink para malha de corrente.	59
3.17	Diagrama de blocos do bloco malha de corrente.	60
3.18	Diagrama usado no programa <i>PSIM</i> para a simulação da malha fechada em corrente.	60
3.19	Corrente de linha em regime permanente.	61
3.20	Tensão de fase e corrente de linha.	61
3.21	Correntes $i_d(t)$ e $i_q(t)$	62
3.22	Diagrama de blocos usado no programa Simulink para o degrau em I_{dref}	62
3.23	Diagrama usado no programa <i>PSIM</i> para o degrau em I_{dref}	63
3.24	Corrente de linha para um degrau em I_{dref}	63
3.25	Tensão de fase e corrente de linha para um degrau em I_{dref}	64
3.26	Corrente $i_d(t)$ e $i_q(t)$ para um degrau em I_{dref}	64
3.27	Diagrama de blocos usado no programa Simulink para o degrau em I_{qref}	65
3.28	Esquemático usado no programa <i>PSIM</i> para o degrau em I_{qref}	65
3.29	Corrente de entrada.	65
3.30	Corrente $i_d(t)$ e $i_q(t)$ para um degrau em I_{qref}	66
3.31	Tensão de fase e corrente de linha na entrada.	66
3.32	Tensão e corrente no capacitor do filtro de entrada.	66
3.33	Corrente direta e de quadratura.	66
3.34	Tensão na carga.	67
3.35	Mapa do lugar geométrico das raízes e diagrama de Bode de magnitude e de fase para o lado da carga em malha aberta.	68
3.36	Compensador de dois pólos e um zero.	69
3.37	Mapa do lugar geométrico das raízes e diagramas de Bode de magnitude e de fase para a FTLA.	69

3.38	Resposta ao degrau unitário para FTLA da corrente na carga.	70
3.39	Diagrama de blocos do RTBB em malha fechada por corrente.	70
3.40	Diagrama de blocos das equações da corrente de carga.	71
3.41	Resposta ao degrau na carga para o conversor utilizando o programa Simulink.	71
3.42	Tensão de fase e corrente de linha em programa <i>PSIM</i>	72
3.43	Corrente de linha em programa <i>PSIM</i>	72
3.44	Tensão de fase e Corrente no capacitor do filtro de entrada.	72
3.45	Corrente direta e de quadratura com a variação da carga.	72
3.46	Corrente na carga para um degrau de +40% em R_o	73
3.47	Tensão na carga para um degrau de +40% em R_o	73
4.1	Retificador trifásico unidirecional Buck isolado.	76
4.2	Formas de onda da modulação.	77
4.3	Diagrama de espaço de estado vetorial	78
4.4	Primeira etapa de operação, estado 1.	79
4.5	Segunda etapa de operação, estado nulo em desmagnetização.	79
4.6	Terceira etapa de operação, estado nulo em roda-livre.	80
4.7	Quarta etapa de operação, estado 2.	80
4.8	Formas de onda teóricas: (a) corrente magnetizante; (b) corrente nos interruptores; (c) corrente no diodo D_{RL} ; (d) corrente no diodo D_d ; (e) corrente no indutor L_o ; (f) tensão no primário do transformador; (g) tensão nos interruptores; (h) tensão no diodo D_s ; (i) tensão no diodo D_{RL} ; (j) tensão no diodo D_d	81
4.9	Circuito equivalente por fase.	81
4.10	Circuito equivalente da carga.	83
4.11	Diagrama do controle pela malha de tensão.	86
4.12	Diagrama de bloco das malhas de controle.	86
4.13	Lugar da raízes e diagramas de bode do retificador em malha aberta.	87
4.14	Lugar da raízes e diagramas de bode da FTLA do retificador para malha fechada pelas correntes.	89

4.15	Resposta ao degrau para malha fechada pelas correntes.	89
4.16	Compensador de corrente analogico.	90
4.17	Mapa do lugar geométrico das raízes e diagramas de Bode de magnitude e de fase da <i>FTMA</i> da tensão de saída.	92
4.18	Mapa do lugar geométrico das raízes e diagramas de Bode de magnitude e de fase da <i>FTLA</i> da tensão de saída.	92
4.19	Resposta ao degrau unitário da <i>FTLA</i> da tensão de saída.	93
4.20	Tensão de fase e corrente de linha na entrada.	94
4.21	Correntes de linha na entrada.	94
4.22	Tensão e corrente sobre C_f	94
4.23	Corrente direta e de quadratura.	94
4.24	Moduladora direta m_d e de quadratura m_q	95
4.25	Moduladoras trifásicas m_a , m_b e m_c	95
4.26	Tensão sobre os diodos.	95
4.27	Corrente nos diodos do secundário.	95
4.28	Tensão na carga.	96
4.29	Corrente na carga	96
4.30	Tensão no interruptor.	96
4.31	Tensão no interruptor em alta-freqüência.	96
4.32	Tensão no enrolamento primário.	97
4.33	THD de corrente.	97
5.1	Circuito de amostragem e condicionamento das correntes de entrada.	106
5.2	Circuito de amostragem e condicionamento da tensão de saída.	106
5.3	Circuito de amostragem e condicionamento da tensão de sincronismo.	107
5.4	Circuito do microcontrolador e dos <i>buffers</i>	107
5.5	Circuitos de proteção.	108
5.6	Tensão e corrente no interruptor em comutação.	109

5.7	Tensão e corrente no interruptor com <i>snubber</i>	109
5.8	Tensão nos diodos do secundário em comutação.	109
5.9	Tensão nos diodos do secundário com grampo.	109
5.10	Diagrama de blocos da implementação para o controle digital.	110
5.11	Representação do <i>S/H</i>	111
5.12	Representação do PWM no dsPIC.	112
5.13	Diagrama de blocos das malhas de controle.	113
5.14	Mapa do lugar geométrico das raízes e diagramas de Bode de magnitude e de fase da <i>FTLA</i> discreta da corrente de entrada.	114
5.15	Detalhe do círculo unitário do mapa do lugar das raízes.	114
5.16	Resposta ao degrau da <i>FTLA</i> discreta da corrente de entrada.	115
5.17	Diagrama de blocos das malhas de controle.	115
5.18	Mapa do lugar geométrico das raízes e diagramas de Bode de magnitude e fase da <i>FTLA</i> discreta da tensão de saída.	116
5.19	Resposta ao degrau da <i>FTLA</i> discreta da tensão de saída.	116
5.20	Blocos de condicionamento do sinal de corrente.	117
5.21	Blocos dos compensadores de corrente e das transformadas.	117
5.22	Blocos da Transformada <i>dq</i>	118
5.23	Blocos do compensador de corrente.	118
5.24	Blocos do modulador PWM.	119
5.25	Blocos do condicionamento da tensão na carga e compensador de tensão.	120
5.26	Tensão e corrente na entrada.	120
5.27	Correntes de entrada.	120
5.28	Corrente na fase <i>a</i> em base numérica de <i>16bits</i>	121
5.29	Corrente direta e em quadratura na base <i>Q15</i>	121
5.30	Moduladora direta e em quadratura na base <i>Q15</i>	121
5.31	Moduladora da fase <i>a</i> em base <i>Q15</i>	121
5.32	Tensão de saída com transitório de partida.	122

5.33	Tensão de saída com degrau na carga.	122
5.34	Tensão e corrente de saída com degrau na carga.	122
5.35	Tensão de referência e corrente de linha para o retificador a plena carga.	123
5.36	Correntes de linha para o retificador a plena carga.	123
5.37	Tensão e corrente em um dos capacitores C_f	124
5.38	Entrada e saída para 63% de carga.	124
5.39	Tensão e corrente no interruptor.	124
5.40	Tensão e correntes no interruptor em alta-freqüência.	124
5.41	Detalhe da comutação em um interruptor.	125
5.42	Tensão e corrente no secundário e corrente desmagnetizante em baixa freqüência. . .	125
5.43	Tensão e corrente no secundário e corrente desmagnetizante em alta freqüência. . . .	125
5.44	Tensão e corrente no secundário e corrente desmagnetizante para 48% da carga. . . .	126
5.45	Tensão e corrente na carga.	126
5.46	Tensão e corrente na carga para a partida do retificador.	126
5.47	Análise da qualidade da potência.	127
5.48	Eficiência do protótipo em função da potência na carga.	127
5.49	Vista da entrada CA do protótipo.	127
5.50	Vista da saída CC do protótipo.	127
5.51	Detalhe de placa de processamento e controle do protótipo.	128
A.1	Esquemático da simulação SPWM.	134
A.2	Esquemático da simulação SPWM Tenti.	135
A.3	Esquemático da simulação SPWM Três Níveis.	136
A.4	Esquemático da simulação RTUBI com controle contínuo.	137
A.5	Esquemático da simulação do RTUBI com controle discreto.	138
A.6	Esquemático da simulação do RTUBI em Orcad.	139
D.1	Conversor forward/flyback.	174

D.2	Etapas de operação do conversor forward/flyback.	175
D.3	Em ordem decedente as formas-de-onda para a operação do conversor forward/flyback: (a) corrente magnetizante; (b) corrente no diodo D_p ; (c) corrente no diodo roda-livre; (d) corrente no diodo D_s ; (e) corrente no indutor L_o ; (f) tensão no interruptor.	177
D.4	Corrente no indutor L_o	178
D.5	Corrente desmagnetizante.	179
D.6	Corrente no capacitor C_o	180
D.7	Circuito equivalente em pequenos sinais para o conversor forward/flyback.	184
D.8	Modelo parcial de pequenos sinais do conversor forward/flyback.	184
D.9	Diagrama de Bode de Magnitude para a confirmação do modelo.	185

Lista de Tabelas

2.1	Modulações envolvidas a cada subperíodo.	12
2.2	Estados e respectivos interruptores.	13
2.3	Transição de Estados por subperíodo.	14
2.4	Modulações envolvidas a cada subperíodo.	17
2.5	Transição de Estados por subperíodo.	18
2.6	Estados de modulação em dois e três níveis.	20
2.7	Seqüência de transição de estados.	22
2.8	Estados de modulação para retificador unidirecional Buck.	26
2.9	Estados de modulação.	26
2.10	Estados de modulação.	27
2.11	Estados de modulação simplificado.	28
2.12	Parâmetros para as simulações.	35
3.1	Especificações de Projeto.	55
3.2	Parâmetros para as simulações.	59
4.1	Estados Operacionais.	77
4.2	Especificações de Projeto.	84
4.3	Dispositivos Projetados.	85
5.1	Especificações de Projeto.	100
5.2	Dispositivos Projetados.	100
5.3	Análise da qualidade de energia.	123
D.1	Parâmetros para as simulações do modelo de um conversor forward/flyback	184

Simbologia

1. Símbolos adotados nos equacionamentos.

Símbolo	Descrição	Unidade
C	capacitância	F
D	diodo	
G	função de transferência	
$i(t)$	corrente instantânea	A
I	valor médio de corrente	A
L	indutância	H
M	índice de modulação	
$m(t)$	função modulante instantânea	
n	número de espiras	esp
P	potência ativa	W
Q	potência reativa	VA
R	resistência	Ω
s	variável Laplaciana	$j \cdot \frac{rad}{s}$
t	tempo	s
$v(t)$	tensão instantânea	V
V	valor médio de tensão	V
K	ganho	
ω	frequência angular	$\frac{rad}{s}$
e	estado	
Δ	ondulação	%

2. Índices e sub-índices.

Símbolo	Descrição
a, b, c ou abc	fases da rede trifásica e braços da ponte retificadora
a	amostragem
c	corte
ci	referente ao compensador da corrente de entrada
cio	referente ao compensador da corrente de carga
cl	referente ao <i>grampeador</i> (clamp)
d, q, o ou dqo	coordenadas estacionárias
d	coordenada direta
$dmag$	desmagnetizante
ef	valor eficaz
f	filtro
i	corrente
m	mínimo
M	máximo
mag	magnetizante
o	referente a carga ou ao lado da carga ou coordenada zero
p	primário
pk	valor de pico
q	coordenada de quadratura
ref	referência
s	série ou comutação ou entrada da ponte retificadora ou secundário
s	frequência no domínio contínuo
sb	referente ao Snubber
se	série equivalente
T	triangular ou período
v	tensão
z	frequência no domínio discreto

3. Acrônimos e abreviaturas.

Abreviatura	Descrição
A/D	Analogico-Digital
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
FAA	Filtro Anti-Aliasing
FTLA	Função de Transferência de Laço Aberto
PWM	Modulação por Largura de Pulso (Pulse Width Modulation)
RTBB	Retificador Trifásico Bidirecional tipo Buck
RTUB	Retificador Trifásico Unidirecional tipo Buck
RTUBI	Retificador Trifásico Unidirecional tipo Buck Isolado
THD	Distorção Harmônica Total (Total Harmonic Distortion)
UPS	Fonte Ininterrupta de Energia (Uninterruptible Power Supply)
Y	Conexão em Estrela
Δ	Conexão em Triângulo
ZOH	Retentor de Ordem Zero

4. Convenções.

Forma	Descrição
\tilde{x}	pequena perturbação alternada na variável x
x'	variável x desacoplada
X	maiúsculas: valor de pico ou médio
$x(t)$	valor instantâneo
$\frac{dx}{dt}$	derivada
$\int x dt$	integral
$[X]$	matriz

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 Introdução

No início dos anos noventa, quando da redução das tarifas alfandegárias, o Brasil abriu o mercado aos produtos importados, dando seu passo para a integração tecnológica com o mundo. Não poucas empresas nacionais de tecnologia sucumbiram à investida das recém chegadas concorrentes multinacionais. No entanto, algumas empresas nacionais que estavam atualizadas, mesmo com a reserva de mercado, conseguiram manter-se competitivas e foram beneficiadas poucos anos após a abertura do mercado com o retorno dos impostos elevados sobre produtos importados.

Esta janela de importações mostrou ao consumidor brasileiro quão atualizado ou defasado estava em relação ao mundo. Dos automóveis aos eletrodomésticos, o brasileiro refinou seus conceitos de produto.

Em pouco tempo, não apenas no Brasil mas no mundo, iniciou-se a massificação dos microcomputadores. Na época profetizava-se que um computador pessoal custaria mil dólares e atualmente custa a metade disto. A internet saiu do universo acadêmico norte-americano e invadiu de forma avassaladora todos os nichos de mercados e sociedades.

Com o crescimento da tecnologia da informação e seus computadores, *frames* e *clusters*, cresceram as soluções para que não faltasse energia a estes sistemas, conhecidas como fontes ininterruptas de energia (UPS).

Também na década de noventa, os aparelhos telefônicos celulares começaram a ganhar o país e atualmente faz parte do cotidiano de milhões de brasileiros. Estes milhões de aparelhos celulares necessitam de milhares de antenas associadas a estações de rádio-base (ERB's), que possuem entre seus equipamentos fontes de telecomunicações.

Destes dois exemplos, evidencia-se que o uso de UPS e de fontes de telecomunicações cresceram com o mercado nesta última década, mas conjuntamente cresceu a necessidade de que elas entreguem mais potência sem grande aumento de volume.

Considerando apenas os estágios de conversão de energia, estes dois equipamentos apresentam normalmente no estágio de entrada para a conversão CA-CC um retificador trifásico PWM do tipo Boost, comercialmente conhecido como unidade retificadora (UR).

Devido à sua característica Boost, a tensão retificada por eles é no mínimo igual ao valor de pico da tensão de linha trifásica, ou seja, a tensão na saída deste retificador será sempre superior à tensão de fase da entrada. Nas aplicações onde a tensão elevada para o barramento CC não é desejada faz-se necessário o uso de conversores CC-CC para reduzir esta tensão. Em potências maiores, o conversor CC-CC ainda realiza a isolamento galvânica entre a rede e a carga, como pode ser visto na Fig.1.1.

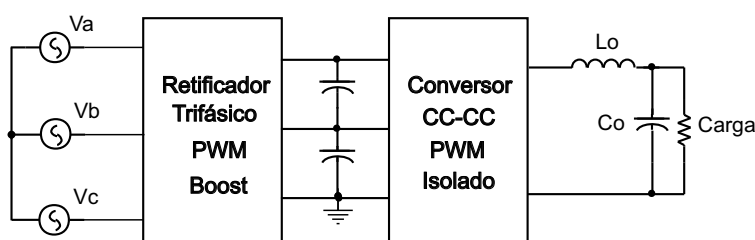


Figura 1.1: Unidade retificadora trifásica.

Contraopondo-se ao retificador Boost existe o retificador trifásico PWM do tipo Buck, em cujo barramento CC obtém-se tensão inferior ao valor de pico da tensão de linha trifásica. Os retificadores Buck normalmente são direcionados às aplicações onde se deseja uma ampla variação de tensão e a manutenção da corrente de carga.

A principal motivação deste trabalho é a obtenção de um retificador trifásico PWM tipo Buck que proporcione isolamento entre a rede e a carga sem conversores intermediários, ou seja, por estágio único, como idealizado na Fig.1.2.

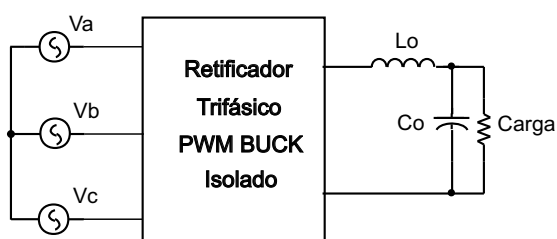


Figura 1.2: Unidade retificadora de estágio único.

1.1.1 Retificador Trifásico Não-Controlado

A Fig.1.3 apresenta um retificador trifásico não-controlado ou Ponte de Graetz [3]. Nesta estrutura conduzirá o par de diodos correspondente à maior tensão instantânea de fase-a-fase (ou de linha). Deste modo, a seqüência de condução das correntes de entrada dar-se-á pelos pares de diodos da ponte retificadora onde cada um conduz por 120° , sendo: um diodo do grupo positivo, Fig. 1.4.a; e um diodo do grupo negativo, Fig.1.4.b. Ainda, a comutação dá-se a cada 60° , o que origina uma componente em 360Hz sobre a corrente de carga (Fig.1.4.c).

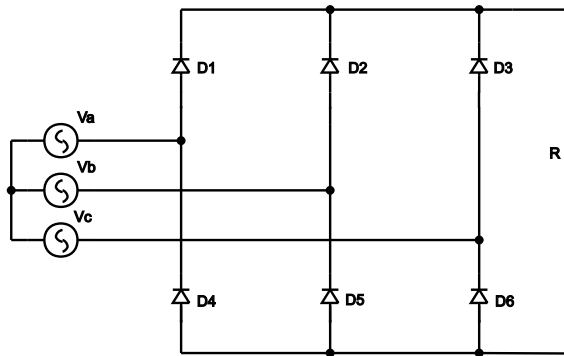


Figura 1.3: Retificador trifásico não-controlado.

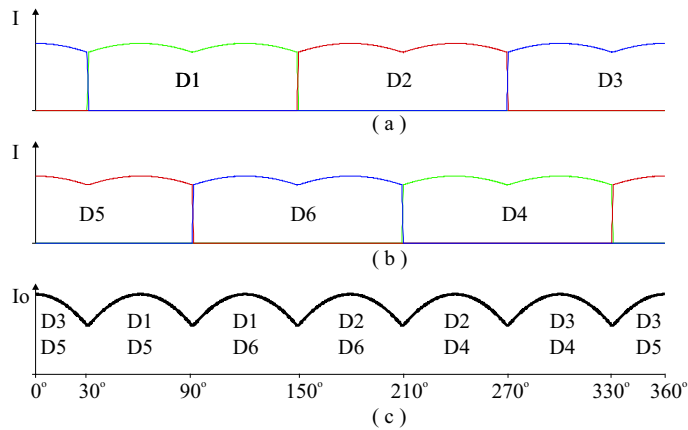


Figura 1.4: Formas de onda para a Ponte de Graetz.

Seguindo a seqüência de comutação e de condução apresentadas, pode-se obter um gráfico que representa o ciclo de operação angular para o retificador, ilustrado na Fig.1.5. Tal ciclo de operação é utilizado como princípio para a elaboração das seqüências de condução de retificadores trifásicos PWM tipo Buck.

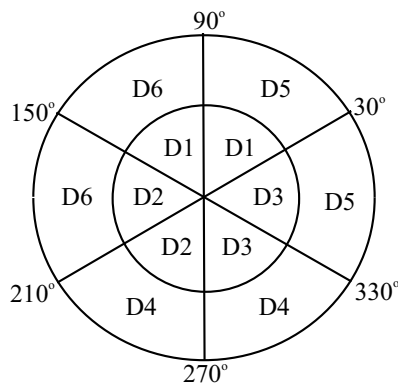


Figura 1.5: Ciclo de operação angular.

1.1.2 Retificadores Trifásicos PWM

Os retificadores trifásicos apresentam-se na linha de frente dos sistemas de processamento de média e de alta potência. Tais retificadores têm resumidamente como principal objetivo a obtenção de uma retificação trifásica controlada, com as devidas interfaces, conciliada a uma tensão regulada à carga. O controle da saída pode ser mais tolerante, caso seja adicionado um conversor CC-CC ao retificador. No entanto, alguns requisitos de qualidade do retificador devem ser necessariamente atendidos: baixa distorção harmônica das correntes de entrada e fator de potência aproximadamente unitário.

Dois topologias PWM convencionais são amplamente utilizadas em conversão CA-CC trifásica: o retificador trifásico tipo Buck, apresentado na Fig. 1.6, e o retificador trifásico tipo Boost, mostrado na Fig. 1.7. Com uma modulação apropriada, ambos podem proporcionar correntes de entrada com reduzido conteúdo harmônico. Na topologia Boost o modo de condução contínua das correntes de entrada minimiza ou elimina a utilização de filtros de entrada, enquanto no conversor Buck os filtros de entrada são essenciais para sorder as harmônicas de elevada e baixa ordem originadas pela frequência de comutação. No entanto, dependendo do projeto os filtros podem originar uma defasagem entre as correntes e as tensões de entrada, a qual varia com a carga. Na maioria dos casos esta defasagem pode ser corrigida pelas malhas de controle em tempo real.

Uma vantagem do retificador Buck está relacionada à proteção contra curto-circuito da ponte retificadora. Nos retificadores tipo Boost a possibilidade de ocorrência do curto-circuito de braço é destrutiva. Na topologia tipo Buck o curto-circuito de braço não é destrutivo e deve ser utilizado durante o processo de comutação dos interruptores (sobreposição de comando), o que a torna mais segura em aplicações onde esta característica é desejada.

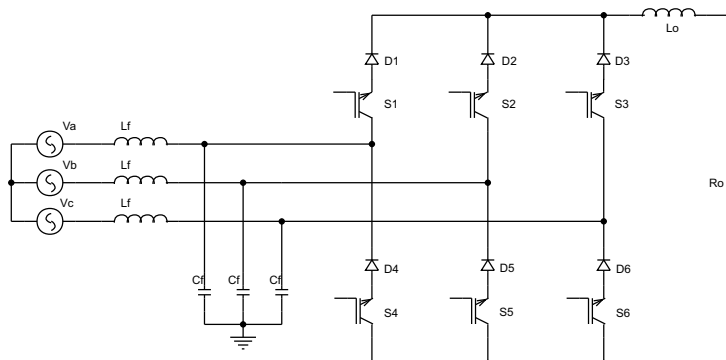


Figura 1.6: Retificador trifásico tipo Buck.

1.1.3 Princípios Fundamentais do Retificador PWM Tipo Buck

Da abordagem introdutória sobre a Ponte de Graetz pode-se extrair dois conceitos primordiais para o retificador trifásico PWM tipo Buck (doravante também citado apenas como retificador Buck): i. apenas um diodo de cada fase apresenta-se em condução; ii. dois diodos sempre estão em condução. Tais regras, aliadas às demais características, são essenciais ao retificador Buck e proporcionam

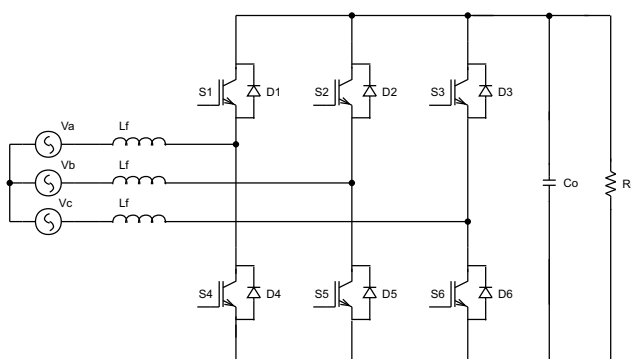


Figura 1.7: Retificador trifásico tipo Boost.

a condução ininterrupta da corrente na carga, que normalmente caracteriza-se como uma fonte de corrente contínua.

O retificador Buck é a representação dual do retificador Boost. No lado CC do retificador Buck apresenta-se uma carga do tipo fonte de corrente contínua (RL), observada na Fig. 1.6, enquanto que no Boost a carga é uma fonte de tensão contínua (RC), visto na Fig. 1.7. Valendo-se ainda desta dualidade, o retificador Boost apresenta interruptores unidirecionais em tensão e bidirecionais em corrente (Fig. 1.8.a). Para o retificador Buck os interruptores devem ser bidirecionais em tensão e unidirecionais em corrente (Fig. 1.8.b).

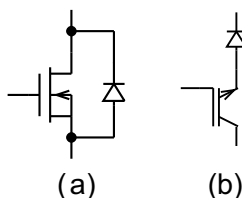


Figura 1.8: Interruptores: (a) bidirecional em corrente; (b) unidirecional em corrente.

Explorando mais esta dualidade, para o retificador Boost vale a regra em que apenas um interruptor de cada braço deve conduzir simultaneamente. Para o retificador Buck, agora melhor definido pelos interruptores do grupo positivo ($S1, S2, S3$) e do grupo negativo ($S4, S5, S6$), apenas um interruptor de cada grupo deve apresentar-se em condução a cada instante. A estratégia primordial de comutação pode ser melhor definida pelas regras de grupo apresentadas em (1.1). Se for considerado que os estados e_1, e_2, \dots, e_6 apresentam valor 1 quando o respectivo interruptor está conduzindo e valor 0 quando este estiver bloqueado, as seguintes regras de grupo podem ser definidas:

$$\begin{cases} e_1 + e_2 + e_3 = 1 \\ e_4 + e_5 + e_6 = 1 \end{cases} \quad (1.1)$$

Uma definição extremamente importante para retificadores Buck versa sobre a definição das funções de comutação de braço, denominando-se braço a ($S1$ e $S4$), b ($S2$ e $S5$) e c ($S3$ e $S6$), sendo estas

definidas pelas seguintes equações:

$$\begin{cases} S_a = e_1 - e_4 \\ S_b = e_2 - e_5 \\ S_c = e_3 - e_6 \end{cases} \quad (1.2)$$

As funções de comutação são integrantes e significativas para a composição das correntes de linha bem como na formação da tensão retificada do retificador Buck. Como últimas considerações, uma adequada estratégia de modulação deve preservar a circulação da corrente na carga e reduzir ao máximo os efeitos da comutação em corrente a qual se manifesta pelos impulsos de tensão no bloqueio dos interruptores.

1.1.4 Topologias de Retificadores PWM Tipo Buck

Assim como os retificadores trifásicos PWM Boost, os retificadores trifásicos PWM Buck podem ser bidirecionais ou unidirecionais. Na Fig.1.9 apresenta-se um retificador trifásico PWM Buck bidirecional, sendo esta uma estrutura clássica e amplamente empregada quando se faz necessário o uso da bidirecionalidade. Nesta estrutura nota-se a presença dos filtros de linha para a obtenção das correntes de entrada praticamente senoidais, assim como para a supressão dos impulsos de tensão gerados pelas comutações dos interruptores.

No intuito de proporcionar um caminho incondicional para circulação da corrente de carga relegando as preocupações quanto à estratégia elaborada de modulação empregada, apresenta-se uma variação da topologia apresentada na Fig.1.9. Com a presença de um diodo de roda-livre, em caso de ausência de interruptores habilitados e conseqüentemente caminhos para a corrente de carga, esta circulará pelo diodo de roda-livre (Fig.1.10). A simples adição do diodo torna a estrutura unidirecional em tensão e corrente.

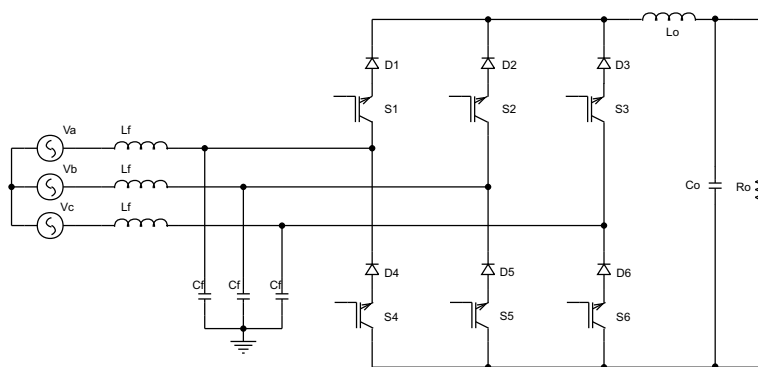


Figura 1.9: Retificador trifásico tipo Buck.

Nas aplicações onde não se faz necessária a inversão do barramento de tensão na carga, caracterizando assim a operação em um quadrante, tem-se como exemplo a topologia inicialmente proposta em [43] e adicionada de um diodo de roda-livre em [14, 16] como uma alternativa (Fig.1.11). Nestas, economizam-se interruptores de potência, os quais são uns dos dispositivos que oneram os retificadores PWM. Outra variação de tal topologia ilustra-se na Fig. 1.12, onde o retificador apresenta o

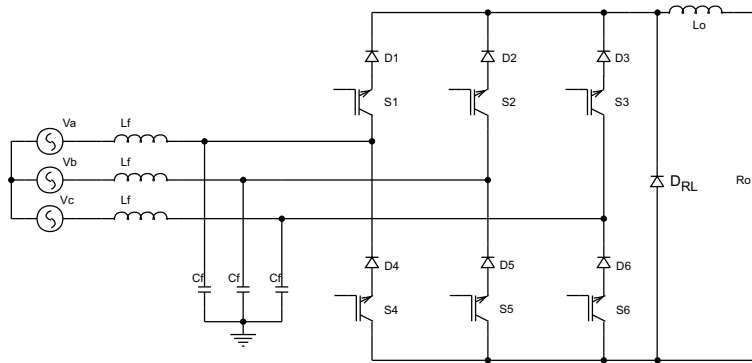


Figura 1.10: Retificador trifásico tipo Buck com diodo de roda-livre.

neutro resultante da conexão de ponto médio dos capacitores em paralelo à carga. Estas estruturas com neutro não são objeto deste trabalho e por isso vale apenas o registro de sua existência.

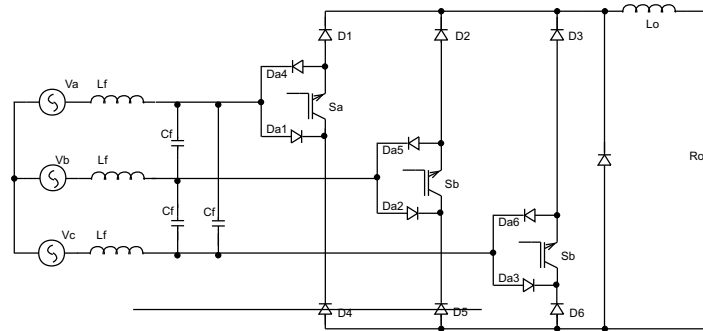


Figura 1.11: Retificador trifásico unidirecional tipo Buck.

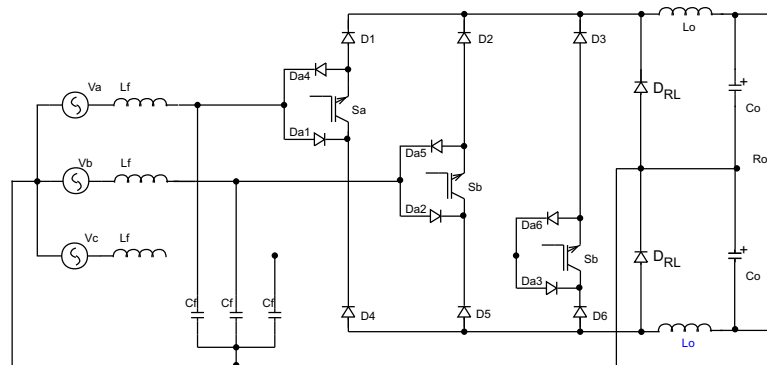


Figura 1.12: Retificador trifásico unidirecional tipo Buck com neutro.

1.1.5 Retificadores PWM Tipo Buck Isolados

Em algumas aplicações de média e alta potência faz-se necessária a utilização da isolação galvânica entre a rede e a carga. Na maioria dos casos, dois estágios para processamento da potência são utilizados: um retificador trifásico buck ou boost em cascata a um ou mais conversores CC-CC isolados [21, 44].

Em fontes ininterruptas de energia trifásicas (UPS) comerciais a isolação é obtida pela utilização de um transformador, ou na entrada ou na saída do retificador.

A necessidade emergente de retificadores trifásicos isolados para média e alta potência associada à redução de volume de tais equipamentos proporcionou o surgimento de algumas soluções para a isolação em alta frequência.

A primeira topologia de retificador trifásico controlado com isolação em alta-frequência foi proposta pelo artigo pioneiro [47], que apresentava seis tiristores com comutação forçada e bidirecionalidade de corrente. A melhoria de tal estrutura veio a ser exposta no artigo [35], onde apresentou-se a transformação de coordenadas para o controle e a modulação PWM. No entanto, neste método os efeitos da dispersão e perdas no transformador tornaram-se visíveis devido à alta-frequência.

Uma solução para reduzir os efeitos da dispersão no transformador sobre a comutação dos interruptores do retificador seria o emprego de técnicas de comutação suave.

Com esta intenção, propôs-se um retificador trifásico PWM topologicamente equivalente aos propostos mas com comutação sob tensão nula (ZVS), obtida pela ressonância entre as capacitâncias parasitas dos interruptores e a indutância de dispersão do transformador [24, 26, 27]. Embora tal topologia tenha ganho evidência e sido alvo de mais estudos [9, 40], faz-se necessário o emprego de doze interruptores (MOSFET ou IGBT) e de uma complicada estratégia PWM para obtenção da ZVS. Na Fig. 1.13 apresenta-se este retificador.

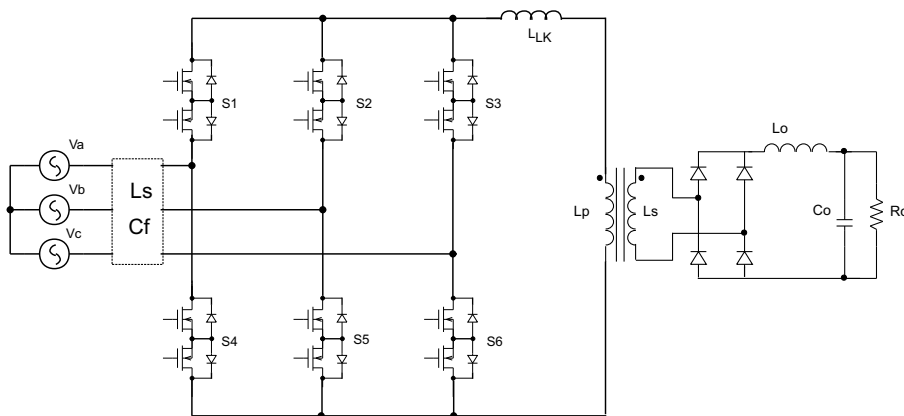


Figura 1.13: Retificador trifásico PWM ZVS.

1.1.5.1 Comparativo entre Retificadores Buck Bidirecionais e Unidirecionais

Apresentadas brevemente as principais topologias de retificadores Buck pode-se resumir as virtudes das estruturas com três interruptores, unidirecionais, ou seis a doze interruptores, no caso das bidirecionais.

Os retificadores Buck unidirecionais apresentam como vantagens: o número reduzido de interruptores de potência o que reduz o número e o custo para os circuitos de comando; menor número de circuitos de proteção no caso de snubbers ou grampos para os interruptores e possibilidade de uma

maior densidade de potência quando considerado o menor volume em relação a estruturas de seis ou mais interruptores.

Quando comparadas as topologias Buck com seis interruptores as desvantagens são: aumento das perdas em condução devido ao maior número de diodos em série com os interruptores o que pode inviabilizar a aplicação em potência na ordem das dezenas de kilo Watts; as possibilidades restritas para obtenção de comutação suave ou regenerativa, a exemplo da topologias de 12 interruptores [9, 24, 26, 27, 40], devido ao menor número de interruptores e a unidirecionalidade.

Com suas especificidades as topologias Buck unidirecionais tem-se mostrado com potencial para aplicações de baixa potência, até $6kW$, no entanto a escassez de trabalhos sobre tais estruturas leva o mercado e mesmo o meio acadêmico a estudos sobre retificadores Boost unidirecionais onde dominam os trabalhos sobre o retificador Vienna II, considerado o estado da arte em estruturas Boost.

1.2 Objetivo e Composição do Trabalho

Este trabalho tem como objetivo maior contribuir com o conhecimento existente em topologias Buck unidirecionais por meio da concepção da isolação em alta-frequência sem estágios adicionais de potência que são usualmente obtidos pela associação de conversores CC aos retificadores trifásicos, obtendo-se um retificador trifásico unidirecional PWM isolado em alta-frequência com elevado fator de potência, reduzido conteúdo harmônico das correntes de entrada e tensão regulada para a carga.

O Capítulo 2 apresenta a aplicação dos conceitos básicos para os retificadores Buck, exemplificados por três técnicas de modulação escalar PWM para o retificador bidirecional Buck e duas para o retificador unidirecional Buck. Além disto, será apresentada uma metodologia para obtenção do filtro de entrada CA do tipo LC.

A modelagem e o controle de um retificador trifásico bidirecional PWM Buck são abordados no Capítulo 3. O modelo em pequenos sinais CA é obtido com o auxílio da Transformada de Clarke/Park. A obtenção do controle do retificador em malha fechada dá-se por técnicas clássicas exemplificadas pelo emprego de compensadores lineares e validadas por simulação.

O retificador trifásico unidirecional PWM tipo Buck isolado em alta-frequência é apresentado no Capítulo 4. São objetos de estudo e aplicação: os princípios operacionais; uma técnica de modulação escalar; os modelos CA e CC; o controle contínuo; um exemplo de projeto do estágio de potência e a simulação em malha fechada para este novo retificador.

No Capítulo 5 apresentam-se: o desenvolvimento de um protótipo da topologia proposta nesta tese; o projeto dos compensadores discretos para o controle em malha fechada da tensão na carga por meio um microcontrolador dsPIC e os resultados experimentais do protótipo implementado.

Nos apêndices serão documentados: os diagramas utilizados para as simulações em PSim e Orcad; as rotinas em Matlab para o projeto dos compensadores; a planilha do cálculo do estágio de potência e dos esforços nos semicondutores utilizados para o desenvolvimento do protótipo e os princípios do conversor do conversor forward-falyback.

Capítulo 2

Modulação Escalar e Filtro de Entrada

2.1 Introdução

O desenvolvimento de técnicas de modulações otimizadas, escalares ou vetoriais, destinadas aos retificadores trifásicos PWM, Buck ou Boost, têm sido objeto de estudos no decorrer das últimas décadas [19, 39]. Da modulação apropriada dependerão: as perdas de comutação nos interruptores, a qualidade de tensão na carga, o conteúdo das harmônicas de corrente geradas, o tamanho dos filtros na entrada do retificador e a qualidade da corrente filtrada.

Especificamente para retificadores Buck a utilização de capacitores no filtro de entrada é inevitável, sendo que estes usualmente são associados a indutores para a obtenção de um filtro passa-baixa.

Neste capítulo serão apresentadas três das variadas técnicas de modulação PWM escalar e um método para o projeto do filtro de entrada destinado aos retificadores Buck trifásicos. As modulações apresentadas serão apresentadas para um mesmo retificador e filtro de entrada onde os critérios de seleção serão: a que apresentar harmônicas de baixa ordem da corrente de entrada com menor amplitude e tensão retificada com ganho estático próximo ao ideal obtido teoricamente e uma tensão retificada modulada continuamente em alta-frequência. Com estes critérios eleger-se-á uma técnica de modulação facilmente aplicada ao retificador Buck unidirecional e que apresente a melhor modulação para associação deste retificador a um transformador de alta-frequência.

2.2 Estratégias de Modulação Escalar

2.2.1 Estratégia de Modulação SPWM Simplificada

Para o retificador Buck a técnica de modulação pode apresentar-se mais elaborada que a empregada no retificador Boost. Entretanto, pode ser entendida de forma simples se inicialmente for observado o ciclo de operação angular, já exposto para a Ponte de Graetz, associado às tensões de fase de entrada.

Nesta análise inicial, para que se tenha uma modulação SPWM pode-se utilizar primeiramente a estratégia ilustrada na Fig. 2.1, onde um ciclo de rede está decomposto em subperíodos de 60° . Inspirando-se inicialmente na Ponte de Graetz, o interruptor que deve conduzir a cada intervalo é o correspondente ao grupo que apresenta o maior valor absoluto da tensão de fase instantânea. Ou seja, para o intervalo entre 0° e 60° o maior valor absoluto de tensão instantânea é o da fase b . Conseqüentemente, esta apresenta os valores instantâneos de corrente (estando esta em fase) superiores às demais, o que determina o estado de condução para o interruptor S5.

Agora, valendo-se das regras de grupo dadas por 1.1 no referido intervalo, modulam-se os interruptores S1 e S3, enquanto que os interruptores S2, S4 e S6 permanecem desabilitados. As funções que definem a modulação senoidal para o retificador são:

$$\begin{cases} m_a(t) = M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \\ m_b(t) = M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - 120^\circ) \\ m_c(t) = M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + 120^\circ) \end{cases} \quad (2.1)$$

Das definições anteriores obtém-se a tabela 2.1, onde se resume as modulações envolvidas por subperíodo de 60° para um período da tensão da rede. O valor 1 indica que o interruptor está permanentemente conduzindo, sendo m_a , m_b e m_c os sinais modulados de fase e $1 - m_a$, $1 - m_b$ e $1 - m_c$ os sinais modulados complementares de fase. O valor 0 indica que o interruptor está desabilitado.

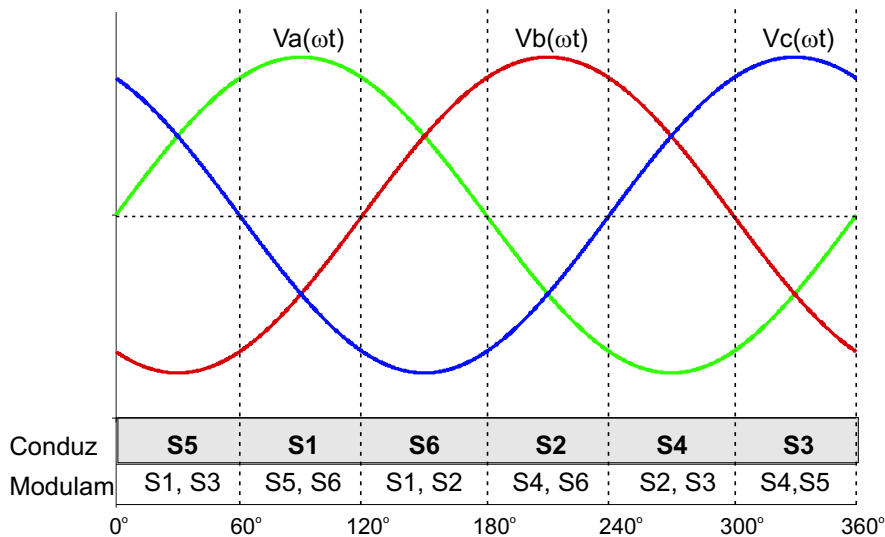


Figura 2.1: Seqüência fundamental de modulação.

Tabela 2.1: Modulações envolvidas a cada subperíodo.

Subperíodo	S1	S2	S3	S4	S5	S6
$0^\circ - 60^\circ$	m_a	0	$1 - m_a$	0	1	0
$60^\circ - 120^\circ$	1	0	0	0	$1 - m_c$	m_c
$120^\circ - 180^\circ$	$1 - m_b$	m_b	0	0	0	1
$180^\circ - 240^\circ$	0	1	0	m_a	0	$1 - m_a$
$240^\circ - 300^\circ$	0	$1 - m_c$	m_c	1	0	0
$300^\circ - 360^\circ$	0	0	1	$1 - m_b$	m_b	0

Da tabela 2.1 obtém-se a tabela 2.2 onde são definidos os estados segundo os interruptores que modulam ou encontram-se continuamente habilitados a condução a cada subperíodo de rede. Assim como apresentam-se seis subperíodos para um período de rede aqui têm-se seis estados e estes serão referenciados nas demais técnicas de modulação posteriormente apresentadas.

Tabela 2.2: Estados e respectivos interruptores.

Estado	S1	S2	S3	S4	S5	S6
1		1				1
2	1				1	
3	1					1
4			1	1		
5		1		1		
6			1		1	

Para um melhor entendimento em circuitos elétricos das etapas de operação do retificador Buck, simplifica-se a Fig. 1.6 suprimindo o filtro de entrada e equivalendo a carga RL uma fonte de corrente ideal, conforme a Fig. 2.2.

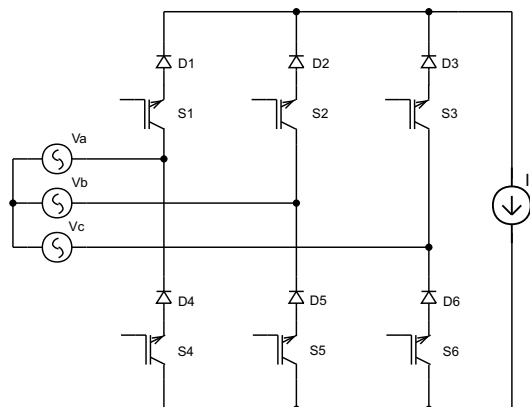
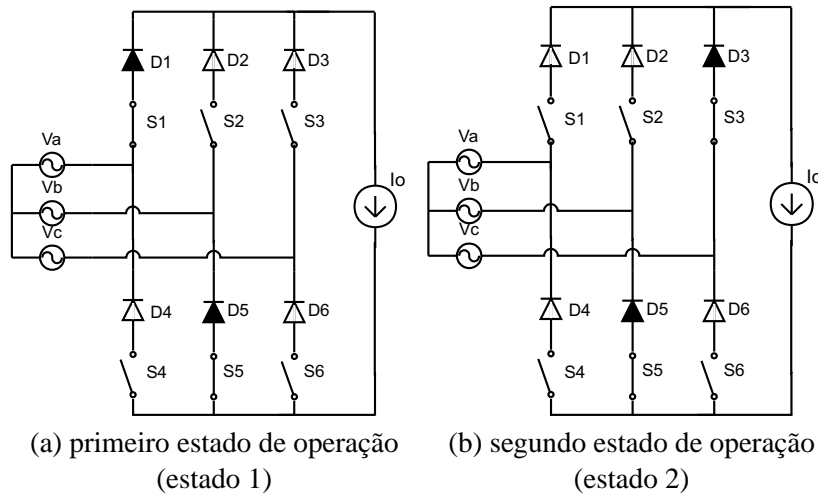


Figura 2.2: Retificador trifásico tipo Buck simplificado.

Considerando seis subperíodos em um período da frequência de rede, ter-se-iam as seguintes condições entre 0° e 60° : a tensão de fase $v_a(t)$ apresenta-se positiva crescente; a tensão de fase $v_b(t)$ apresenta-se negativa e máxima e a tensão de fase $v_c(t)$ apresenta-se positiva e decrescente. Seguindo a evolução das tensões no tempo, o diodo D5 pode conduzir a corrente da fase b conforme a modulação do interruptor S5, remetendo-se assim ao ciclo de operação angular da Fig. 1.5. Semelhante ao descrito anteriormente, os interruptores S1 e S3 modulam as fases a e c .

Na Fig. 2.3(a) representa-se a ocorrência do interruptor S1 em condução e o interruptor S3 desabilitado, seguindo o definido pela regra de grupo. Na Fig. 2.3(b) representa-se o interruptor S3 em condução e o interruptor S1 desabilitado - novamente demonstra-se a regra de grupo.

Aos demais subperíodos de 60° em um ciclo de rede prevalecem também dois estados de operação, conforme exposto, e apenas três interruptores modulando, valendo-se dos interruptores envolvidos na modulação a cada subperíodo apresentados na tabela 2.1. Na Fig. 2.4 têm-se todos os estados de operação para um período da tensão da rede em circuitos mais simplificados, que apresentam

Figura 2.3: Estados de operação entre 0° e 60° .

apenas os diodos, os interruptores e seus estados.

Vale salientar que para a comutação entre subperíodos de 60° o estado inicial de um deve ser igual ao estado final do anterior. Isto pode ser analisado ainda na Fig. 2.4 onde o estado inicial de 60° a 120° é o estado final de 0° a 60° . Novamente, tal fato resulta na existência de apenas 6 estados diferenciados quanto a interruptores conduzindo ou não para a modulação proposta.

Valendo-se da tabela 2.2, a Fig. 2.4 pode ser resumida em uma tabela de transição de estados por subperíodos apresentada na tabela 2.3. Fica evidente a transição entre os subperíodos de 60° , onde do comentado anteriormente o estado final ou estado 2 do subperíodo de 0° a 60° é o estado inicial do próximo subperíodo de 60° a 120° .

Tabela 2.3: Transição de Estados por subperíodo.

Subperíodo	Seqüência
$0^\circ - 60^\circ$	<u>62 62 62 62 62 62</u>
$60^\circ - 120^\circ$	<u>23 23 23 23 23 23</u>
$120^\circ - 180^\circ$	<u>31 31 31 31 31 31</u>
$180^\circ - 240^\circ$	<u>15 15 15 15 15 15</u>
$240^\circ - 300^\circ$	<u>54 54 54 54 54 54</u>
$300^\circ - 360^\circ$	<u>46 46 46 46 46 46</u>

Para uma possível implementação desta modulação SPWM, os sinais das moduladoras senoidais $v_{sa}(t)$, $v_{sb}(t)$, $v_{sc}(t)$ em 2.2 são submetidos a um bloco para a obtenção do seu valor absoluto. Os valores absolutos das moduladoras são respectivamente comparados a uma tensão triangular com nível médio de $\frac{1}{2} \cdot V_T$, onde V_T é o valor de pico da tensão triangular, com uma frequência de comutação, f_c . Obtêm-se assim tensões SPWM em dois níveis nomeadas como $m_{abc}(t)$, ou funções modulantes. Ainda, são obtidas as tensões SPWM complementares, $\bar{m}_{abc}(t)$. O modulador proposto encontra-se ilustrado pela Fig. 2.5.

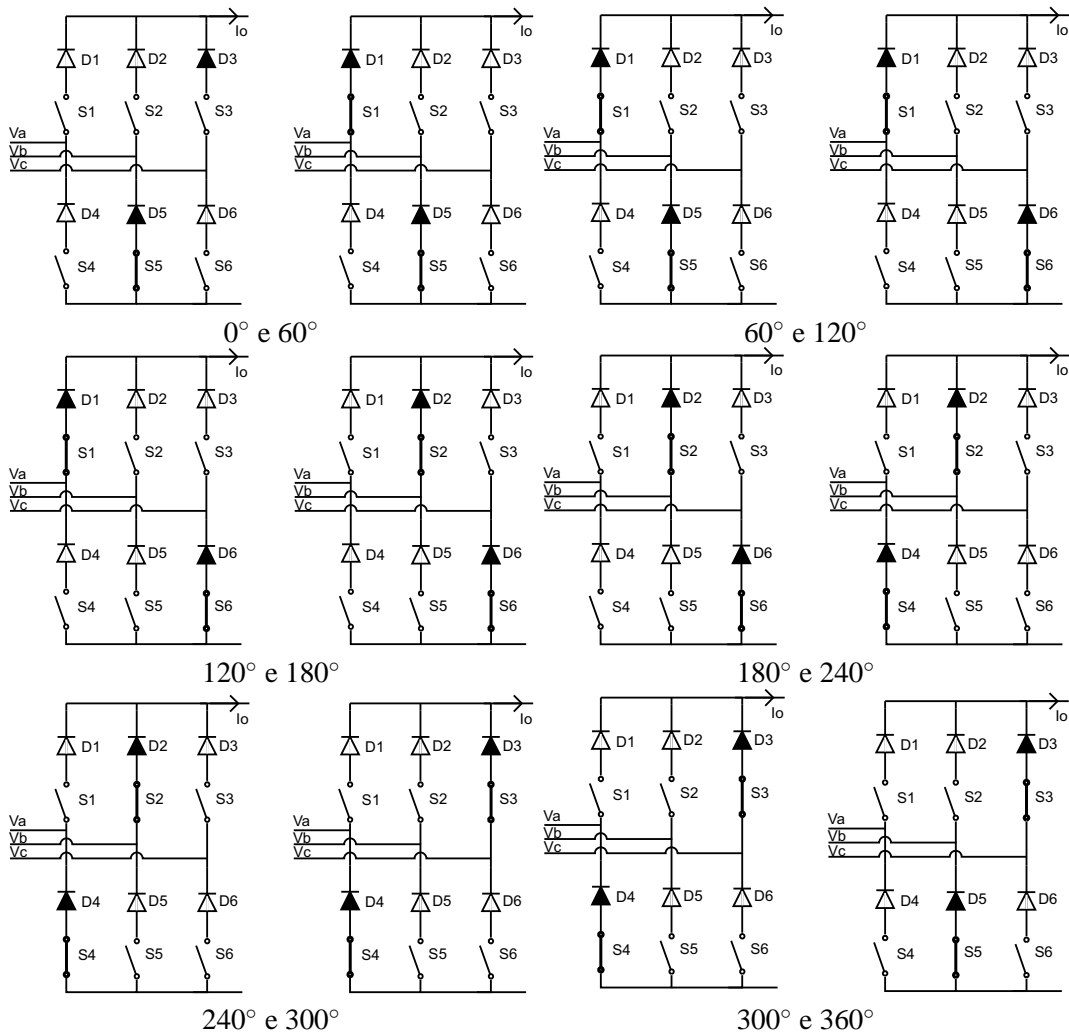


Figura 2.4: Estados de operação para um período de rede.

$$\begin{cases} v_{sa} = V_{s_{pk}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + 0^\circ) \\ v_{sb} = V_{s_{pk}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - 120^\circ) \\ v_{sc} = V_{s_{pk}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + 120^\circ) \end{cases} \quad (2.2)$$

Para que se obtenha a lógica proposta na tabela 2.3, os sinais de comando dos interruptores se apresentam compostos pelos circuitos apresentados na Fig. 2.6. A denominação Setor 1 ao 6 define os 6 subperíodos de 60° respectivamente. Podem-se utilizar interruptores ideais ou portas lógicas como atuadores lógicos e para os demais interruptores aplicam-se os mesmos princípios, desde que se obedeça a tabela 2.3.

Conforme a lógica e a modulação apresentadas obtêm-se as seguintes formas de onda presentes na Fig. 2.7, que compõem a função de comutação do braço *a* da ponte retificadora. Nota-se nos sinais de comando para S1 e S4 o intervalo no qual os interruptores estão continuamente habilitados, como desejado para esta modulação. O efeito desta técnica de modulação sobre a tensão retificada pode ser o da contínua disponibilidade de tensão para a carga, ou seja, esta tensão não se anula.

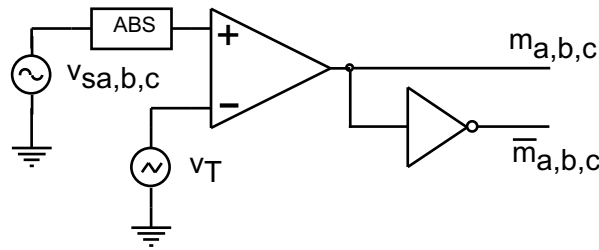


Figura 2.5: Modulador SPWM de dois níveis.

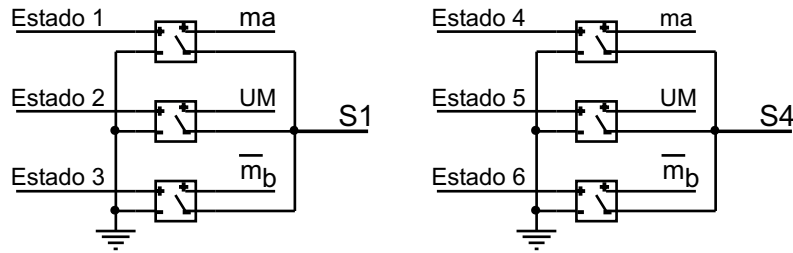


Figura 2.6: Lógica de comando por interruptores ideais.

2.2.2 Estratégia SPWM Contínua

Esta estratégia de modulação foi inicialmente proposta em [43], onde um dos interruptores não permanece conduzindo ininterruptamente por 60° como na modulação anteriormente descrita. Conseqüentemente, sendo as correntes de linha moduladas continuamente, consegue-se uma redução das componentes harmônicas e uma otimização das especificações dos filtros de entrada. Nesta modulação, um período de rede está dividido em seis subperíodos que seguem exatamente o apresentado no ciclo de operação angular (Fig. 1.5), iniciando-se a análise no primeiro subperíodo, entre 30° e 90° .

Adotando-se x_i para representar a condição lógica dos interruptores, onde $i = 1$ a 6 coincide com a numeração dos interruptores, sendo que apresenta-se da seguinte forma: 0 para desabilitado e 1 para habilitado.

Assim, para o primeiro subperíodo, ou Setor 1, as seguintes condições lógicas para cada interruptor devem ser satisfeitas:

$$\begin{cases} x_4 = 0 \\ x_2 = 0 \\ x_3 = \bar{x}_1 \\ x_6 = \bar{x}_5 \end{cases} \quad (2.3)$$

Das funções modulantes em 2.1 e das definições de estados por interruptor em 2.3 obtêm-se os sinais modulados por interruptor:

$$\begin{aligned} m_1(t) &= m_a(t) = M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \\ m_3(t) &= 1 - m_a(t) = 1 - M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \\ m_5(t) &= |M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - 120^\circ)| = M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - 120^\circ) \\ m_6(t) &= 1 - m_5(t) = 1 - M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - 120^\circ) \end{aligned} \quad (2.4)$$

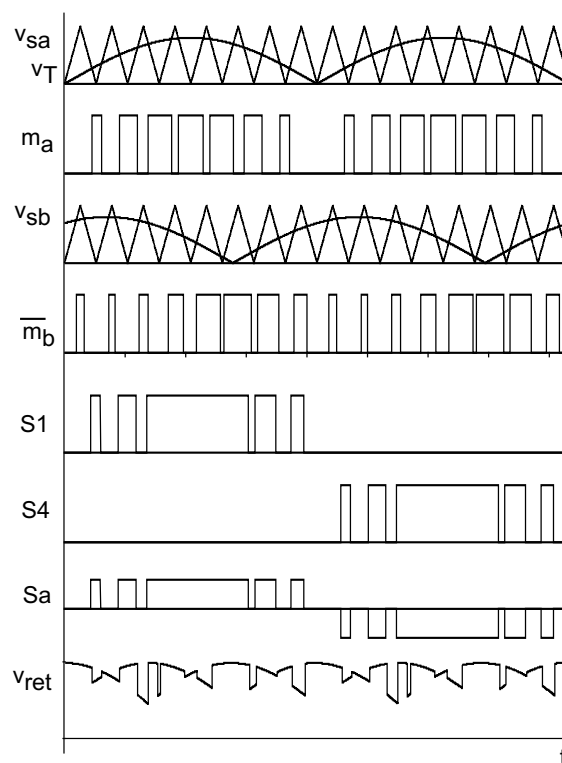


Figura 2.7: Formas de onda em ordem decendente: (a) módulo da moduladora e triangular; (b) sinal modulado; (c) módulo da moduladora e triangular; (d) sinal modulado complementar; (e) sinal de comando S1; (f) sinal de comando S4; (g) função de chaveamento do braço a , S_a ; (h) tensão retificada.

Repetindo apropriadamente para a referida modulação o exposto nas equações 2.3 e 2.4, conforme o intervalo em questão, os seis subperíodos ou setores de operação podem ser resumidos na tabela 2.4.

Na tabela 2.5 pode-se observar a seqüência de transição de estados, sendo que a numeração segue o definido pela tabela 2.2. Assim, para o subperíodo de 30° a 90° os estados 2, 3 e 6 são utilizados seguindo a estratégia apresentada na tabela 2.4. Além disso, tais estados se alternam na seguinte ordem: de 2 para 3, de 3 para 2, de 2 para 6 e de 6 para 2, iniciando-se novamente o ciclo.

Tabela 2.4: Modulações envolvidas a cada subperíodo.

Subperíodo	S1	S2	S3	S4	S5	S6
$30^\circ - 90^\circ$	m_a	0	$1 - m_a$	0	$-m_b$	$1 - m_b$
$90^\circ - 150^\circ$	m_a	$1 - m_a$	0	0	$1 + m_c$	$-m_c$
$150^\circ - 210^\circ$	$1 - m_b$	m_b	0	$1 + m_c$	0	$-m_c$
$210^\circ - 270^\circ$	0	m_b	$1 - m_b$	$-m_a$	0	$1 + m_a$
$270^\circ - 330^\circ$	0	$1 - m_c$	m_c	$-m_a$	$1 + m_a$	0
$330^\circ - 30^\circ$	$1 - m_c$	0	m_c	$1 + m_b$	$-m_b$	0

Nota-se que esta modulação tem um estado a mais por subperíodo em relação à primeira estratégia apresentada, ou seja, para o subperíodo de 0° a 60° da tabela 2.3 apresentam-se dois estados, 2 e 6, e na tabela 2.5, para o subperíodo de 30° a 90° apresentam-se três estados diferentes, 2, 3 e 6. Assim, a estratégia em questão pode ser aprimorada de maneira a otimizar as transições entre estados e reduzir

Tabela 2.5: Transição de Estados por subperíodo.

Subperíodo	Seqüência
$30^\circ - 90^\circ$	<u>6232</u> <u>6232</u> <u>6232</u> <u>6232</u> <u>6232</u>
$90^\circ - 150^\circ$	<u>2313</u> <u>2313</u> <u>2313</u> <u>2313</u> <u>2313</u>
$150^\circ - 210^\circ$	<u>3151</u> <u>3151</u> <u>3151</u> <u>3151</u> <u>3151</u>
$210^\circ - 270^\circ$	<u>1545</u> <u>1545</u> <u>1545</u> <u>1545</u> <u>1545</u>
$270^\circ - 330^\circ$	<u>5464</u> <u>5464</u> <u>5464</u> <u>5464</u> <u>5464</u>
$330^\circ - 30^\circ$	<u>4626</u> <u>4626</u> <u>4626</u> <u>4626</u> <u>4626</u>

as comutações realizadas pelos interruptores a cada subperíodo de operação.

Os conceitos anteriormente apresentados para esta modulação poderiam ser implementados sem a utilização do valor absoluto do sinal das moduladoras senoidais. Conseqüentemente, nesta técnica a tensão da portadora triangular não apresenta nível médio e a saída do comparador apresenta-se em 0 ou 1. Ilustra-se o circuito modulador na Fig. 2.8, evidenciando a diferença da Fig. 2.5.

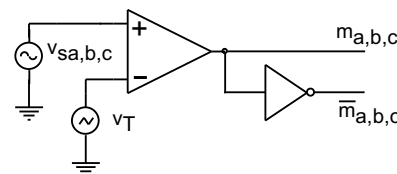


Figura 2.8: Modulador SPWM de dois níveis.

Para a implementação lógica, realizada de forma semelhante ao apresentado na Fig. 2.6, acrescenta-se um estado segundo a tabela 2.5, conforme já comentado. Na Fig. 2.9 apresentam-se os dois circuitos que compõem os sinais de comando para os interruptores S1 e S4. Estes ainda compõem a função de comutação S_a do braço a da expressão 1.2.

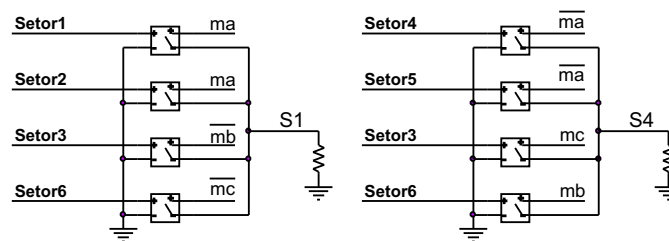


Figura 2.9: Lógica de comando por interruptores ideais.

Na Fig. 2.10 apresentam-se os dois circuitos que compõem os sinais de comando para os interruptores S1 e S4 implementados com portas lógicas.

Na Fig. 2.11 apresentam-se as principais formas de onda para a técnica de modulação descrita. Na Fig. 2.11(a) apresentam-se os sinais das moduladoras em 60Hz e o sinal da portadora triangular em alta frequência. Os sinais modulados resultantes para os braços do retificador são observados nas Fig. 2.11(b), (c) e (d). O resultado desta estratégia de modulação para o acionamento dos interruptores é melhor observado nos sinais de comando para S1 e S4 nas Fig. 2.11(e) e (f). Da composição dos sinais de S1 e S4 nota-se o que seria a função de comutação do braço a , Fig. 2.11(g), que define a

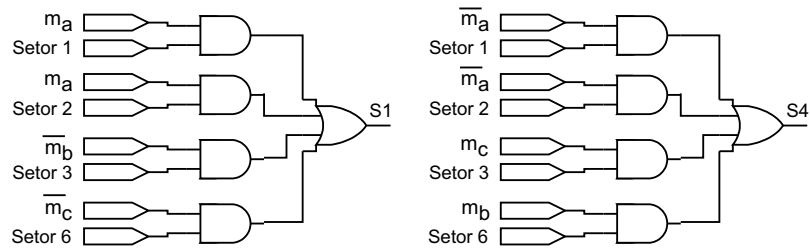


Figura 2.10: Lógica de comando em portas lógicas.

forma de onda da corrente de linha anterior do filtro de entrada $i_{sa}(t)$. Na Fig. 2.11(h) esboça-se a forma da tensão retificada com componentes de baixa e alta frequência.

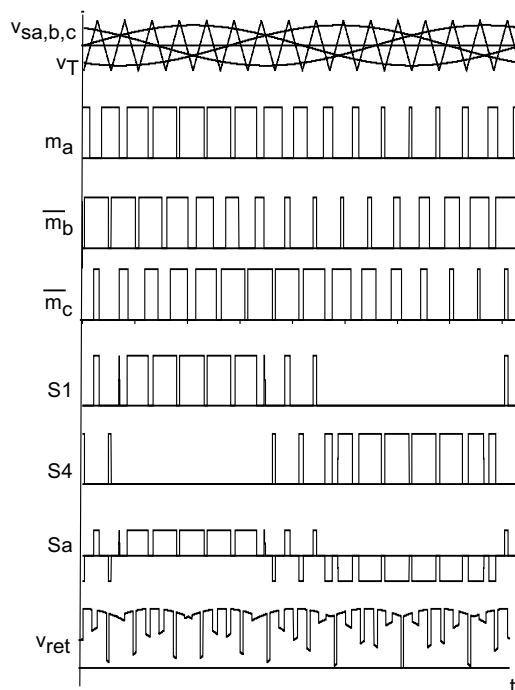


Figura 2.11: Formas de onda em ordem descendente: (a) sinais das moduladoras e sinal da portadora triangular; (b) sinal modulado do braço a ; (c) complemento do sinal modulado do braço b ; (d) complemento do sinal modulado do braço c ; (e) sinal de comando $S1$; (f) sinal de comando $S4$; (g) função de chaveamento do braço a , Sa ; (h) tensão retificada.

2.2.3 Estratégia SPWM por Estados Contíguos

Em retificadores trifásicos PWM tipo Buck a presença dos filtros de entrada é imprescindível, e as tensões que são aplicadas à ponte retificadora são as tensões sobre os capacitores do filtro de entrada. Devido a tal característica, para a filtragem das componentes de alta frequência contidas nas correntes de linha, originadas pela ponte retificadora PWM, torna-se mais adequada a utilização de uma modulação SPWM de três níveis. Uma técnica de modulação escalar em três-níveis aplicada aos retificadores Buck que ficou consagrada foi inicialmente proposta em [36], onde faz-se uso de uma transformação aritmética dos sinais modulados SPWM de dois níveis (+1 e -1) em sinais modulados de três níveis (+1, 0 e -1).

Para tal transformação escalar, os sinais modulados SPWM de dois níveis $m_a(t)$, $m_b(t)$ e $m_c(t)$ são convertidos em sinais modulados SPWM de três níveis $y_a(t)$, $y_b(t)$ e $y_c(t)$, pela seguinte matriz transformação:

$$\begin{bmatrix} y_a(t) \\ y_b(t) \\ y_c(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} m_a(t) \\ m_b(t) \\ m_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

A combinação das três variáveis SPWM a dois níveis origina $2^3 = 8$ estados diferenciados, sendo estes representados na tabela 2.6. Nesta tabela apresentam-se todas as possibilidades de estados para a modulação em questão, encontrando-se as variáveis de dois níveis e suas correspondentes transformações a variáveis de três níveis. Nas colunas correspondentes aos interruptores, estes conduzem segundo a modulação a três níveis, o que origina a composição das correntes de entrada. Os estados nulos D, E e F disponibilizam uma circulação da corrente de carga em roda-livre quando apropriado, onde todos estes podem ser simultaneamente +1 ou -1, ou seja, quando tais estados forem requisitados a corrente de linha da entrada será nula.

Tabela 2.6: Estados de modulação em dois e três níveis.

Estado	Dois-Níveis			Três-Níveis			Superior			Inferior		
	m_a	m_b	m_c	y_a	y_b	y_c	S1	S2	S3	S4	S5	S6
1	+1	+1	-1	0	+1	-1		1				1
2	+1	-1	+1	+1	-1	0	1				1	
3	+1	-1	-1	+1	0	-1	1					1
4	-1	+1	+1	-1	0	+1			1	1		
5	-1	+1	-1	-1	+1	0		1		1		
6	-1	-1	+1	0	-1	+1			1		1	
$D,0$	± 1			0			1			1		
$E,0$	± 1			0				1			1	
$F,0$	± 1			0					1			1

Para a determinação da lógica de comando dos interruptores seguem-se novamente alguns princípios das estratégias apresentadas nas seções 2.2.1 e 2.2.2, obviamente com a imposição das funções de comutação.

Relembrando a estratégia proposta por [43] e a tabela 2.5, é notável o número adicional de comutações dos interruptores a cada subperíodo. Na estratégia proposta por [36] utilizam-se estados, por assim dizer, nulos ou contíguos, reduzindo as comutações necessárias a cada subperíodo.

A lógica em questão vale-se ainda dos estados contíguos na transição entre estados, ou seja, apenas um interruptor tem sua condição de estar ou não habilitado alterada. Para que se entenda de forma clara, na Fig. 2.12 têm-se os estados para os subperíodos de 0° a 60° e de 60° a 120° , onde em cada subperíodo são necessários apenas três estados, um interruptor está continuamente habilitado e há utilização do estado nulo.

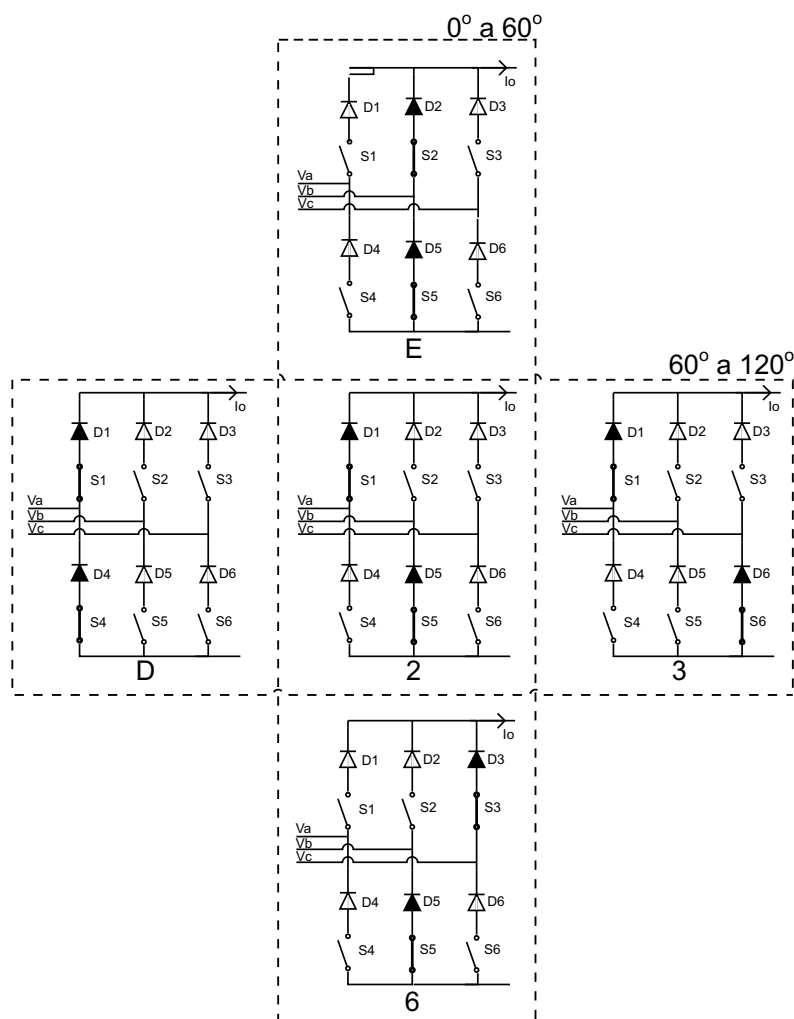


Figura 2.12: Transição dos estados envolvidos entre 0° e 120° .

Da Fig. 2.12 pode-se extrair que o último estado de um subperíodo estará necessariamente presente no próximo subperíodo e a comutação se dá sempre nos interruptores do grupo superior ou do grupo inferior da ponte retificadora. Com base nestas observações pode-se compor a tabela 2.7 para exemplificar a transição entre estados e subperíodos.

Ainda pode-se ilustrar um ciclo de operação em um diagrama angular, como o apresentado na Fig. 2.13. Pode-se imaginar que a transição entre estados dar-se-á como uma triangulação dentro dos subperíodos de 60° , passando necessariamente pelo estado contíguo. O diagrama apresentado na Fig.

Tabela 2.7: Seqüência de transição de estados.

Subperíodo	Seqüência	Contíguo
$0^\circ - 60^\circ$	<u>202</u> <u>606</u> <u>202</u> <u>606</u> <u>202</u>	<i>E</i>
$60^\circ - 120^\circ$	<u>303</u> <u>202</u> <u>303</u> <u>202</u> <u>303</u>	<i>D</i>
$120^\circ - 180^\circ$	<u>101</u> <u>303</u> <u>101</u> <u>303</u> <u>101</u>	<i>F</i>
$180^\circ - 240^\circ$	<u>505</u> <u>101</u> <u>505</u> <u>101</u> <u>505</u>	<i>E</i>
$240^\circ - 300^\circ$	<u>404</u> <u>505</u> <u>404</u> <u>505</u> <u>404</u>	<i>D</i>
$300^\circ - 360^\circ$	<u>606</u> <u>404</u> <u>606</u> <u>404</u> <u>606</u>	<i>F</i>

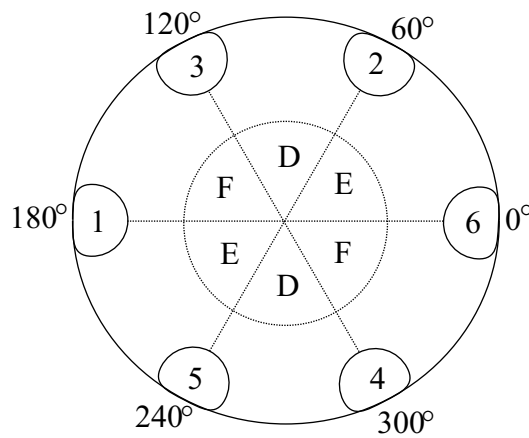


Figura 2.13: Diagrama angular de transição de estados, onde 1...6 são os estados e *D, E, F* são os estados contíguos ou nulos.

2.14 discrimina os blocos para a obtenção da modulação em três níveis, para identificação do estado e para a lógica de comando. Para tais blocos faz-se uma análise detalhada acompanhada das respectivas figuras. O bloco de desacoplamento para a rede de entrada sem neutro encontra-se detalhado na Fig. 2.15, onde na verdade os sinais das moduladoras passam por uma transformação de fase-neutro para fase-fase para adequação do referencial da modulação [36].

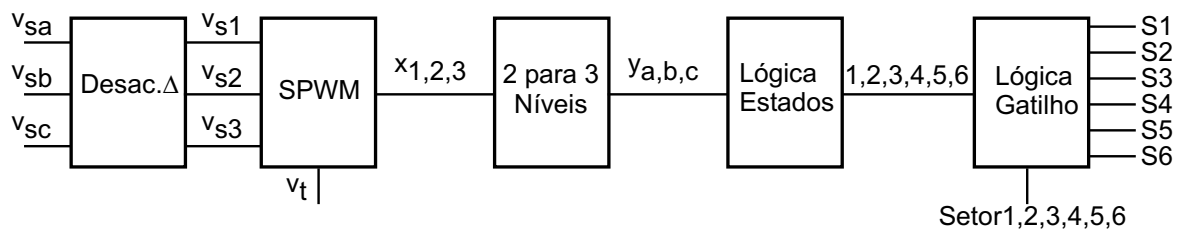


Figura 2.14: Diagrama de blocos: transformações, modulação e lógica.

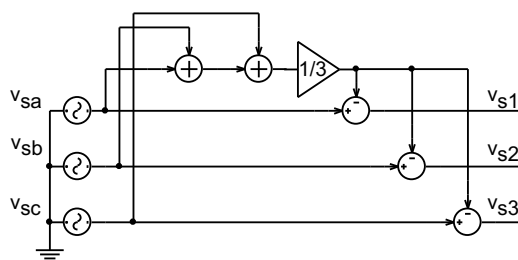


Figura 2.15: Transformação de desacoplamento.

Para o modulador SPWM utiliza-se um circuito semelhante ao da Fig. 2.10, ou seja, um modulador SPWM clássico sem as tensões moduladas complementares, visto na Fig. 2.16. Os sinais modulados em dois-níveis $m_{abc}(t)$ são submetidos à transformação de onde se obtêm as tensões moduladas em três níveis $y_{abc}(t)$, observado na Fig. 2.17.

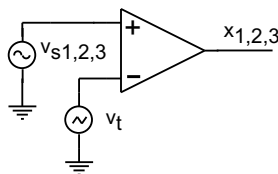


Figura 2.16: Modulador SPWM.

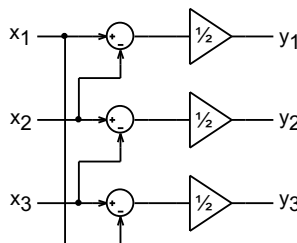


Figura 2.17: Transformação de dois para três níveis.

Para ilustrar a lógica de identificação de estados definida pela tabela 2.7, na Fig. 2.18 tem-se a identificação dos estados 2, 3, 4 e 5. Tais estados foram selecionados pois são os integrantes lógicos para o sinal de comando dos interruptores S1 e S4. Para a implementação da estratégia proposta pelas tabelas 2.6 e 2.7 agregam-se os circuitos lógicos da Fig. 2.19, onde estão representadas as lógicas de comando para os interruptores S1 e S4. Para os demais interruptores vale uma lógica semelhante, com os respectivos estados e setores associados.

As Fig. 2.20 e Fig. 2.21 representam os sinais obtidos e as formas de onda para uma modulação por estados nulos. Na Fig. 2.20(a) têm-se as formas de onda para as três senóides moduladoras em 60Hz e a triangular portadora em alta frequência. Os sinais modulados em dois níveis apresentam-se nas Figs. 2.20(b), (c) e (d), sendo estes transformados nos sinais em três níveis nas Figs. 2.20(e), (f) e (g). A manifestação no tempo para os estados 2, 3, 4 e 5 encontra-se ilustrada nas Figs. 2.21(a),(b) e (c), sendo estes sinais integrados da composição da lógica de comando dos interruptores que compõem o braço a da ponte retificadora conforme os sinais presentes nas Figs. 2.21(d) e (e). Observa-se na Fig. 2.21(f) a composição da função de comutação S_a do braço a pelos sinais S1 e S4.

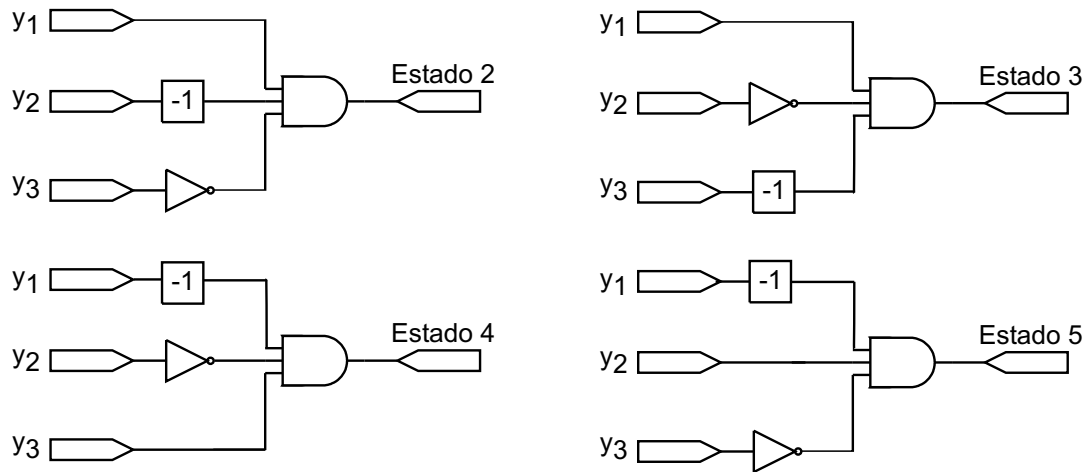


Figura 2.18: Lógica de identificação de estados.

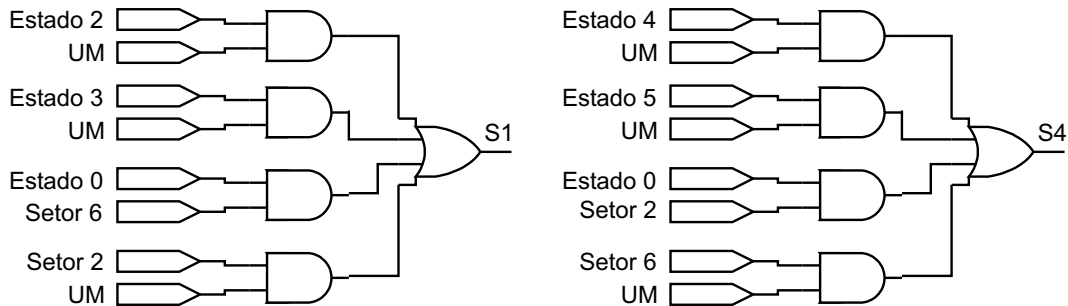


Figura 2.19: Lógica de comando para S1 e S4.

Para que as figuras citadas nesta modulação fossem legíveis, foi utilizada uma frequência de portadora baixa ($1.020Hz$), o que refletiu na tensão retificada de baixa qualidade, o que não é realístico, sendo que a real qualidade da técnica aqui apresentada será confirmada nos resultados de simulação com frequência de comutação acima de $10kHz$. Salienta-se ainda a ocorrência das circulações da corrente de carga em roda-livre, devida aos estados contíguos quando a tensão retificada é nula.

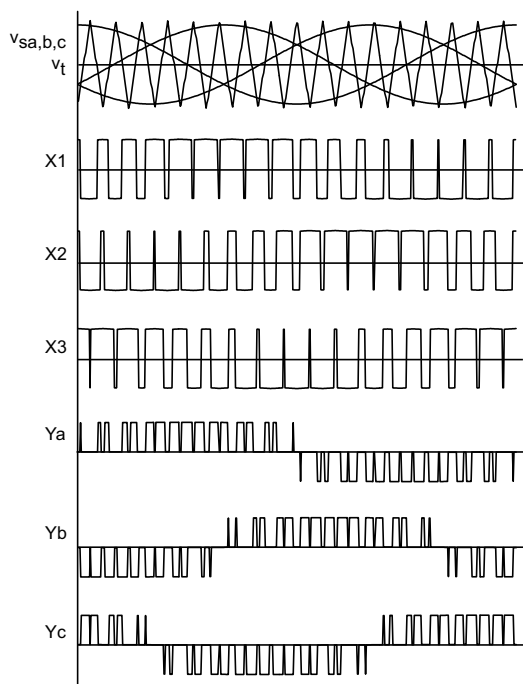


Figura 2.20: Formas de onda da transformação de níveis.

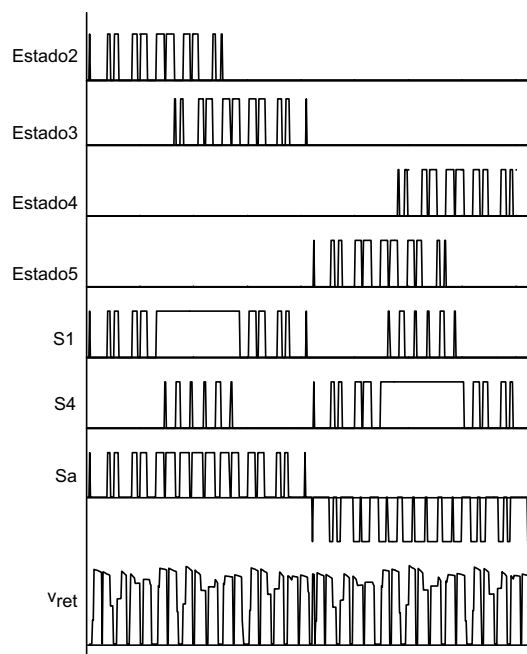


Figura 2.21: Formas de onda teóricas.

2.3 Estratégia de Modulação Escalar para Retificador Unidirecional Tipo Buck

Contempladas algumas técnicas de modulação escalar SPWM para retificadores trifásicos bidirecionais tipo Buck, apresentam-se nesta seção duas técnicas para a modulação escalar de retificadores trifásicos unidirecionais tipo Buck apresentados na seção 1.1.4, mais especificamente na Fig.1.11, que representa um retificador trifásico unidirecional tipo Buck (RTUB) com diodo de roda-livre. Apresenta-se a seguir uma estratégia de modulação para RTUB sem diodo de roda-livre, topologia e modulação originalmente propostas em [43], e uma estratégia por estados contíguos inovadoramente aplicada ao RTUB com diodo de roda-livre.

2.3.1 Estratégia SPWM Contínua

A estratégia proposta em [43] apresenta-se como uma simplificação da estratégia apresentada na seção 2.2.2, notoriamente devido à presença de apenas três interruptores para o RTUB. Assim, os princípios relacionados aos subperíodos e setores são mantidos.

Inicialmente, analisando-se o primeiro setor de operação, ou seja, de 30° a 90° , a tensão de fase $v_a(t)$ apresenta-se como a mais positiva entre as tensões de rede. Tal condição assegura que a corrente de carga $i_o(t)$ circule pelos diodos Da1 e D1 quando o interruptor S1 estiver habilitado. Conseqüentemente, ao interruptor S1 pode ser aplicada a função modulante:

Tabela 2.8: Estados de modulação para retificador unidirecional Buck.

Subperíodo	S1	S2	S3
$30^\circ - 90^\circ$	m_a	$-m_b$	1
$90^\circ - 150^\circ$	m_a	1	$-m_c$
$150^\circ - 210^\circ$	1	m_b	$-m_c$
$210^\circ - 270^\circ$	$-m_a$	m_b	1
$270^\circ - 330^\circ$	$-m_a$	1	m_c
$330^\circ - 30^\circ$	1	$-m_b$	m_c

Tabela 2.9: Estados de modulação.

Estado	Interruptores		
	S1	S2	S3
1		1	1
2	1	1	
3	1		1

$$m_a = m_1 = M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (2.6)$$

Similarmente, para a tensão $v_b(t)$, que é a mais negativa, o interruptor S2 segue a seguinte função modulante:

$$m_b = m_2 = |M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - 120^\circ)| \quad (2.7)$$

Durante tal subperíodo o interruptor S3 deve apresentar-se habilitado sempre que S1 ou S2 estiverem desabilitados, assegurando assim o caminho da corrente de carga e a forma senoidal desejada para $i_c(t)$. Devido a presença dos diodos e da polaridade relativa das tensões de entrada, S3 deve manter-se continuamente habilitado durante o subperíodo em questão. Do exposto anteriormente pode-se resumir a modulação para o RTUB sem diodo de roda-livre da seguinte forma: *para a tensão de fase mais positiva ou negativa, o interruptor correspondente à fase segue a lei de modulação da respectiva fase, mantendo-se continuamente habilitado o interruptor restante, devido a sua tensão de fase transitória.*

Na tabela 2.8 apresentam-se as modulações por subperíodo para o RTUB. Observa-se sua simplicidade comparada à tabela 2.4 para o retificador bidirecional Buck.

A seqüência e as etapas de operação entre 30° e 90° podem ser observada na Fig. 2.22, onde o interruptor S3 encontra-se sempre habilitado, assegurando o caminho da corrente de carga.

Das etapas de operação apresentadas pode-se definir que o retificador unidirecional apresenta apenas três estados de modulação, apresentados na tabela 2.10, que são obtidos seguindo os sinais modulantes.

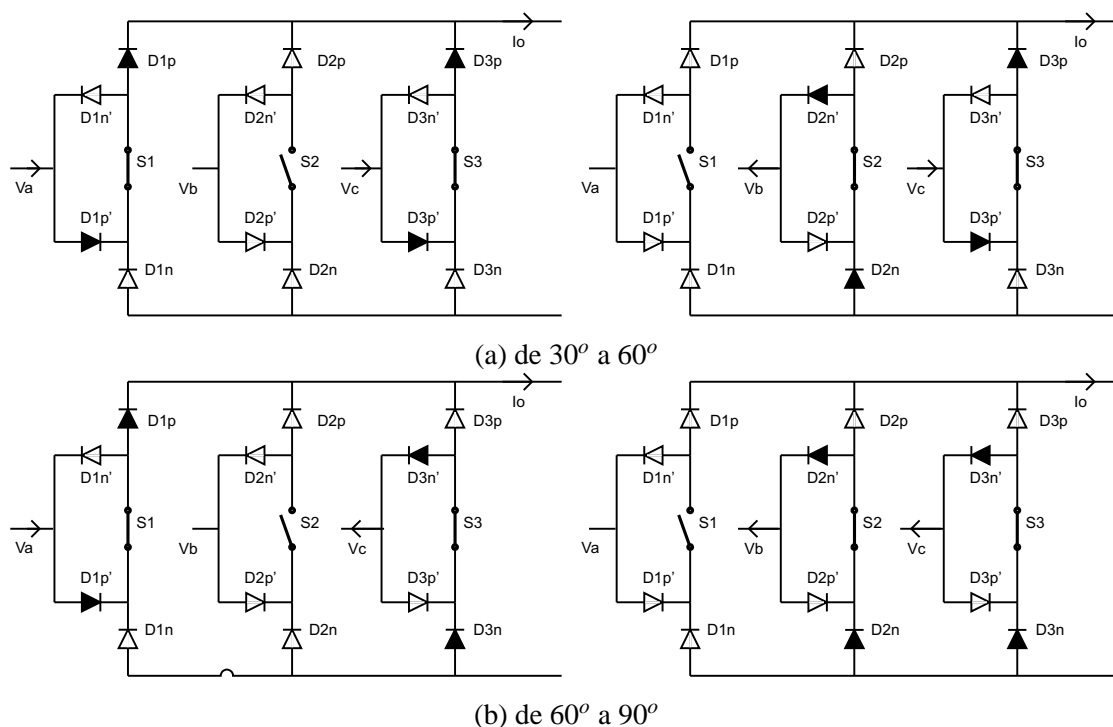


Figura 2.22: Etapas de Operação entre 30° e 90°

2.3.2 Estratégia SPWM de Três Níveis

Da estratégia de estados contíguos, seção 2.2.3, pode-se obter uma estratégia extremamente simples para o RTUB com diodo de roda-livre (D_{RL}), visto que a presença deste disponibiliza um caminho incondicional para a corrente de carga, eliminando todos os estados lógicos que executariam tal tarefa, caso este diodo não estivesse presente. Observando-se a transformação de dois para três níveis proposta na equação 2.5 e a respectiva forma de onda dos sinais modulantes resultantes para $y_{abc}(t)$ (vide Fig. 2.20), fica evidente que estes são suficientes para operar adequadamente um RTUB com D_{RL} , proporcionando correntes senoidais na entrada do retificador. Um resultado relevante de tal transformação é que a frequência resultante para $y_{abc}(t)$ é o dobro da frequência da portadora $v_T(t)$.

A tabela 2.6 apresenta-se simplificada para o retificador unidirecional devido à presença de apenas três interruptores, conforme a tabela 2.10.

Tabela 2.10: Estados de modulação.

Estado	Dois-Níveis			Três-Níveis			Interruptores		
	X1	X2	X3	Y1	Y2	Y3	S1	S2	S3
1	+1	+1	-1	0	+1	-1		1	1
2	+1	-1	+1	+1	-1	0	1	1	
3	+1	-1	-1	+1	0	-1	1		1
4	-1	+1	+1	-1	0	+1	1		1
5	-1	+1	-1	-1	+1	0	1	1	
6	-1	-1	+1	0	-1	+1		1	1
0	±1			0			Roda – Livre		

Em relação à proposta de modulação anteriormente apresentada, acrescenta-se um quarto estado de modulação, propriamente denominado "estado nulo, ou contíguo" que dar-se-á pelo diodo de rodalivre, segundo a tabela 2.11.

Tabela 2.11: Estados de modulação simplificado.

Estado	Interruptores		
	S1	S2	S3
1		1	1
2	1	1	
3	1		1
0	<i>Roda – Livre</i>		

Devido ao número reduzido de operações lógicas, citando a seção 2.2.3, as formas de onda dos sinais modulados obtidos para esta estratégia de modulação apresentam-se na Fig. 2.23.

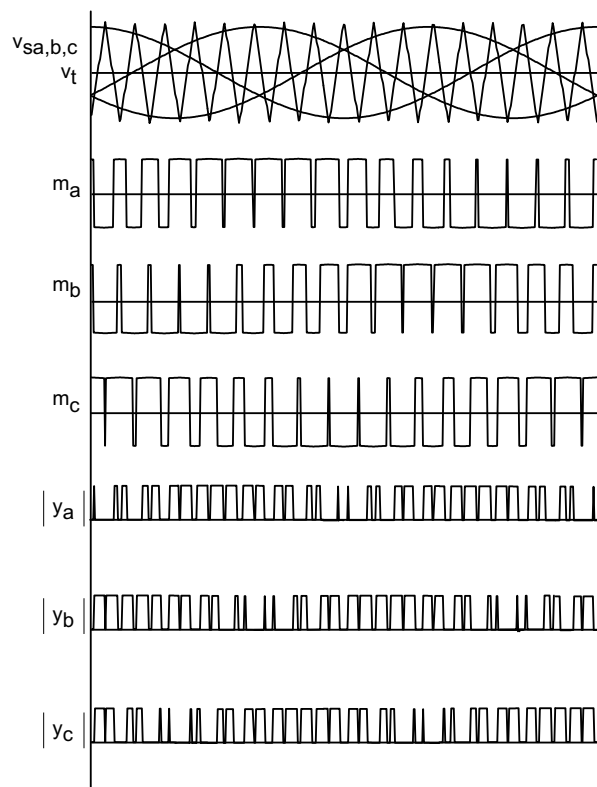


Figura 2.23: Formas de onda da modulação.

A seqüência e as etapas de operação entre 0° e 120° podem ser observadas na Fig. 2.24. De modo semelhante ao que foi exemplificado na Fig. 2.22, os três estados disponíveis e a circulação em roda-livre compõem as etapas de operação para o retificador unidirecional.

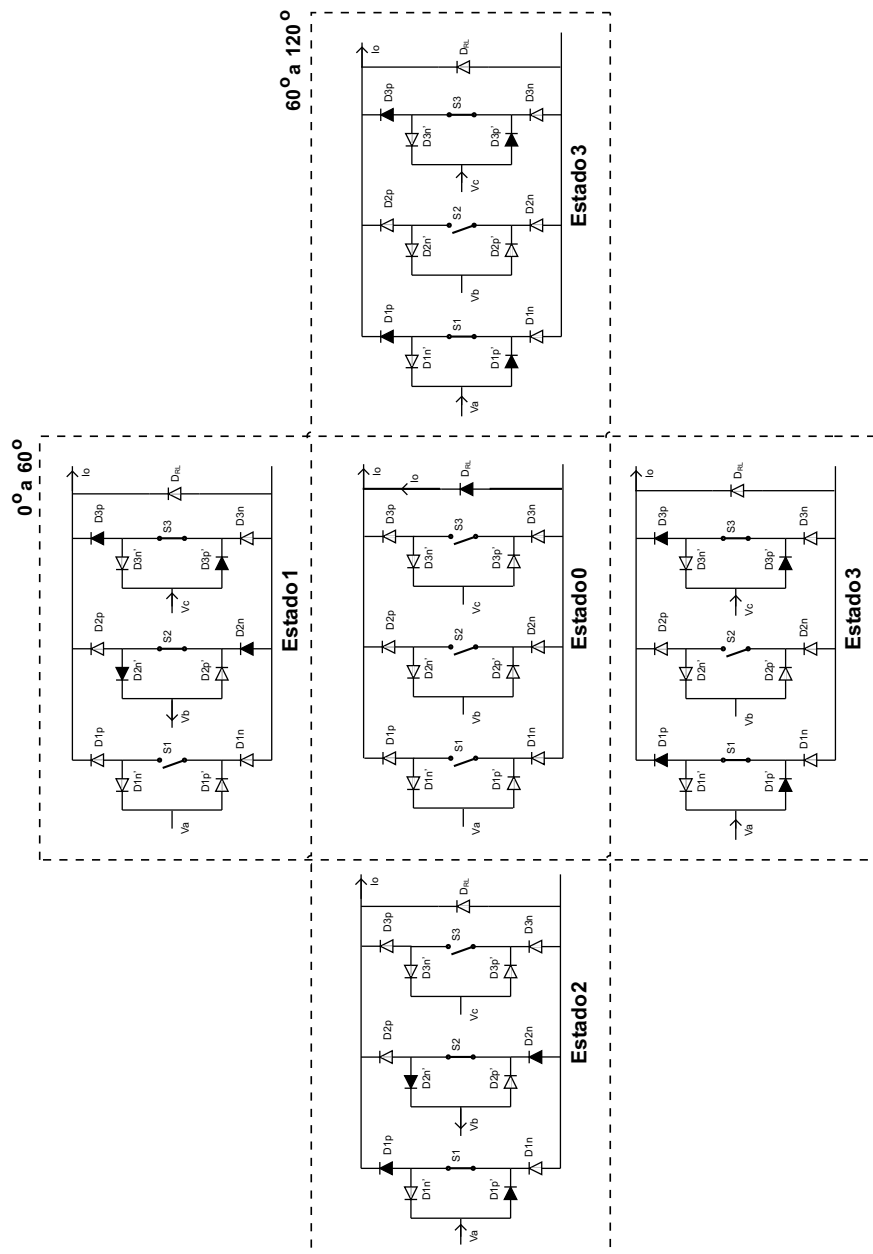


Figura 2.24: Conjunto de estados entre 0° e 120° para RTUB com D_{RL} .

2.4 Filtro de Entrada

Os retificadores PWM apresentam ampla empregabilidade, e uma das suas virtudes está na possibilidade de eliminação de harmônicas de baixa ordem e, conseqüentemente, na redução de peso e volume dos componentes do filtro de entrada em sistemas de retificação [11]. No entanto, mesmo com a evolução tecnológica dos semicondutores de potência, a demanda por maior processamento

de potência pelos retificadores trifásicos PWM sempre será contraposta pelo aumento do volume dos filtros de entrada.

Direcionando-se o estudo aos retificadores trifásicos PWM tipo Buck, os requisitos para eliminação das harmônicas de corrente são atendidos somente com o emprego de filtros passa-baixa na entrada de tais retificadores.

Uma metodologia de projeto de filtros de entrada, proposta em [11, 46], associou características de frequência, defasagem, taxa de distorção harmônica total (THD), bem como o custo por kVA demandado, como parâmetros de projeto para o desenvolvimento de filtros de entrada. Em outras, a exemplo de [25], propôs-se o uso de malhas de filtragem de maior ordem para um maior amortecimento (*damping*) ou até mesmo o amortecimento ativo, mas tais recursos seriam impedidos pelo custo de implementação, pelo volume e pela limitação da potência processada.

Nesta seção é abordado o desenvolvimento de parâmetros essenciais ao projeto de filtros de entrada do tipo passa-baixa destinados a retificadores trifásicos PWM tipo Buck. Considerando-se a Fig. 2.25, que ilustra o filtro de entrada LC , define-se que: R_s é a soma da resistência de linha mais a do filtro; L_s , a soma da indutância de linha mais a do filtro; R_{se} , a resistência série do capacitor de filtragem, e C_f , a capacitância de filtragem. Ainda, seja a fonte de corrente com harmônicas I_h e a fonte de tensão de fase V_f .

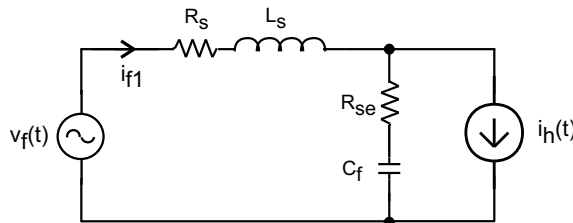


Figura 2.25: Diagrama para a componente fundamental.

Objetiva-se para tal filtro que as componentes harmônicas de alta frequência da corrente de carga, modulada pela ponte retificadora, sejam drenadas pelo capacitor de filtragem e, que a tensão sobre tal capacitor seja a mais próxima possível da tensão de fase da rede. Tal cuidado justifica-se para que o ganho de tensão ocasionado pelo filtro de entrada seja praticamente nulo, participando apenas como rede de retenção de harmônicas de corrente. Um outro ponto a ser considerado relaciona-se com a queda de tensão sobre os componentes em série com a linha, ou seja, a queda de tensão sobre o indutor do filtro e sua respectiva resistência, na frequência fundamental de $60Hz$, deve ser mínima.

Aplicando-se a técnica da superposição, pode-se representar o circuito da Fig. 2.25 pelo circuito da Fig. 2.26.

De tal circuito, obtém-se a função de transferência para o filtro de entrada no domínio da frequência:

$$G_{fca}(s) = \frac{i_{1,h}(s)}{i_h(s)} = \frac{R_{se} \cdot C_f + 1}{L_s \cdot C_f \cdot s^2 + (R_s + R_{se}) \cdot s + 1} \quad (2.8)$$

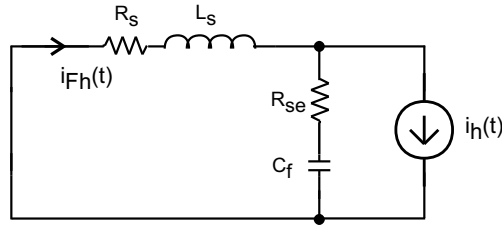


Figura 2.26: Diagrama para as componentes harmônicas.

Para facilitar as demais análises, pode-se adotar um capacitor ideal sem resistência série equivalente:

$$G_{fca}(s) = \frac{1}{L_s \cdot C_f \cdot s^2 + R_s \cdot s + 1} \quad (2.9)$$

Neste estudo, como parâmetro inicial escolhe-se a frequência de corte do filtro dividindo-se a frequência de comutação por uma constante ξ :

$$f_c = \frac{f_s}{\xi} \quad (2.10)$$

O valor de ξ é obtido conforme o desempenho verificado por simulação, de maneira que este resulte em uma frequência de corte baixa onde se tenha um ganho próximo a $0dB$ na frequência fundamental da rede trifásica. O segundo parâmetro escolhido é o da indutância L_s , que não deve apresentar um valor muito reduzido, para que não defina um capacitância exagerada, e muito menos uma reatância elevada na frequência fundamental.

Estimados tais valores, obtém-se a capacitância de filtragem da equação:

$$C_f = \frac{1}{L_s \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_c)^2} \quad (2.11)$$

O valor da resistência série determina-se no intuito de que a queda de tensão nela seja reduzida, e o fator de qualidade Q seja alocado entre 10 e 20.

Apresentando-se a equação em função da frequência angular de corte ω_c e do fator de qualidade Q , tem-se:

$$G_{fca}(s) = \frac{1}{\omega_c^2 + \frac{s}{Q \cdot \omega_c} + 1} \quad (2.12)$$

onde:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot C_f}} \quad (2.13)$$

$$Q = \frac{\sqrt{L_s \cdot C_f}}{R_s \cdot C_f} \quad (2.14)$$

No diagrama fasorial da Fig. 2.27, encontram-se representadas: a tensão de fase e a corrente de linha de entrada, V_f e I_f ; a tensão e a corrente no capacitor, V_{cf} e I_{cf} ; a tensão sobre o indutor, $I_f \cdot X_{Ls}$,

e o ângulo de defasagem ϕ .

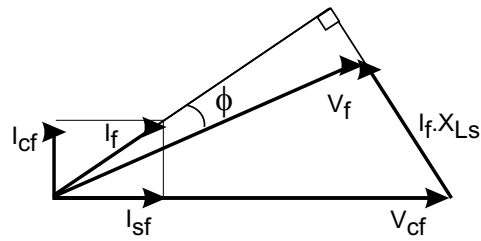


Figura 2.27: Diagrama fasorial para o filtro de entrada.

Do diagrama fasorial obtém-se a equação para o ângulo de defasagem ϕ :

$$\phi = \tan^{-1} \frac{V_{cf}}{I_f \cdot X_{Cf}} - \tan^{-1} \frac{X_{Ls} \cdot I_f}{V_{cf} \cdot \left(1 - \frac{X_{Ls}}{X_{Cf}}\right)} \quad (2.15)$$

Dependendo da modulação utilizada, pode-se optar por reduzido valor de L_s , pois este atuaria sobre as oscilações instantâneas da corrente complementarmente à filtragem obtida pelo capacitor. Assim, pode-se considerar que L_s determina a taxa de distorção harmônica total de corrente THD_i .

Ainda, pode-se adotar que o ângulo de defasagem seja determinado predominantemente pelo capacitor C_f , onde para uma reduzida reatância X_{Ls} bem como um ganho de tensão nulo $V_{cf} \approx V_f$, e deste resultaria uma equação simplificada para ϕ :

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\omega \cdot C_f \cdot V_f}{I_f} \right) \quad (2.16)$$

Conforme a técnica de modulação empregada, o conversor apresenta um conteúdo harmônico característico. Da análise de tal espectro define-se uma frequência de corte para o filtro ω_c abaixo da terceira harmônica. Do ângulo de defasagem ϕ , adequado ao projeto de valores de tensão e corrente característica do conversor, define-se um valor para a capacitância C_f . O valor de L_s é obtido inicialmente da equação de ω_c , podendo ser adequado de tal maneira que o ganho na frequência de corte $G_{fca}(j\omega_c)$ não amplifique excessivamente as componentes de baixa frequência distorcendo assim a corrente de entrada. O desenvolvimento do filtro de entrada pode ser resumido em um fluxograma, conforme a Fig. 2.28.

A ilustração da característica em frequência para o filtro de entrada dá-se no diagrama de Bode da Fig. 2.29. Apresenta-se o ganho do filtro $G_{fca}(f_c)$ na frequência de corte f_c e o fator de qualidade Q para três valores. Conforme já comentado, o ganho do filtro de entrada torna-se indesejável, principalmente para as componentes harmônicas de baixa ordem, como a 5ª e a 7ª, o que ocasionaria oscilações intoleráveis para a rede trifásica.

Para uma visualização da influência dos valores de C_f e L_s no ângulo de defasagem ϕ , a Fig. 2.30 ilustra um plano de defasagem para diversos valores de projeto de filtros de entrada. Fica evidente que o ângulo de defasagem pode encontrar-se em avanço ou em atraso, dependendo dos valores adotados, ou seja, o filtro será mais capacitivo ou mais indutivo.

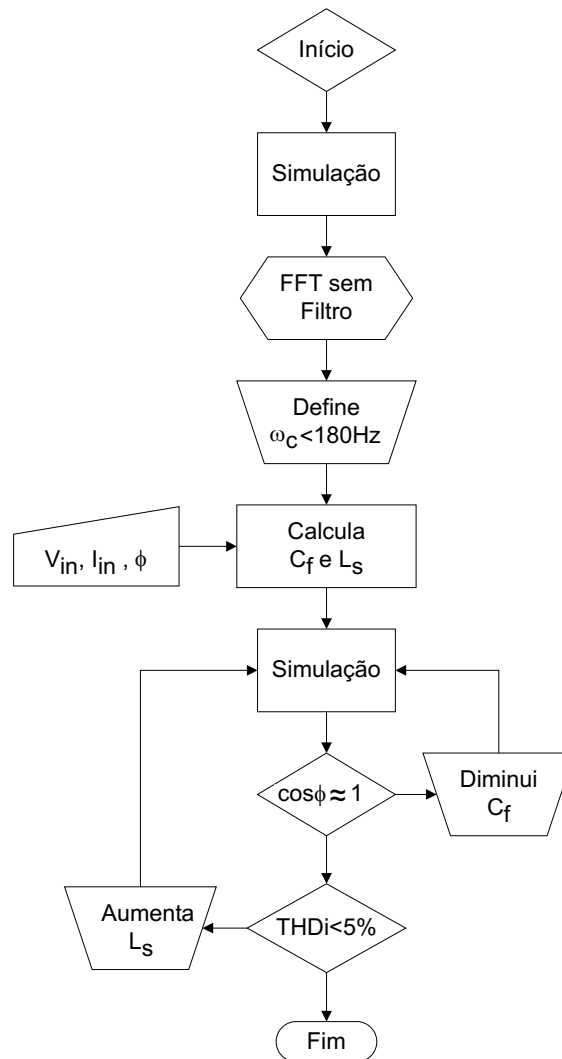


Figura 2.28: Fluxograma de desenvolvimento do filtro de entrada

2.5 Resultados de Simulação

Para um melhor entendimento sobre as técnicas de modulação até aqui apresentadas e mesmo para observações sobre o filtro de entrada CA, realizou-se uma série de simulações utilizando o *software* PSIM.

Os parâmetros comuns a todas as simulações apresentam-se na tabela 2.12 e os diagramas dos circuitos utilizados para as simulações encontram-se ilustrados no Apêndice A.

O filtro de entrada foi obtido com base no exposto na seção 2.4, com os seguintes valores: $R_s = 0,1\Omega$; $L_s = 7\text{mH}$ e $C_f = 95\mu\text{F}$. Para a modulação SPWM Contínua o valor da capacitância de filtragem foi elevado para $C_f = 150\mu\text{F}$ com o objetivo de atenuar os efeitos das harmônicas de corrente de baixa ordem que apresentavam-se mais acentuados para esta técnica de modulação.

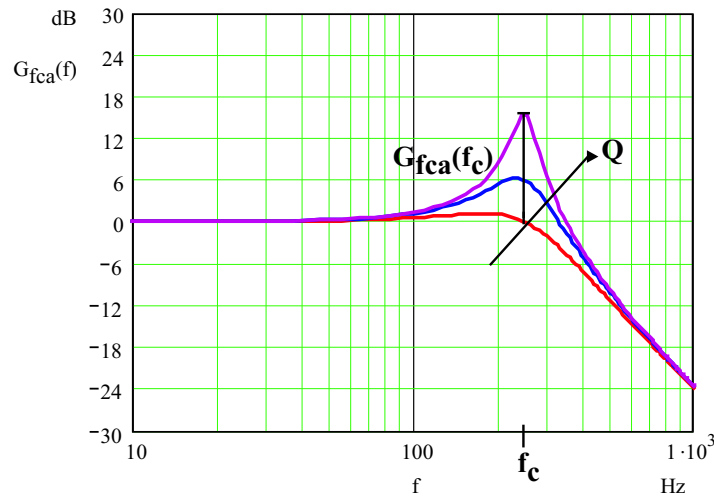


Figura 2.29: Diagrama de Bode para o filtro de entrada.

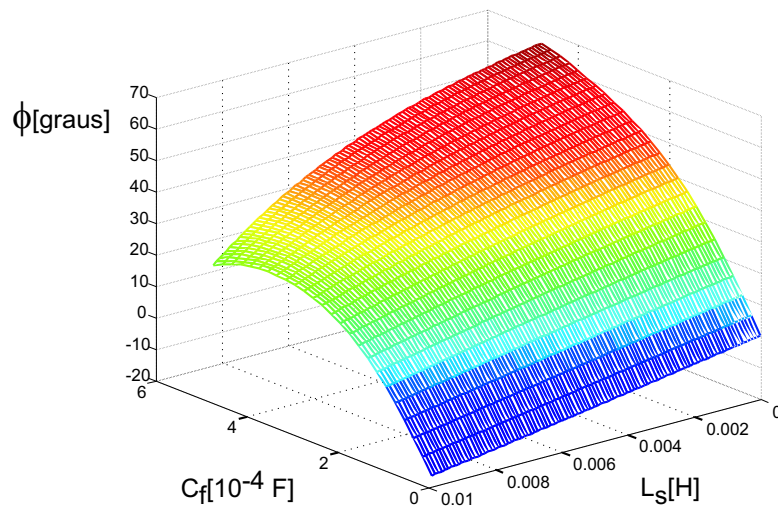


Figura 2.30: Plano de defasagem.

2.5.1 Modulação SPWM

Para esta primeira técnica de modulação a defasagem entre a corrente de linha e a tensão de fase da rede pode ser observada na Fig. 2.31, com $\cos \phi = 0,93$ em avanço. Confirmando o inicialmente proposto na seção 2.4, a tensão sobre o capacitor C_f segue a tensão da rede, estando praticamente em fase e com um ganho em amplitude que não chega a comprometer a qualidade da tensão retificada na carga, como ilustrado na Fig. 2.32.

Na Fig. 2.33 nota-se o efeito da função de comutação do braço a sobre a corrente de linha não-filtrada. A tensão retificada obtida com esta modulação apresenta-se na Fig. 2.34, onde se observa a inexistência de instantes com tensão nula para a carga, o que resulta em uma tensão média de 452V, um pouco superior à esperada.

Tabela 2.12: Parâmetros para as simulações.

$V_{fase} = 220V_{ef}$	tensão de fase eficaz;
$P_o = 8kW$	potência na carga;
$V_o = 400V$	tensão média na carga;
$I_o = 20A$	corrente na carga;
$f_c = 15kHz$	frequência de comutação;
$D = 0,8$	razão cíclica de operação;

2.5.2 Modulação SPWM Contínua

Para esta modulação o aumento da capacitância do filtro aumentou a defasagem entre a tensão e a corrente de entrada, resultando em um $\cos \phi = 0,83$ em avanço, mas com os efeitos das componentes harmônicas de baixa ordem, onde se incluem a 5ª e a 7ª, praticamente eliminadas (Fig. 2.35). Obviamente, devido ao maior valor de capacitância C_f , a tensão sobre este apresenta um ganho mais expressivo em amplitude e uma leve defasagem em relação à tensão de fase da rede, como mostra a Fig. 2.36.

Na Fig. 2.37 nota-se que a modulação sobre a corrente de linha originada pela ponte retificadora dá-se continuamente. A forma da tensão retificada na carga, vista na Fig. 2.38, apresenta valores nulos em alguns instantes devido à defasagem entre a tensão de fase da rede e a tensão sobre o capacitor C_f .

Quando o ganho de tensão sobre os capacitores de filtragem e a defasagem da tensão nestes em relação à rede trifásica é significativa faz-se necessária a inclusão da tensão sobre capacitores C_f nas variáveis de controle do retificador de maneira a compensar estas diferenças em relação à rede.

2.5.3 Modulação SPWM por Estados Contíguos

A modulação por estados contíguos é a que apresenta a melhor qualidade das três técnicas escalares apresentadas, afirmação que será justificada nas figuras seguintes.

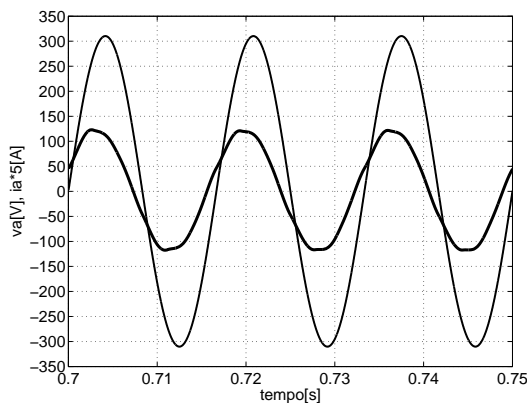


Figura 2.31: Tensão de fase e corrente de linha na entrada.

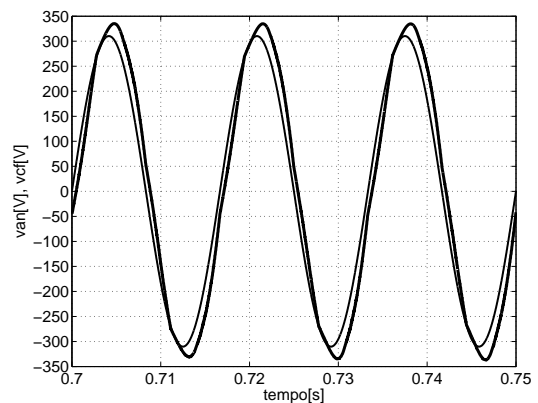


Figura 2.32: Tensão sobre C_f e tensão de fase de entrada.

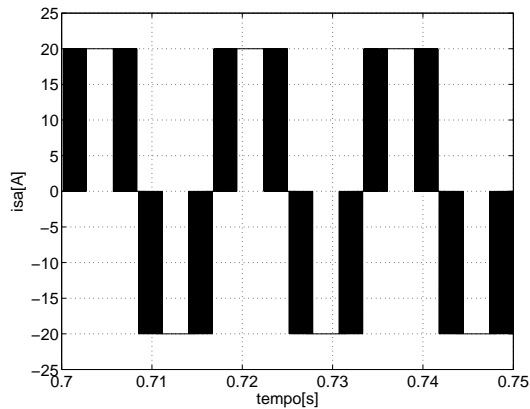


Figura 2.33: Corrente de linha não-filtrada i_{sa} .

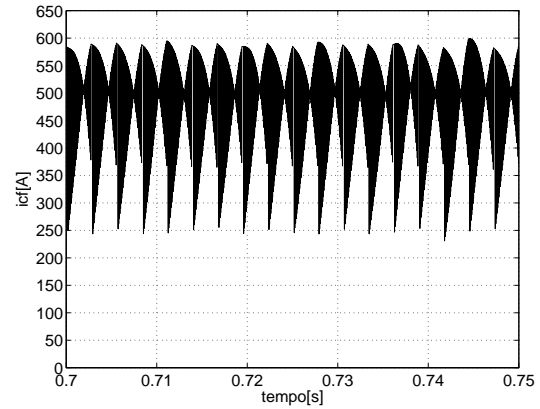


Figura 2.34: Tensão retificada V_o aplicada na carga.

Na Fig. 2.39 inicialmente fica evidente a qualidade da corrente de linha na entrada, sendo praticamente uma senóide com dominância da frequência fundamental de $60Hz$. Tal qualidade de modulação e filtragem reflete-se na tensão sobre os capacitores C_f (Fig. 2.40), que segue a tensão de rede com distorção inferior à apresentada pela primeira modulação SPWM.

A modulação apresentada pela corrente de linha originada pelo braço a da ponte retificadora, como apresenta a Fig. 2.41, facilita a filtragem e influencia diretamente na boa qualidade das correntes de entrada. A tensão retificada, vista na Fig. 2.42, é praticamente a tensão retificada originada por uma ponte trifásica não-controlada adicionada dos estados contíguos que determinam os instantes de tensão nula para a carga. A tensão média obtida para esta modulação é a mais próxima da ideal, com um valor de $V_o = 407V$.

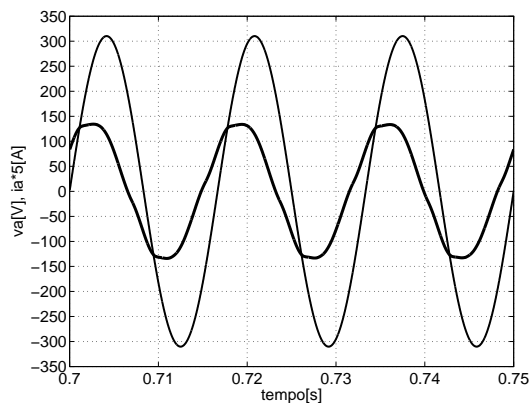


Figura 2.35: Tensão de fase e corrente de linha na entrada.

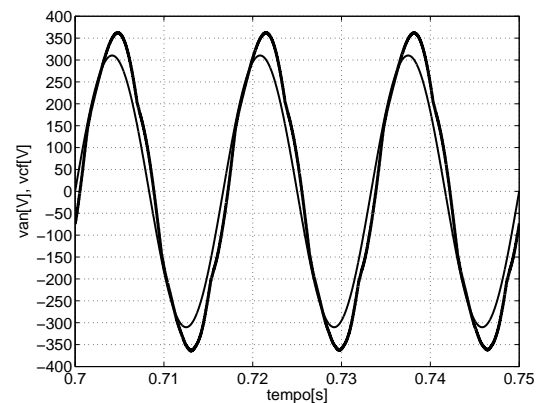


Figura 2.36: Tensão sobre o C_f e tensão de fase de entrada.

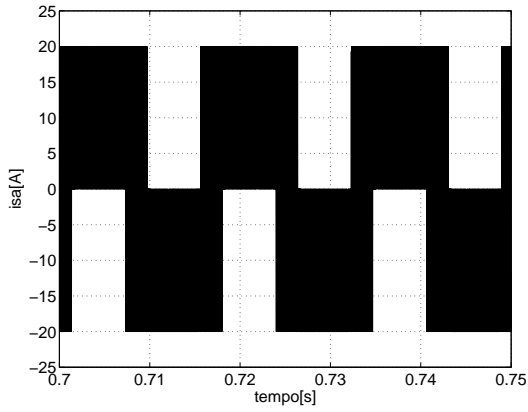


Figura 2.37: Corrente de linha não-filtrada i_{sa} .

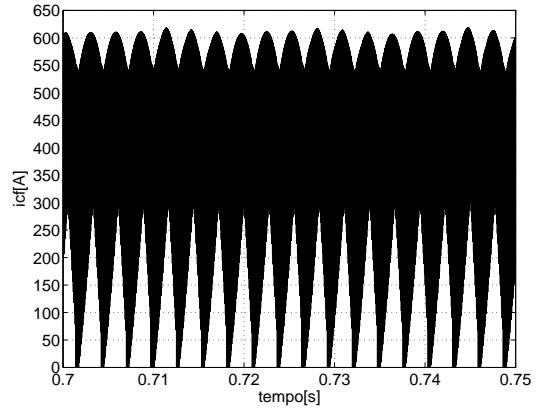


Figura 2.38: Tensão retificada V_o aplicada à carga.

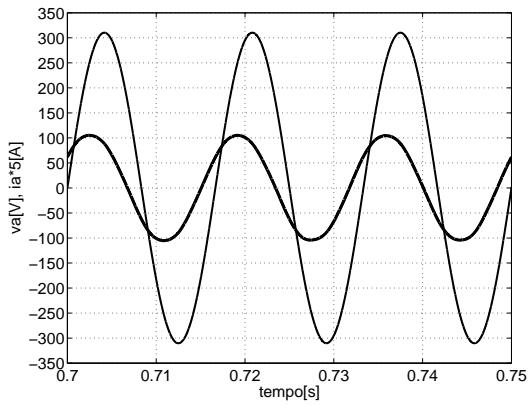


Figura 2.39: Tensão de fase e corrente de linha na entrada.

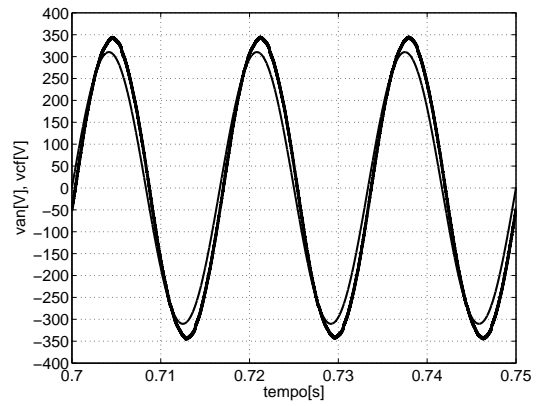


Figura 2.40: Tensão sobre C_f e tensão de fase de entrada.

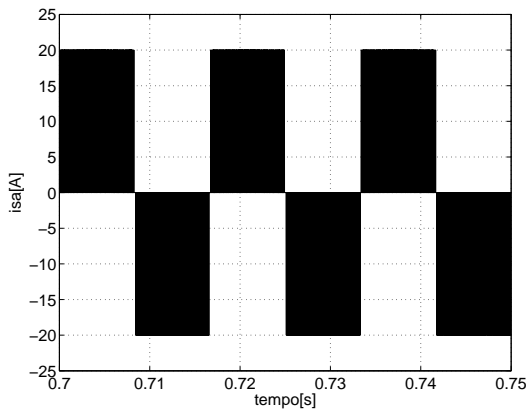


Figura 2.41: Corrente de linha não-filtrada i_{sa} .

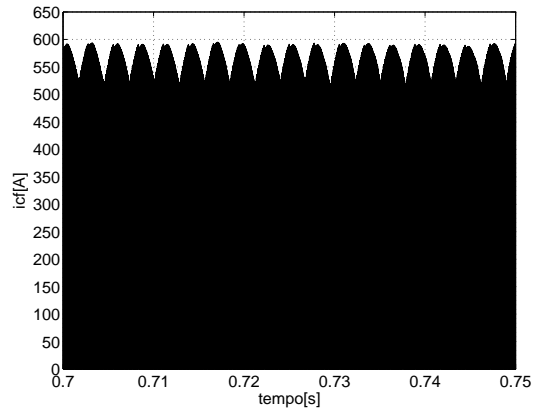


Figura 2.42: Tensão retificada V_o aplicada à carga.

2.6 Conclusões

No presente capítulo foram apresentadas as peculiaridades operacionais e topológicas e essencialmente três técnicas para a modulação escalar de retificadores Buck trifásicos PWM. Ao final deste contato com as propriedades da modulação evidenciaram-se as possibilidades de proposição de outras técnicas de modulação escalar e, mesmo que não abordado neste trabalho, a utilização de técnicas de modulação vetorial.

Uma modulação PWM pode ainda proporcionar facilidades ou dificuldades quanto à eliminação das componentes harmônicas das correntes de entrada, onde os fatores de qualidade do filtro, como a defasagem e a potência reativa drenada por ele, são diretamente influenciados, proporcionando ou não uma carga de qualidade à rede trifásica.

A modulação adequada aos objetivos deste trabalho é a de estados contíguos por apresentar uma modulação ininterrupta, no que refere-se a interruptores habilitados e conduzindo continuamente durante um subperíodo da frequência de rede, o que possibilitará a associação do retificador a um transformador e a transferência de energia em alta-frequência.

Capítulo 3

Modelagem e Controle

3.1 Introdução

No meio científico, a partir de análises adequadas pode-se obter modelos matemáticos para representar os complexos sistemas em estudo com o objetivo de que tal representação demonstre o comportamento do sistema em análise para diversas condições de operação. Entre as técnicas de modelagem de conversores estáticos, a representação por equações diferenciais e pela linearização em torno do ponto de operação do conversor é uma das mais utilizadas.

A modelagem de retificadores trifásicos normalmente envolveria um elevado número de equações, de maneira a contemplar as três fases de tais estruturas. Para redução das manipulações algébricas e conseqüentemente das equações representativas, utilizam-se amplamente técnicas de transformação de sistemas trifásicos em sistemas bifásicos, sendo entre as mais empregadas a Transformação de Clarke/Park [5, 10]. No entanto, em conversores estáticos complexos como os retificadores trifásicos, neste caso os bidirecionais PWM tipo Buck, a obtenção de equações não-lineares é esperada, o que demandaria o uso de técnicas de controle não-linear ou técnicas de linearização de tais equações, obtendo-se assim modelos simplificados [20, 22, 23, 31].

Este capítulo será desenvolvido com o intuito de capitalizar o conhecimento disponível na literatura sobre a modelagem e controle de retificadores Buck trifásicos servindo de base para a topologia afim deste trabalho.

3.2 Ganho Estático

Para as estratégias de modulação abordadas no capítulo 2, pode-se realizar uma mesma análise para representação e obtenção do ganho estático do retificador trifásico PWM tipo Buck. Tal análise dá-se inicialmente pelas equações 1.1 e 1.2 que definem as propriedades básicas do retificador Buck, onde as tensões de entrada jamais são curto-circuitadas e o caminho para a corrente de carga é sempre disponibilizado.

Considera-se a Fig. 3.1, onde faz-se uma representação da ligação imaginária entre um ponto médio da carga e o neutro, também imaginário, das fontes (visto que as análises deste trabalho são para conexões sem o neutro) para facilitar a obtenção do ganho estático de tensão. As equações 3.1 e 3.2 representam as correntes na entrada da ponte retificadora e a tensão retificada. Portanto, sejam as correntes de entrada da ponte retificadora originadas pela corrente de carga modulada pelas funções de comutação:

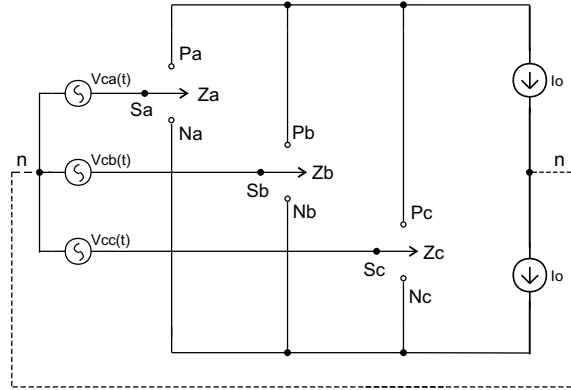


Figura 3.1: Circuito ideal do retificador Buck.

$$\begin{bmatrix} i_{sa}(t) \\ i_{sb}(t) \\ i_{sc}(t) \end{bmatrix} = I_o \cdot \begin{bmatrix} S_a(t) \\ S_b(t) \\ S_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Seja a tensão da ponte retificadora:

$$v_{ret}(t) = \begin{bmatrix} m_a(t) \\ m_b(t) \\ m_c(t) \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Tendo-se tensões de fase equilibradas e correntes de linha, pode-se decompor a equação 3.2 em:

$$v_{ret}(t) = \begin{bmatrix} \sqrt{2} \cdot V_{ef} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdots \\ + \sqrt{2} \cdot V_{ef} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - 120^\circ) \cdot M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - 120^\circ) \cdots \\ + \sqrt{2} \cdot V_{ef} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + 120^\circ) \cdot M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + 120^\circ) \cdots \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$v_{ret}(t) = \begin{bmatrix} \sqrt{2} \cdot V_{ef} \cdot M \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t) \cdots \\ + \sqrt{2} \cdot V_{ef} \cdot M \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t - 120^\circ) \cdots \\ + \sqrt{2} \cdot V_{ef} \cdot M \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t + 120^\circ) \cdots \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Na equação 3.4, isolando-se os termos comuns e sabendo-se que o somatório das senóides elevadas ao quadrado é igual a um, obtém-se a equação do ganho estático de tensão em valores médios para o

retificador trifásico PWM tipo Buck:

$$V_o = \frac{3}{\sqrt{2}} \cdot M \cdot V_{ef} \quad (3.5)$$

Neste estudo, utilizou-se a metodologia de equacionamento e a técnica de linearização utilizada em [8], além das técnicas de controle linear [4] para o retificador trifásico bidirecional PWM tipo Buck.

3.3 Modelo do Conversor a Partir da Entrada (CA)

Admitindo-se que a rede de alimentação se apresenta como um barramento infinito, as tensões trifásicas são definidas pelas equações 3.7:

$$\begin{cases} v_a(t) = V_{pk} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + 0^\circ) \\ v_b(t) = V_{pk} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - 120^\circ) \\ v_c(t) = V_{pk} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + 120^\circ) \end{cases} \quad (3.6)$$

Para representação do retificador Buck bidirecional adota-se a Fig. 3.1, utilizando-se a ligação de um neutro imaginário para melhor visualização da circulação da corrente de carga e composição das correntes de entrada. Sendo positiva a corrente da fase a , o interruptor S_a apresenta-se conectado ao barramento superior da ponte retificadora, sendo feita uma analogia para os demais interruptores e estados para um ciclo de operação.

Da figura 3.1 podem-se definir as seguintes regras para correntes de entrada em três níveis:

$$\begin{cases} m_{a,b,c}(t) = 1 \Rightarrow S_{a,b,c} = P_{a,b,c} \Rightarrow i_{sa, sb, sc}(t) = I_o; \\ m_{a,b,c}(t) = 0 \Rightarrow S_{a,b,c} = Z_{a,b,c} \Rightarrow i_{sa, sb, sc}(t) = 0; \\ m_{a,b,c}(t) = -1 \Rightarrow S_{a,b,c} = N_{a,b,c} \Rightarrow i_{sa, sb, sc}(t) = -I_o; \end{cases} \quad (3.7)$$

Como esperado, as correntes de entrada da ponte retificadora $[i_s(t)]_{abc}$ apresentam-se segundo a modulação dos braços. Tem-se, então, a corrente de entrada definida pela expressão:

$$[i_s(t)]_{abc} = I_o \cdot [m(t)]_{abc} \quad (3.8)$$

Pode-se analisar o circuito equivalente da entrada apresentado na Fig. 3.2, por variáveis de fase, ou seja, como circuitos monofásicos definidos pela equação 3.9 e a equação 3.11.

$$[i(t)]_{abc} = [i_c(t)]_{abc} + [i_s(t)]_{abc} \quad (3.9)$$

$$[i(t)]_{abc} = C_f \cdot \frac{d}{dt} [v_c(t)]_{abc} + [i_s(t)]_{abc} \quad (3.10)$$

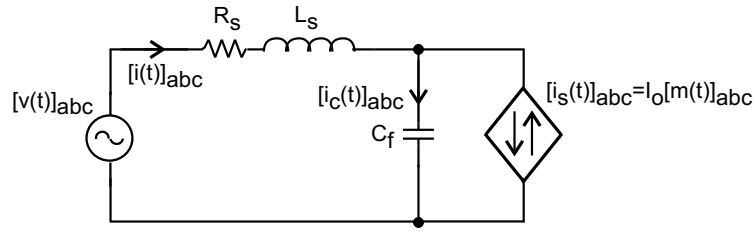


Figura 3.2: Circuito equivalente da entrada.

$$[v_c(t)]_{abc} = [v(t)]_{abc} - L_s \cdot \frac{d}{dt} [i_s(t)]_{abc} - R_s \cdot [i(t)]_{abc} \quad (3.11)$$

Substituindo 3.8 em 3.10,

$$[i(t)]_{abc} = C_f \cdot \frac{d}{dt} [v_c(t)]_{abc} + I_o \cdot [m(t)]_{abc} \quad (3.12)$$

Da inserção da equação 3.11 em 3.12, obtém-se a equação das correntes de linha de entrada:

$$[i(t)]_{abc} = C_f \cdot \frac{d}{dt} [v(t)]_{abc} - L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2}{dt^2} [i(t)]_{abc} - R_s \cdot C_f \cdot \frac{d}{dt} [i(t)]_{abc} + I_o \cdot [m(t)]_{abc} \quad (3.13)$$

Nas análises subseqüentes utiliza-se a Transformada de Clarke/Park [5] para transformação do sistema trifásico em questão em um sistema de coordenadas estacionárias, sendo uma componente direta (*eixo d*), uma componente em quadratura (*eixo q*) e uma componente zero (0). Para tal realização utiliza-se a matriz transformação a seguir:

$$B = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\omega t) & -\text{sen}(\omega t) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\omega t - 120^\circ) & -\text{sen}(\omega t - 120^\circ) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\omega t + 120^\circ) & -\text{sen}(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

A matriz transformação B é uma matriz diagonal, o que implica na igualdade entre sua transposição e sua inversão, ou seja:

$$B^{-1} = B^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t + 120^\circ) \\ -\text{sen}(\omega t) & -\text{sen}(\omega t - 120^\circ) & -\text{sen}(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Para que se obtenha a representação das variáveis trifásicas da equação 3.13 em variáveis estacionárias $dq0$ adotam-se as expressões a seguir:

$$\begin{cases} [v(t)]_{abc} = B \cdot [v(t)]_{dq0} \\ [i(t)]_{abc} = B \cdot [i(t)]_{dq0} \\ [m(t)]_{abc} = B \cdot [m(t)]_{dq0} \end{cases} \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned} B \cdot [i(t)]_{dqo} = C_f \cdot \frac{d}{dt} \left(B \cdot [v(t)]_{dqo} \right) - L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2}{dt^2} \left(B \cdot [i(t)]_{dqo} \right) \cdots \\ - R_s \cdot C_f \cdot \frac{d}{dt} \left(B \cdot [i(t)]_{dqo} \right) + I_o \cdot \left(B \cdot [m(t)]_{dqo} \right) \end{aligned} \quad (3.17)$$

$$\begin{aligned} [i(t)]_{dqo} = C_f \cdot B^{-1} \cdot \frac{d}{dt} \left(B \cdot [v(t)]_{dqo} \right) - L_s \cdot C_f \cdot B^{-1} \cdot \frac{d^2}{dt^2} \left(B \cdot [i(t)]_{dqo} \right) \cdots \\ - R_s \cdot C_f \cdot B^{-1} \cdot \frac{d}{dt} \left(B \cdot [i(t)]_{dqo} \right) + I_o \cdot [m(t)]_{dqo} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Realizando-se apropriadamente as derivações:

$$\begin{aligned} [i(t)]_{dqo} = C_f \cdot B^{-1} \cdot \left[[v(t)]_{dqo} \cdot \frac{dB}{dt} + B \cdot \frac{d}{dt} [v(t)]_{dqo} \right] \cdots \\ - L_s \cdot C_f \cdot B^{-1} \cdot \left[B \cdot \frac{d^2}{dt^2} [i(t)]_{dqo} + 2 \cdot \frac{dB}{dt} \cdot \frac{d}{dt} [i(t)]_{dqo} + [i(t)]_{dqo} \cdot \frac{d^2 B}{dt^2} \right] \cdots \\ - R_s \cdot C_f \cdot \left[B^{-1} \cdot \frac{dB}{dt} \cdot [i(t)]_{dqo} + \frac{d}{dt} [i(t)]_{dqo} \right] + I_o \cdot [m(t)]_{dqo} \end{aligned} \quad (3.19)$$

O resultado das derivações da matriz transformação B é dado pelas matrizes:

$$\begin{aligned} B^{-1} \cdot \frac{dB}{dt} = \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \\ B^{-1} \cdot \frac{d^2 B}{dt^2} = \omega^2 \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.20)$$

Substituindo apropriadamente 3.20 em 3.19, obtém-se:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_o(t) \\ i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} = \omega \cdot C_f \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ -v_q(t) \\ v_d(t) \end{bmatrix} + C_f \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_o(t) \\ v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} \cdots \\ - L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2}{dt^2} \begin{bmatrix} i_o(t) \\ i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} - 2 \cdot \omega \cdot L_s \cdot C_f \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 0 \\ -i_q(t) \\ i_d(t) \end{bmatrix} - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ -i_d(t) \\ -i_q(t) \end{bmatrix} \cdots \\ - \omega \cdot R_s \cdot C_f \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ -i_q(t) \\ i_d(t) \end{bmatrix} - R_s \cdot C_f \cdot \begin{bmatrix} i_o(t) \\ i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} + I_o \cdot \begin{bmatrix} m_o(t) \\ m_d(t) \\ m_q(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Construtivamente, o retificador Buck em análise *não apresenta neutro*. Desta forma, anulam-se as componentes de seqüência zero, $v_o(t)$ e $i_o(t)$, obtendo-se as equações em componentes direta e de quadratura:

$$\begin{aligned} i_d(t) = & -\omega \cdot C_f \cdot v_q(t) + C_f \cdot \frac{dv_d(t)}{dt} - L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2 i_d(t)}{dt^2} + 2 \cdot \omega L_s \cdot C_f \cdot \frac{di_q(t)}{dt} \dots \\ & + \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f \cdot i_d(t) + \omega \cdot R_s \cdot C_f \cdot i_q(t) - R_s \cdot C_f \cdot \frac{di_d(t)}{dt} + I_o \cdot m_d(t) \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$\begin{aligned} i_q(t) = & \omega \cdot C_f \cdot v_d(t) + C_f \cdot \frac{dv_q(t)}{dt} - L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2 i_q(t)}{dt^2} - 2 \cdot \omega L_s \cdot C_f \cdot \frac{di_d(t)}{dt} \dots \\ & + \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f \cdot i_q(t) - \omega \cdot R_s \cdot C_f \cdot i_d(t) - R_s \cdot C_f \cdot \frac{di_q(t)}{dt} + I_o \cdot m_q(t) \end{aligned} \quad (3.23)$$

Isolando os termos em $i_d(t)$ na equação 3.22:

$$\begin{aligned} L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2 i_d(t)}{dt^2} + R_s \cdot C_f \cdot \frac{di_d(t)}{dt} - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f \cdot i_d(t) + i_d(t) = & -\omega \cdot C_f \cdot v_q(t) \dots \\ & + C_f \cdot \frac{dv_d(t)}{dt} + 2 \cdot \omega L_s \cdot C_f \cdot \frac{di_q(t)}{dt} + \omega \cdot R_s \cdot C_f \cdot i_q(t) + I_o \cdot m_d(t) \end{aligned} \quad (3.24)$$

Isolando os termos em $i_q(t)$ na equação 3.23:

$$\begin{aligned} L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2 i_q(t)}{dt^2} + R_s \cdot C_f \cdot \frac{di_q(t)}{dt} - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f \cdot i_q(t) + i_q(t) = & \omega \cdot C_f \cdot v_d(t) \dots \\ & + C_f \cdot \frac{dv_q(t)}{dt} - 2 \cdot \omega L_s \cdot C_f \cdot \frac{di_d(t)}{dt} \dots + \omega \cdot R_s \cdot C_f \cdot i_d(t) + I_o \cdot m_q(t) \end{aligned} \quad (3.25)$$

No intuito de facilitar as análises procedentes, faz-se uma adequação de referencial avançando em 90° as tensões de entrada. Assim, a transformação das tensões de entrada em coordenadas estacionárias $dq0$ apresenta-se da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} v_o(t) \\ v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} = B^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_{pk} \cdot \sin(\omega \cdot t + 90^\circ) \\ V_{pk} \cdot \sin(\omega \cdot t - 30^\circ) \\ V_{pk} \cdot \sin(\omega \cdot t + 210^\circ) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ V_{pk} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Tal adequação de referencial permite que o vetor transformado resultante, apresentado em 3.26, encontre-se alinhado com o eixo direto das coordenadas $dq0$. Assim, tem-se apenas a componente de tensão direta $v_d(t)$ definida por um valor médio. Da substituição da transformação das tensões de

entrada 3.26 nas equações em 3.21 origina-se o sistema transformado com o novo referencial.

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} i_o(t) \\ i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} &= \omega \cdot C_f \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{pk} \end{bmatrix} - L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2}{dt^2} \begin{bmatrix} i_o(t) \\ i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} \dots \\
 -2 \cdot \omega \cdot L_s \cdot C_f \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 0 \\ -i_q(t) \\ i_d(t) \end{bmatrix} - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ -i_d(t) \\ -i_q(t) \end{bmatrix} - \omega \cdot R_s \cdot C_f \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ -i_q(t) \\ i_d(t) \end{bmatrix} \dots \quad (3.27) \\
 -R_s \cdot C_f \cdot \begin{bmatrix} i_o(t) \\ i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} + I_o \begin{bmatrix} m_o(t) \\ m_d(t) \\ m_q(t) \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

As equações em 3.27 podem ser representadas em circuitos equivalentes, que descrevem a seqüência zero, a coordenada direta e a de quadratura, presentes na Fig. 3.3.

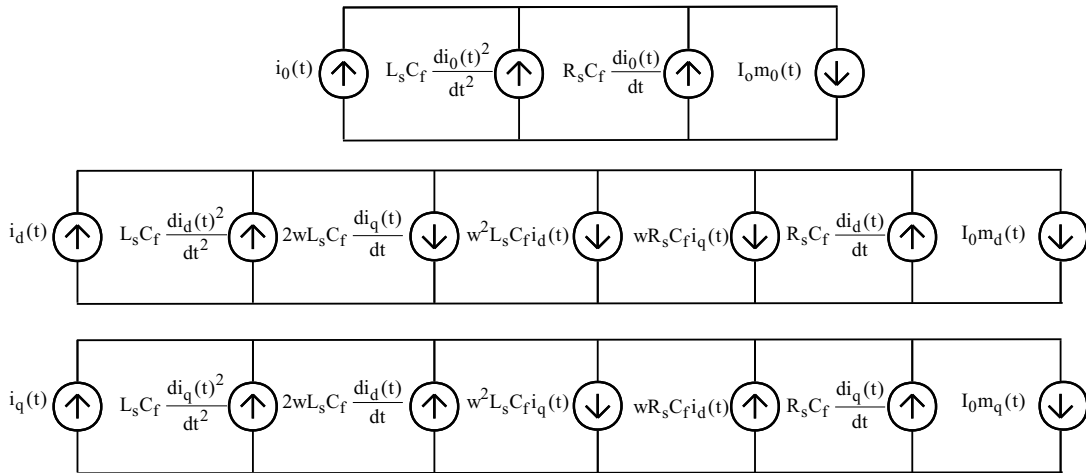


Figura 3.3: Circuito equivalente para seqüência $dq0$.

Na equação 3.24 nota-se a presença da variável da corrente de quadratura $i_q(t)$ e semelhantemente a variável de corrente direta $i_d(t)$ na equação 3.25. Admite-se então que tais equações estão *acopladas*.

Pode-se ainda representar o retificador definindo as variáveis de entrada $m_d(t)$ e $m_q(t)$ pelas variáveis de saída $i_d(t)$ e $i_q(t)$, estando estas no ponto de operação. Na Fig. 3.4 representam-se as equações com variáveis acopladas em coordenadas dq para um retificador Buck, para os índices de modulação M_d e M_q no ponto de operação.

3.3.1 Modelo do Conversor a Partir da Entrada em Regime Permanente

Representando-se as equações 3.24 e 3.25 em valores médios, têm-se as equações dos índices de modulação M_d e M_q no ponto de operação do conversor.

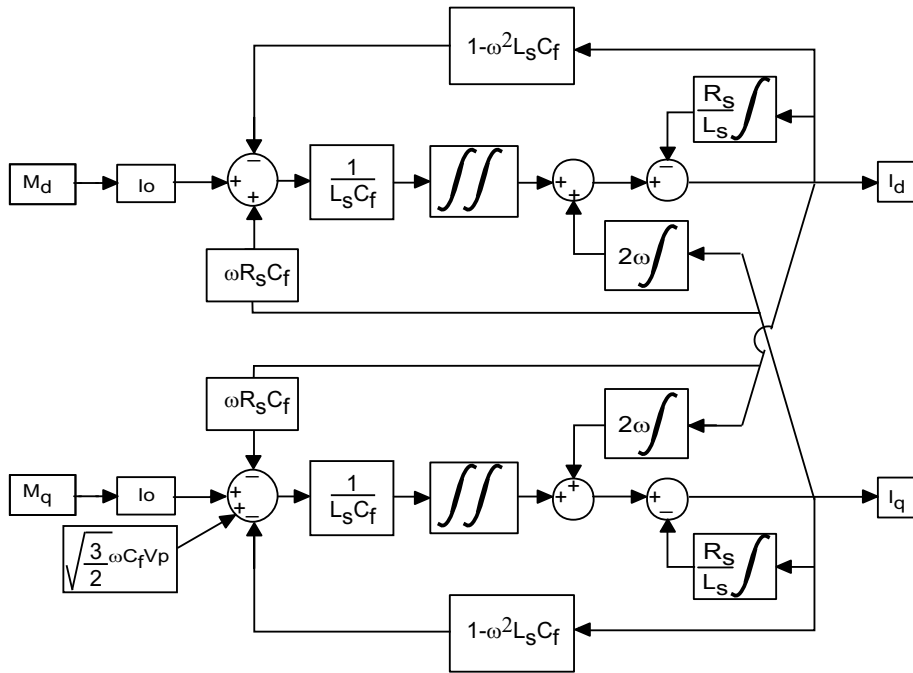


Figura 3.4: Diagrama de blocos do retificador Buck em coordenadas dqo .

$$\begin{cases} I_d - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f \cdot I_d = \omega \cdot R_s \cdot C_f \cdot I_q + I_o \cdot M_d \\ I_q - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f \cdot I_q = \omega \cdot C_f \cdot V_d - \omega \cdot R_s \cdot C_f \cdot I_d + I_o \cdot M_q \end{cases} \quad (3.28)$$

Adotando-se a notação em frequência angular de corte do filtro de entrada:

$$\omega_c^2 = \frac{1}{L_s \cdot C_f} \quad (3.29)$$

As expressões em 3.28 podem ser representadas na seguinte forma:

$$M_d = \frac{I_d}{I_o} \cdot \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2}\right) - \omega \cdot R_s \cdot C_f \cdot \frac{I_q}{I_o} \quad (3.30)$$

$$M_q = \frac{I_q}{I_o} \cdot \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2}\right) + \omega \cdot R_s \cdot C_f \cdot \frac{I_d}{I_o} - \omega \cdot C_f \cdot \frac{V_d}{I_o} \quad (3.31)$$

Sabendo-se que as potências ativa e reativa da entrada podem ser representadas em componentes estacionárias, onde P_o é a potência demanda pela carga e ϕ o ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente de entrada, pode-se obter:

$$\begin{cases} P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = V_d \cdot I_d \\ Q_{in} = P_{in} \cdot \tan\phi = V_d \cdot I_q \end{cases} \quad (3.32)$$

Substituindo as correntes da equação 3.32 nas equações 3.30 e 3.31, definem-se as equações dos

índices de modulação no *ponto de operação* do retificador Buck:

$$M_d = \left[\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{P_o}{\eta \cdot V_p \cdot I_o} \cdot \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2} \right) \right] - \left[\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{\omega \cdot R_s \cdot C_f \cdot P_o \cdot \tan\phi}{\eta \cdot V_p \cdot I_o} \right] \quad (3.33)$$

$$M_q = \left[\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{P_o \cdot \tan\phi}{\eta \cdot V_p \cdot I_o} \cdot \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2} \right) \right] + \left[\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{\omega \cdot R_s \cdot C_f \cdot P_o}{\eta \cdot V_p \cdot I_o} \right] - \left[\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{\omega \cdot C_f \cdot V_p}{I_o} \right] \quad (3.34)$$

3.3.2 Obtenção da Função de Transferência do Conversor a Partir da Entrada

Para a obtenção da função de transferência com as variáveis adequadas devem-se suprimir as variáveis de acoplamento nas equações 3.24 e 3.25. O desacoplamento das variáveis direta e de quadratura dá-se eliminando as variáveis cruzadas, isto é possível inserindo as novas variáveis $m'_d(t)$ e $m'_q(t)$ nas equações 3.24 e 3.25:

$$m'_d(t) = m_d(t) \cdot I_o + \omega \cdot R_s \cdot C_f \cdot i_q(t) + 2\omega \cdot L_s \cdot C_f \cdot \frac{di_q(t)}{dt} \quad (3.35)$$

$$m'_q(t) = m_q(t) \cdot I_o + \omega \cdot R_s \cdot C_f \cdot i_d(t) - 2\omega \cdot L_s \cdot C_f \cdot \frac{di_d(t)}{dt} \quad (3.36)$$

Efetuada-se as devidas simplificações nas equações 3.24 e 3.25, obtêm-se:

$$L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2 i_d(t)}{dt^2} + R_s \cdot C_f \cdot \frac{di_d(t)}{dt} + i_d(t) \cdot (1 - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f) = I_o \cdot m'_d(t) \quad (3.37)$$

$$L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2 i_q(t)}{dt^2} + R_s \cdot C_f \cdot \frac{di_q(t)}{dt} + i_q(t) \cdot (1 - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f) = \dots \quad (3.38)$$

$$\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \omega \cdot C_f \cdot V_p + I_o \cdot m'_q(t)$$

Sejam as *pequenas perturbações* ($\tilde{m}'_d(t)$, $\tilde{i}_d(t)$, $\tilde{m}'_q(t)$, $\tilde{i}_q(t)$) representadas em 3.39:

$$\begin{cases} m_d(t) = M_d + \tilde{m}_d(t) \\ m_q(t) = M_q + \tilde{m}_q(t) \\ i_d(t) = I_d + \tilde{i}_d(t) \\ i_q(t) = I_q + \tilde{i}_q(t) \end{cases} \quad (3.39)$$

Inserindo tais perturbações aos valores médios do ponto de operação do conversor (M'_d , I_d , M'_q , I_q), resulta nas equações 3.37 e 3.38 representadas na seguinte forma:

$$\begin{aligned} L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2}{dt^2} [I_d + \tilde{i}_d(t)] + R_s \cdot C_f \cdot \frac{d}{dt} [I_d + \tilde{i}_d(t)] + \dots \\ [I_d + \tilde{i}_d(t)] \cdot (1 - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f) = I_o \cdot [M'_d + \tilde{m}'_d(t)] \end{aligned} \quad (3.40)$$

$$\begin{aligned} L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2}{dt^2} [I_q + \tilde{i}_q(t)] + R_s \cdot C_f \cdot \frac{d}{dt} [I_q + \tilde{i}_q(t)] + \dots \\ [I_q + \tilde{i}_q(t)] \cdot (1 - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \omega \cdot C_f \cdot V_p + I_o \cdot [M'_q + \tilde{m}'_q(t)] \end{aligned} \quad (3.41)$$

Sabendo-se que a derivada dos termos em valor médio, I_d e I_q , é nula, também anulam-se os termos em valor médio à esquerda da igualdade, resultando nas expressões 3.42 e 3.43:

$$L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2 I_d}{dt^2} + R_s \cdot C_f \cdot \frac{d I_d}{dt} = I_o \cdot M'_d - I_d \cdot (1 - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f) \quad (3.42)$$

$$\begin{aligned} L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2 I_q}{dt^2} + R_s \cdot C_f \cdot \frac{d I_q}{dt} = \dots \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \omega \cdot C_f \cdot V_p + I_o \cdot M'_q - I_q \cdot (1 - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f) \end{aligned} \quad (3.43)$$

Substituindo as equações 3.42 e 3.43 respectivamente em 3.40 e 3.41, estas podem ser simplificadas para uma representação apropriada.

$$L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2 \tilde{i}_d(t)}{dt^2} + R_s \cdot C_f \cdot \frac{d \tilde{i}_d(t)}{dt} + \tilde{i}_d(t) \cdot (1 - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f) = I_o \cdot \tilde{m}'_d(t) \quad (3.44)$$

$$L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2 \tilde{i}_q(t)}{dt^2} + R_s \cdot C_f \cdot \frac{d \tilde{i}_q(t)}{dt} + \tilde{i}_q(t) \cdot (1 - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f) = I_o \cdot \tilde{m}'_q(t) \quad (3.45)$$

Valendo-se da Transformada de Laplace, obtém-se a referidas equações no domínio da frequência:

$$L_s \cdot C_f \cdot s^2 \cdot \tilde{i}_d(s) + R_s \cdot C_f \cdot s \cdot \tilde{i}_d(s) + \tilde{i}_d(s) \cdot (1 - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f) = I_o \cdot \tilde{m}'_d(s) \quad (3.46)$$

$$L_s \cdot C_f \cdot s^2 \cdot \tilde{i}_q(s) + R_s \cdot C_f \cdot s \cdot \tilde{i}_q(s) + \tilde{i}_q(s) \cdot (1 - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f) = I_o \cdot \tilde{m}'_q(s) \quad (3.47)$$

Novamente utilizando a notação em frequência angular de corte do filtro de entrada, ω_c^2 , obtém-se:

$$L_s \cdot C_f \cdot s^2 \cdot \tilde{i}_d(s) + R_s \cdot C_f \cdot s \cdot \tilde{i}_d(s) + \tilde{i}_d(s) \cdot \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2}\right) = I_o \cdot \tilde{m}'_d(s) \quad (3.48)$$

$$L_s \cdot C_f \cdot s^2 \cdot \tilde{i}_q(s) + R_s \cdot C_f \cdot s \cdot \tilde{i}_q(s) + \tilde{i}_q(s) \cdot \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2}\right) = I_o \cdot \tilde{m}'_q(s) \quad (3.49)$$

As equações 3.48 e 3.49 apresentam mesma ordem e mesmos índices, podendo-se definir uma representação final única da função de transferência desacoplada e linearizada do retificador Buck:

$$\boxed{\frac{\tilde{i}_d(s)}{\tilde{m}'_d(s)} = \frac{\tilde{i}_q(s)}{\tilde{m}'_q(s)} = \frac{I_o}{\frac{s^2}{\omega_c^2} + \frac{R_s}{\omega_c^2 \cdot L_s} \cdot s + \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2}\right)}} \quad (3.50)$$

3.4 Modelo do Conversor a Partir da Saída (CC)

3.4.1 Modelo do Conversor a Partir da Saída para um Filtro L

Considerando o circuito equivalente da tensão retificada e carga com filtro L apresentado na Fig. 3.5:

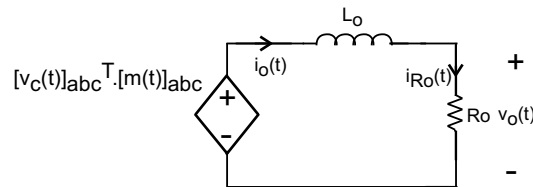


Figura 3.5: Circuito equivalente da saída CC com filtro L.

As equações que caracterizam o circuito da Fig. 3.5 no domínio do tempo são:

$$[v_c(t)]_{abc}^T \cdot [m(t)]_{abc} = L_o \cdot \frac{di_o(t)}{dt} + v_o(t) \quad (3.51)$$

$$v_o(t) = R_o \cdot i_o(t) \quad (3.52)$$

Conforme definido na seção 2.4, considera-se que a tensão sobre os capacitores de filtragem C_f aproximam-se, em amplitude e fase, das tensões de fase da rede trifásica. Assumindo um projeto adequado do filtro de entrada, assume-se que a equação 3.51 pode ser representada pela seguinte aproximação:

$$[v(t)]_{abc}^T \cdot [m(t)]_{abc} = L_o \cdot \frac{di_o(t)}{dt} + v_o(t) \quad (3.53)$$

Realizando-se a transformação de Clarke/Park dos termos que compõem a tensão retificada $[v(t)]_{abc}^T \cdot [m(t)]_{abc}$, ou seja, valendo-se da equação 3.26, obtém-se a seguinte igualdade para a tensão retificada:

$$[v(t)]_{abc}^T \cdot [m(t)]_{abc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ V_p \\ 0 \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} m_o(t) \\ m_d(t) \\ m_q(t) \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

Assim, define-se a equação 3.53 na seguinte forma:

$$\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_p \cdot m_d(t) = L_o \cdot \frac{di_o(t)}{dt} + V_o(t) \quad (3.55)$$

Substituindo a equação 3.52 em 3.55:

$$\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_p \cdot m_d(t) = L_o \cdot \frac{di_o(t)}{dt} + R_o \cdot i_o(t) \quad (3.56)$$

Readequando a equação 3.24, onde a componente de tensão $v_q(t) = 0$:

$$\begin{aligned} I_o \cdot m_d(t) = L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2 i_d(t)}{dt^2} + R_s \cdot C_f \cdot \frac{di_d(t)}{dt} - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f \cdot i_d(t) + i_d(t) \cdot \dots \\ + 2 \cdot \omega L_s \cdot C_f \cdot \frac{di_q(t)}{dt} - \omega \cdot R_s \cdot C_f \cdot i_q(t) \end{aligned} \quad (3.57)$$

Gerando pequenas perturbações em torno do ponto de operação do conversor:

$$\begin{cases} m_d(t) = M_d + \tilde{m}_d(t) \\ i_d(t) = I_d + \tilde{i}_d(t) \\ v_o(t) = V_o + \tilde{v}_o(t) \\ i_q(t) = I_q + \tilde{i}_q(t) \end{cases} \quad (3.58)$$

Inserindo-se as pequenas perturbações na equação 3.56, chega-se em 3.59:

$$\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_p \cdot [M_d + \tilde{m}_d(t)] = L_o \cdot \frac{d}{dt} [I_o + \tilde{i}_o(t)] + R_o \cdot [I_o + \tilde{i}_o(t)] \quad (3.59)$$

Substituindo 3.59 em 3.57:

$$\begin{aligned}
 I_o \cdot [M_d + \tilde{m}_d(t)] = & L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2}{dt^2} [I_d + \tilde{i}_d(t)] + R_s \cdot C_f \cdot \frac{d}{dt} [I_d + \tilde{i}_d(t)] \cdots \\
 & - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f \cdot [I_d + \tilde{i}_d(t)] + [I_d + \tilde{i}_d(t)] \cdots \\
 & - 2 \cdot \omega L_s \cdot C_f \cdot \frac{d}{dt} [I_q + \tilde{i}_q(t)] - \omega \cdot R_s \cdot C_f \cdot [I_q + \tilde{i}_q(t)]
 \end{aligned} \quad (3.60)$$

Isolando $[M_d + \tilde{m}_d(t)]$ na equação 3.60 e inserindo na equação 3.59, obtém-se a expressão:

$$\begin{aligned}
 \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_p}{I_o} \cdot \left[\begin{array}{l} L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2}{dt^2} [I_d + \tilde{i}_d(t)] + R_s \cdot C_f \cdot \frac{d}{dt} [I_d + \tilde{i}_d(t)] \cdots \\ - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f \cdot [I_d + \tilde{i}_d(t)] + [I_d + \tilde{i}_d(t)] \cdots \\ - 2 \cdot \omega \cdot L_s \cdot C_f \cdot \frac{d}{dt} [I_q + \tilde{i}_q(t)] - \omega \cdot R_s \cdot C_f \cdot [I_q + \tilde{i}_q(t)] \end{array} \right] = \cdots \\
 L_o \cdot \frac{d}{dt} [I_o + \tilde{i}_o(t)] + R_o \cdot [I_o + \tilde{i}_o(t)]
 \end{aligned} \quad (3.61)$$

Novamente valendo-se de que a derivada das componentes médias são nulas, a equação 3.61 pode ser apresentada na seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_p}{I_o} \cdot \left[L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2 \tilde{i}_d(t)}{dt^2} + R_s \cdot C_f \cdot \frac{d \tilde{i}_d(t)}{dt} + \tilde{i}_d(t) \cdot (1 - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f) \right] \\
 - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_p}{I_o} \cdot \left[2 \cdot \omega \cdot L_s \cdot C_f \cdot \frac{d \tilde{i}_q(t)}{dt} + \omega \cdot R_s \cdot C_f \cdot \tilde{i}_q(t) \right] = \\
 L_o \cdot \frac{d \tilde{i}_o(t)}{dt} + R_o \cdot \tilde{i}_o(t)
 \end{aligned} \quad (3.62)$$

Representando a equação 3.62 no domínio da frequência pela Transformada de Laplace:

$$\begin{aligned}
 \tilde{i}_d(s) \cdot \left\{ \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_p}{I_o} \cdot [L_s \cdot C_f \cdot s^2 + R_s \cdot C_f \cdot s + (1 - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f)] \right\} \\
 - \tilde{i}_q(s) \cdot \left\{ \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_p}{I_o} \cdot [2 \cdot \omega \cdot L_s \cdot C_f \cdot s + \omega \cdot R_s \cdot C_f] \right\} = \\
 L_o \cdot s \cdot \tilde{i}_o(s) + R_o \cdot \tilde{i}_o(s)
 \end{aligned} \quad (3.63)$$

Na equação 3.63 isolam-se os termos que definem a corrente na carga $\tilde{i}_o(s)$ pela corrente direta $\tilde{i}_d(s)$, bem como os termos que definem a corrente na carga pela corrente de quadratura $\tilde{i}_q(s)$:

$$\frac{\tilde{i}_o(s)}{\tilde{i}_d(s)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_p}{I_o} \frac{\left[\frac{s^2}{\omega_c^2} + \frac{R_s}{\omega_c^2 L_s} \cdot s + \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2} \right) \right]}{(L_o \cdot s + R_o)} \quad (3.64)$$

$$\frac{\tilde{i}_o(s)}{\tilde{i}_q(s)} = -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_p}{I_o} \cdot \omega \cdot C_f \cdot \frac{(2 \cdot L_s \cdot s + R_s)}{(L_o \cdot s + R_o)} \quad (3.65)$$

3.4.2 Modelo do Conversor a Partir da Saída para um Filtro LC

Considerando o circuito equivalente da tensão retificada e carga com filtro LC apresentado na Fig. 4.10:

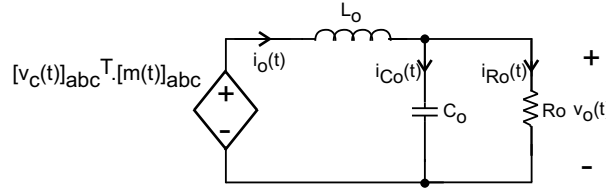


Figura 3.6: Circuito equivalente da saída CC com filtro LC.

As equações que caracterizam o circuito da Fig. 4.10 no domínio do tempo são:

$$[v_c(t)]_{abc}^T [m(t)]_{abc} = L_o \cdot \frac{di_o(t)}{dt} + v_o(t) \quad (3.66)$$

$$i_o(t) = C_o \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} + \frac{v_o(t)}{R_o} \quad (3.67)$$

Valendo-se das mesmas considerações para um filtro simplesmente indutivo, analisado anteriormente, e realizando a mesma seqüência algébrica e os mesmos métodos de linearização, obtêm-se as funções de transferência a seguir da tensão na carga $\tilde{v}_o(s)$ pela corrente $\tilde{i}_d(s)$:

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_d(s)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_p}{I_o} \frac{\left[\frac{s^2}{\omega_c^2} + \frac{R_s}{\omega_c^2 L_s} \cdot s + \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2} \right) \right]}{\left[L_o \cdot C_o \cdot s^2 + \frac{L_o}{R_o} \cdot s + 1 \right]} \quad (3.68)$$

Complementarmente, a função de transferência da tensão na carga pela corrente de quadratura $\tilde{i}_q(s)$:

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_q(s)} = -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_p}{I_o} \cdot \omega \cdot C_f \cdot \frac{(2 \cdot L_s \cdot s + R_s)}{\left[L_o \cdot C_o \cdot s^2 + \frac{L_o}{R_o} \cdot s + 1 \right]} \quad (3.69)$$

A corrente de carga obtida das componentes de corrente direta, apresentada na equação 3.64, e de quadratura, na equação 3.65, pode ser ilustrada pelo seguinte diagrama de blocos:

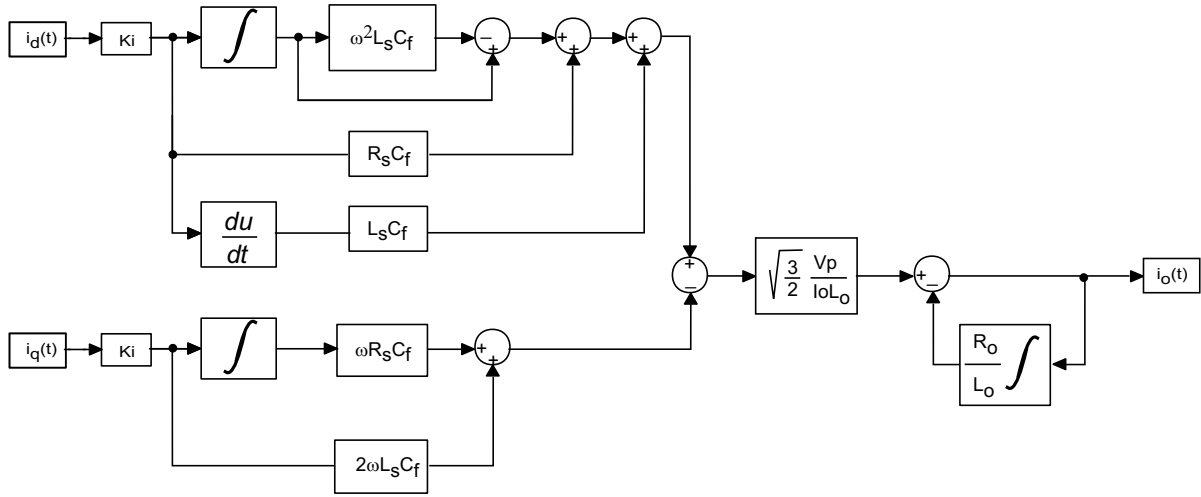


Figura 3.7: Diagrama de blocos da corrente de carga obtida em coordenadas $dq0$.

3.5 Controle do Retificador Trifásico PWM Bidirecional tipo Buck

Obtidas as funções de transferência para as correntes de entrada e a corrente de carga, tem-se a expectativa de um controle eficiente destas utilizando um compensador para a corrente de carga sendo que este disponibilizará a referência, I_{dref} , para o compensador da corrente direta da entrada.

O retificador Buck proposto neste trabalho apresenta fator de potência praticamente unitário o que determinará uma componente de quadratura das correntes de linha de entrada praticamente nula. Assim, optou-se por utilizar uma referência contínua, I_{qref} para o compensador da corrente $i_q(t)$.

O diagrama de blocos do retificador trifásico bidirecional PWM tipo Buck (RTBB) e as malhas de controle são mostrados na Fig. 3.8.

Na Fig. 3.9 apresenta-se em detalhe o diagrama de blocos dos compensadores e sensores de corrente.

3.5.1 Controle das Correntes de Entrada a partir do Modelo CA

Admitindo-se que as funções de transferência para as correntes de entrada $\tilde{i}_d(s)$ e $\tilde{i}_q(s)$ pelos respectivos índices de modulação $\tilde{m}_d(s)$ e $\tilde{m}_q(s)$ sejam definidas pela equação 3.50, rerepresentada abaixo, ter-se-á assim um sistema com um par de pólos complexos e elevado fator de qualidade na frequência de corte do filtro de entrada.

$$\frac{\tilde{i}_d(s)}{\tilde{m}_d'(s)} = \frac{\tilde{i}_q(s)}{\tilde{m}_q'(s)} = \frac{I_o}{\frac{s^2}{\omega_c^2} + \frac{R_s}{\omega_c^2 L_s} \cdot s + \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2}\right)}$$

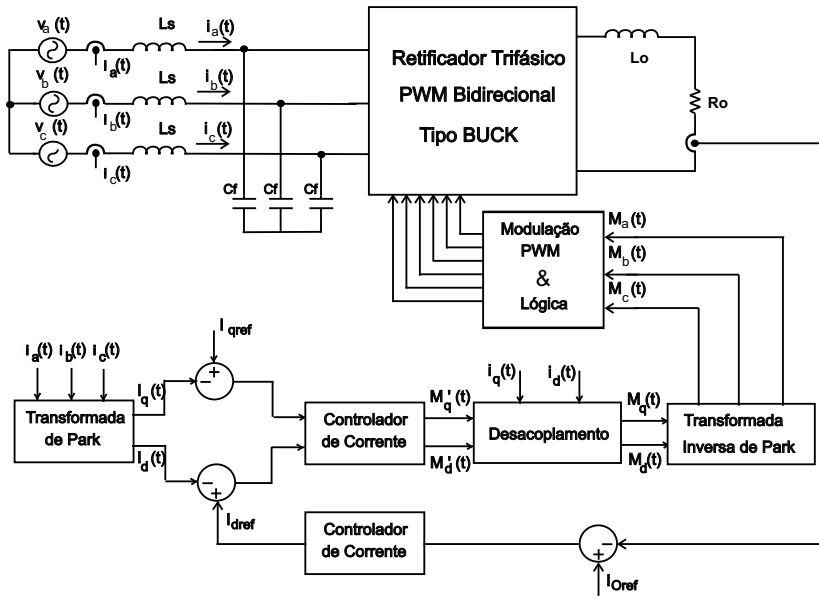


Figura 3.8: Diagrama simplificado do RTBB em malha fechada pela corrente.

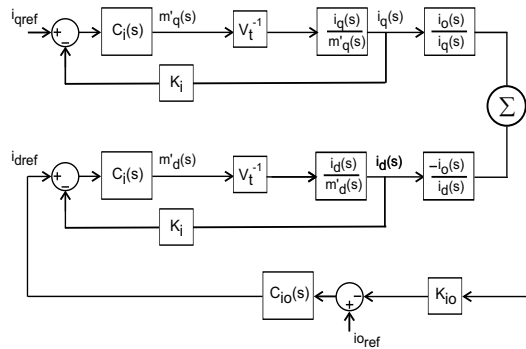


Figura 3.9: Diagrama de blocos completo das malhas de controle.

Para ilustrar tais características definiram-se os parâmetros de projeto para um RTBB presentes na tabela 3.1. Para tal retificador, realizaram-se todas as análises subsequentes de maneira a ilustrar o comportamento em frequência do retificador, bem como uma proposta de controle linear para este.

Assim, para o exemplo do retificador em questão ilustra-se o diagrama de Bode de magnitude e de fase do sistema em malha aberta, Fig. 3.10. Nesta, observa-se o fator de qualidade elevado na frequência de corte, $2.500Hz$, do filtro entrada sendo esta uma limitação intrínseca ao tipo de filtro adotado.

Para o projeto dos compensadores de corrente, primeiramente se obtém a função de transferência do RTBB considerando o ganho do sensor de corrente, K_i e do ganho do modulador PWM, K_{PWM} , reescrevendo-a na forma:

$$\frac{\tilde{i}_d(s)}{\tilde{m}'_d(s)} = \frac{\tilde{i}_q(s)}{\tilde{m}'_q(s)} = K_i \cdot K_{PWM} \cdot \frac{I_o}{\frac{s^2}{\omega_c^2} + \frac{R_s}{\omega_c^2 \cdot L_s} \cdot s + \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2}\right)} \quad (3.70)$$

Tabela 3.1: Especificações de Projeto.

$V_p = 311V$	tensão de pico de fase;
$I_o = 33.33A$	corrente de carga;
$f = 60Hz$	frequência de rede;
$f_s = 15kHz$	frequência de comutação;
$C_f = 23\mu F$;	capacitância do filtro de entrada;
$L_s = 175\mu H$;	indutância série;
$R_s = 0.1\Omega$;	resistência série;
$L_o = 75mH$;	indutância do filtro de saída;
$R_o = 9\Omega$;	resistência de carga;
$K_{io} = 0.02$;	ganho do sensor de corrente;
$V_T = 5V$;	tensão de pico da triangular;
$RSE = 0.05\Omega$;	resistência série equivalente do capacitor;

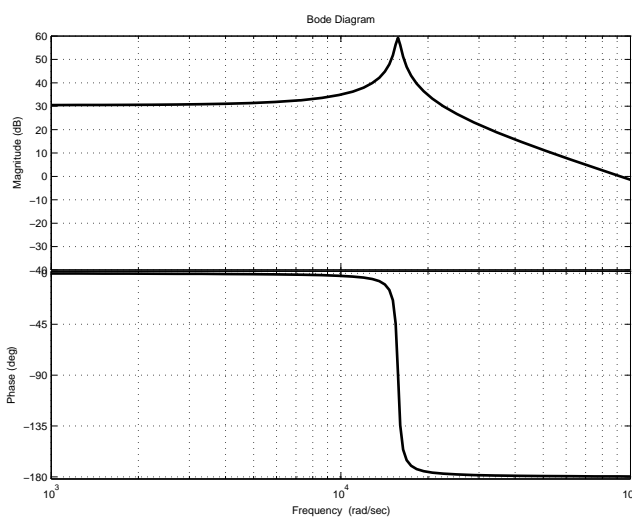


Figura 3.10: Diagrama de Bode de magnitude e de fase para um RTBB em malha aberta.

Considerando-se que o ganho do sensor de corrente e do modulador PWM sejam:

$$K_i = \frac{1}{50}$$

$$K_{PWM} = \frac{1}{V_T} = \frac{1}{5}$$

Onde V_T é o valor de amplitude da triangular do modulador PWM, neste exemplo de projeto 5V. Aplicando-se os referidos ganhos à função de transferência em malha aberta do retificador, um novo diagrama de Bode de magnitude e de fase pode ser determinado na Fig. 3.11.

Devido às características em frequência apresentadas, faz-se necessário o uso de dois compensadores PID, um para a componente de corrente direta e outro para a componente de quadratura, de maneira a compensar o par de pólos complexos conjugados do retificador seguindo o proposto em [4].

O compensador PID é o ilustrado na Fig. 3.12 onde apresenta um par de zeros e um par de pólos

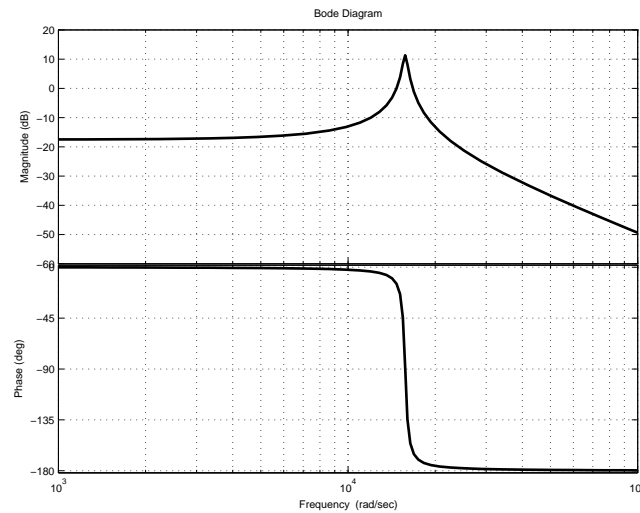


Figura 3.11: Diagrama de Bode de magnitude e de fase para um RTBB em malha aberta com os ganhos K_i e K_{PWM} .

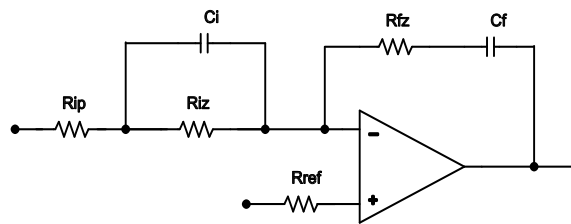


Figura 3.12: Compensador PID.

reais. Para a alocação destes zeros e pólos utilizaram-se os seguinte critérios:

- Aloca-se o par de zeros na frequência do par de pólos do conversor em malha aberta;
- Um pólo é alocado na origem para reduzir o erro estático do conversor em regime permanente;
- O segundo pólo é alocado próximo à frequência característica do capacitor do filtro de entrada com a resistência série equivalente (RSE) do mesmo, ou seja, será uma frequência bem superior a de chaveamento;
- O ganho do controlador que será adequado à frequência de corte desejada para o controlador, onde esta deve apresentar-se abaixo de frequência residuais que por ventura aparecem nas correntes do conversor em malha aberta;
- Ao ajuste do ganho do controlador atenta-se ainda o valor da Margem de Fase e a estabilidade do sistema, onde neste adotou-se com critério o tempo para obtenção do regime permanente da resposta ao degrau unitário.

Considerando apenas a malha de controle das correntes de entrada da Fig. 3.9, agregada a esta o ganho dos sensores das correntes de linha e do modulador PWM, pode-se representar as malhas controle de corrente direta e quadratura pela Fig. 3.13.

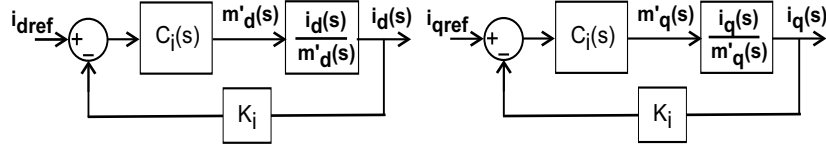


Figura 3.13: Representação por diagrama de blocos da malha de controle da corrente direta e de quadratura.

A função de transferência do referido controlador considerando-se o ganho do sensor de corrente e do modulador PWM apresenta-se como:

$$C_i(s) = \frac{K_{ci}}{\left[\frac{K_i}{V_T}\right]} \cdot \frac{(1 + R_{iz} \cdot C_i \cdot s) \cdot (1 + R_{fz} \cdot C_f \cdot s)}{\left[(R_{ip} + R_{iz}) \cdot C_f \cdot s \cdot \left(1 + \left(\frac{R_{ip} \cdot R_{iz}}{R_{ip} + R_{iz}}\right) \cdot C_i \cdot s\right)\right]} \quad (3.71)$$

Seguindo-se a metodologia apresentada obtiveram-se os seguintes valores da frequência para os pólos e zeros para o projeto do controlador. O detalhamento dos cálculos realizados encontram-se apresentados no Apêndice B.

$$\begin{cases} f_{iz} = 0Hz \\ f_{ref} = 138kHz \\ f_{z1} = f_{z2} = 2,5kHz \end{cases}$$

Os componentes passivos para implementação do controlador PID foram calculados segundo [4] obtendo-se os seguintes valores de projeto:

$$\begin{cases} R_{ip} = R_{fz} = 10k\Omega \\ R_{iz} = 542k\Omega \\ R_{ref} = 9,8k\Omega \\ C_i = 117pF \\ C_f = 6,35nF \end{cases}$$

O valor obtido para o ganho do compensador foi de $K_{ci} = 285$ e uma frequência de corte de $3,82kHz$. Tais valores são resultantes de uma rotina de cálculo realizada em *Matlab* utilizando-se os recursos da ferramenta de controle *rltool*, detalhado no Apêndice B. Na Fig. 3.14 apresenta-se o lugar geométrico das raízes e diagrama de bode de módulo e fase para a função de transferência em laço aberto (FTLA) e na Fig. 3.15 a resposta ao degrau para o sistema.

Os resultados obtidos em simulação de um retificador trifásico bidirecional tipo Buck com controle das correntes de entrada são apresentados na seção seguinte.

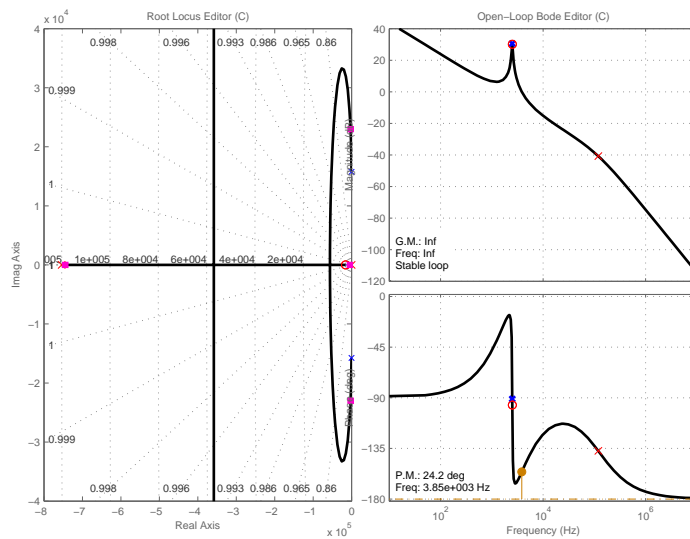


Figura 3.14: Mapa do lugar das raízes e Diagramas de Bode da FTLA do conversor.

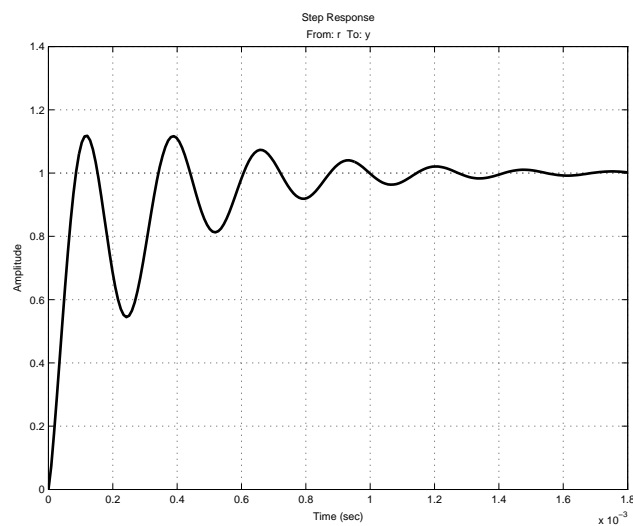


Figura 3.15: Resposta do sistema ao degrau unitário.

3.5.2 Resultados da Simulação do Controle das Correntes de Entrada a partir do Modelo CA

Para validar-se criteriosamente o *modelo da entrada CA*, assim como o controle das correntes de entrada, foram realizadas simulações do modelo por equações de estados em *Matlab Simulink* e simulações do circuito de potência e controladores analógicos no simulador *PSIM*. Os resultados que apresentam-se nesta seção estão diferenciados em quatro tipos:

- resultados para carga tipo fonte de corrente ideal;
- resultados para carga tipo fonte de corrente ideal com resposta ao degrau em I_{dref} ;
- resultados para carga tipo fonte de corrente ideal com resposta ao degrau em I_{qref} ;
- resultados para carga resistiva com filtro L e LC;

Tabela 3.2: Parâmetros para as simulações.

$V_{fase} = 220V_{ef}$	tensão de fase eficaz;
$P_o = 10kW$	potência na carga;
$V_o = 300V$	tensão na carga;
$I_o = 33,33A$	corrente na carga;
$f_s = 20kHz$	freqüência de comutação;
$R_s = 100m\Omega$	resistência série da entrada;
$L_s = 175\mu H$	indutância do filtro de entrada;
$C_f = 23\mu H$	capacitância do filtro de entrada;

Tal critério de diferenciação das simulações foi adotado para que se tivesse um claro comparativo sobre a validade do modelo e do controle para estas cargas distintas.

Ainda, para confirmação do modelo por equações de estados em *Matlab* faz-se necessária a simulação dos circuitos realizada no programa *PSIM*, podendo-se assim comparar e avaliar diretamente os resultados. Para tal avaliação utilizaram-se os parâmetros de projeto da tabela 3.2, onde os detalhes para a obtenção de tais valores encontram-se no Apêndice B.

Doravante, apresentam-se os resultados referentes à simulação em *Simulink* e *PSIM* para uma carga ideal tipo fonte de corrente, nas quais a referências são valores fixos:

$$\begin{cases} I_{dref} = 0,54V; \\ I_{qref} = 0,05V; \end{cases}$$

O retificador em questão foi implementado em *Simulink* segundo a Fig. 3.16. Nesta, tem-se uma visão macro dos blocos utilizados para representar o comportamento do retificador no domínio do tempo. O bloco malha de controle de corrente apresenta-se discriminado na Fig. 3.17, na qual dá-se especial atenção aos blocos da função de transferência dos compensadores e às operações de desacoplamento.

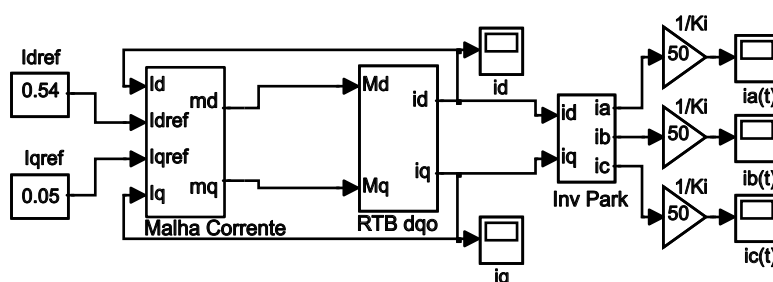


Figura 3.16: Diagrama de blocos do Simulink para malha de corrente.

Para implementação da simulação em *PSIM* utilizaram-se os blocos apresentados na Fig. 3.18 (Inv. Park, SPWM, 2/3 Níveis, Setor e Lógica Gate) adicionados os blocos para Transformada de Clarke/Park das correntes de entrada em coordenadas *dqo* e do compensador PID analógico que é, novamente, idêntico tanto para a componente de corrente direta quanto a de quadratura.

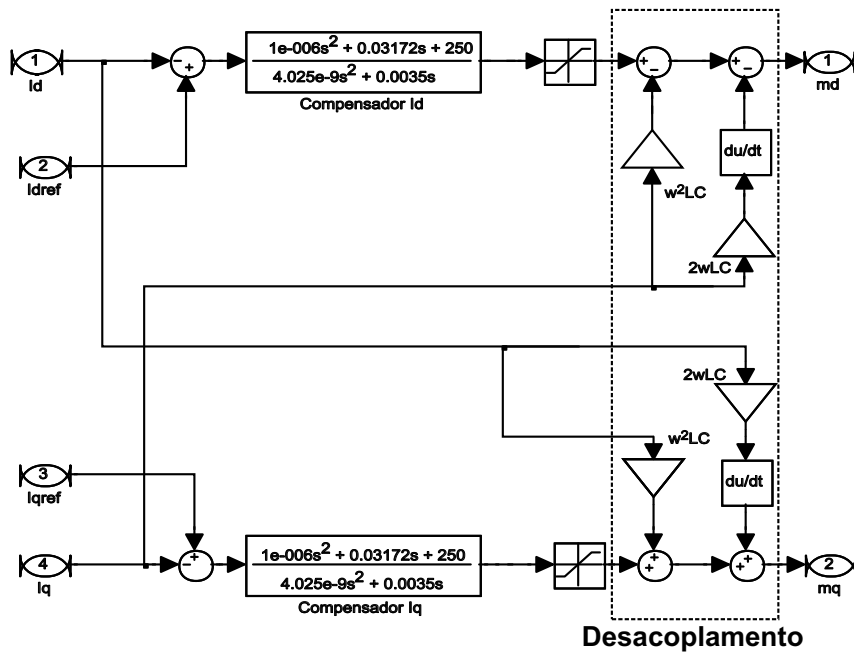


Figura 3.17: Diagrama de blocos do bloco malha de corrente.

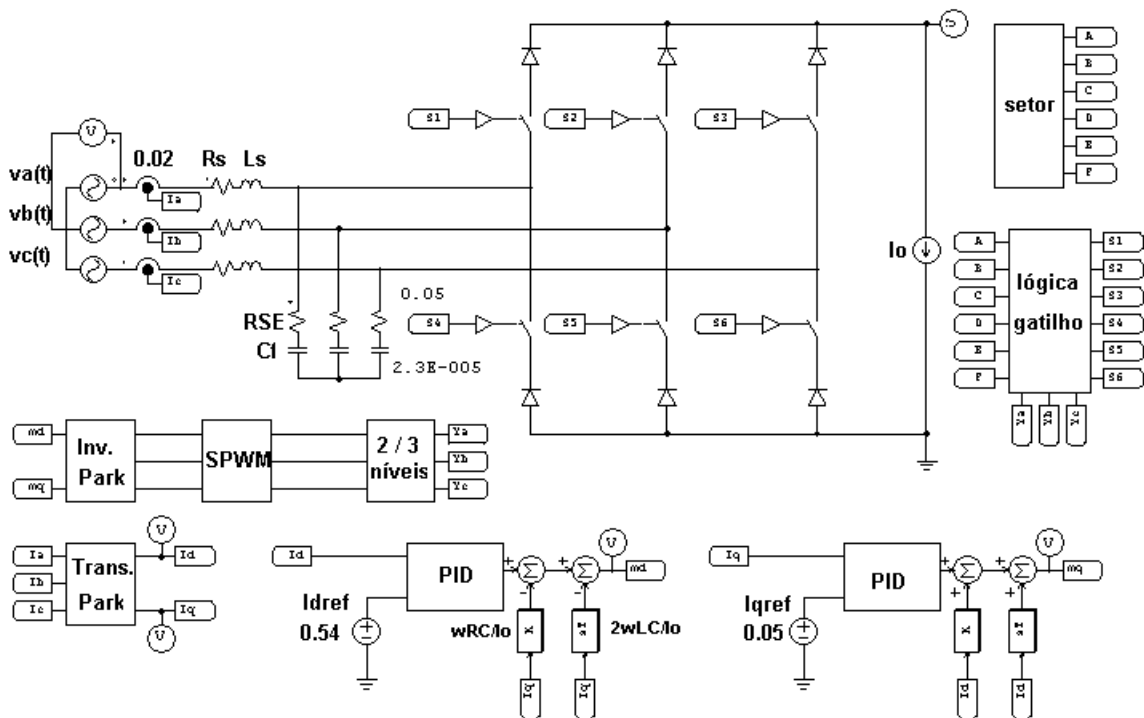


Figura 3.18: Diagrama usado no programa PSIM para a simulação da malha fechada em corrente.

Resultados para carga tipo fonte de corrente ideal

Estes primeiros resultados referem-se ao RTBB apresentando como carga uma fonte de corrente ideal I_o . Na Fig. 3.19(a) e (b) confirma-se que a corrente obtida por ambas simulações são praticamente idênticas, ressalta-se que, para a forma de onda resultante em *Simulink* não está presente o efeito da alta frequência originado pela função de comutação.

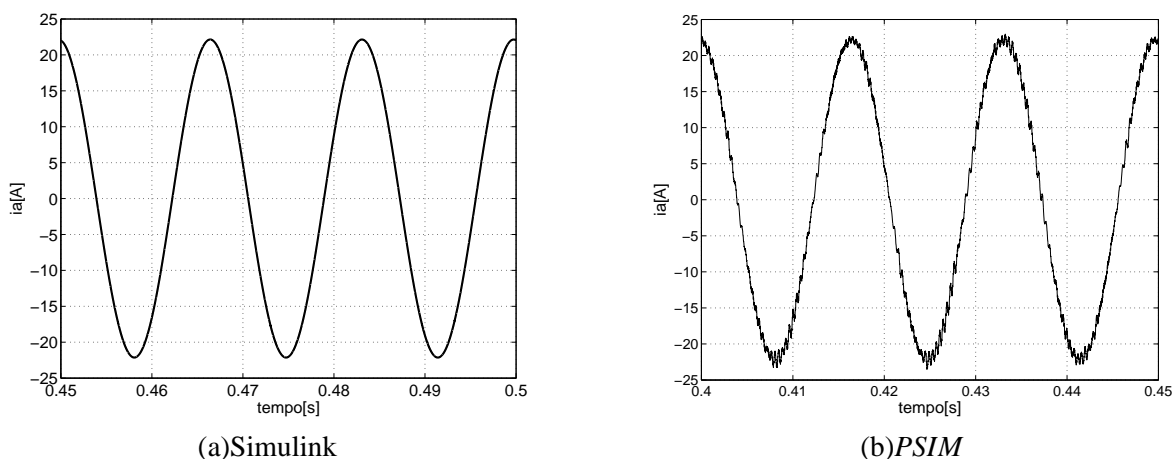


Figura 3.19: Corrente de linha em regime permanente.

O fator de deslocamento em relação a tensão de fase da rede é semelhante nos dois tipos de simulação, apresentadas na Fig. 3.20(a) e (b). Observa-se o fator de deslocamento praticamente unitário e a efetiva atuação do filtro de entrada quanto às harmônicas de corrente.

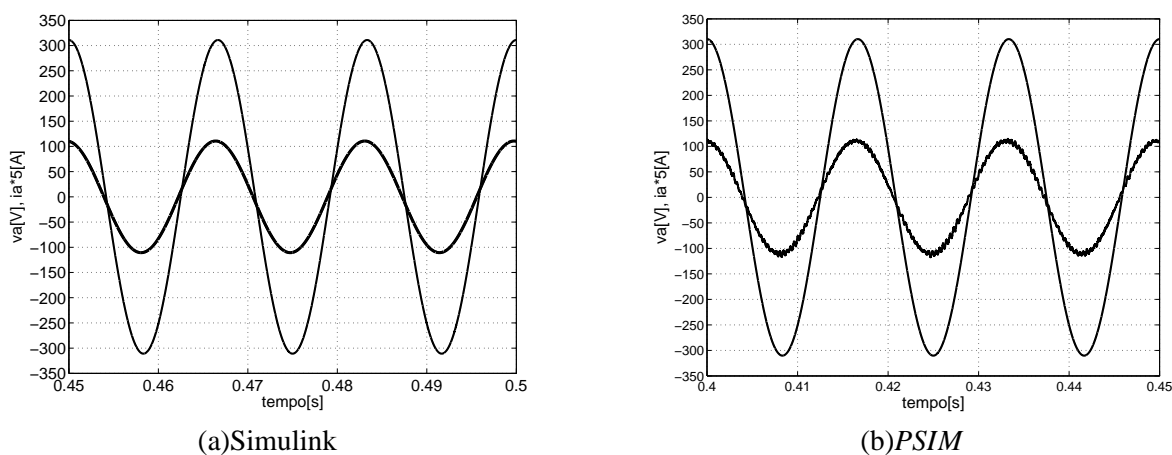


Figura 3.20: Tensão de fase e corrente de linha.

Na Fig. 3.21(a) e (b) nota-se a semelhança entre os valores das correntes direta e de quadratura para os dois modelos simulados. Na Fig. 3.21(b) evidencia-se novamente a presença das componentes de alta-frequência originada pela modulação do conversor, efeito este não implementado nos resultados em *Simulink*.

Resultados para carga tipo fonte de corrente ideal com resposta ao degrau em I_{dref}

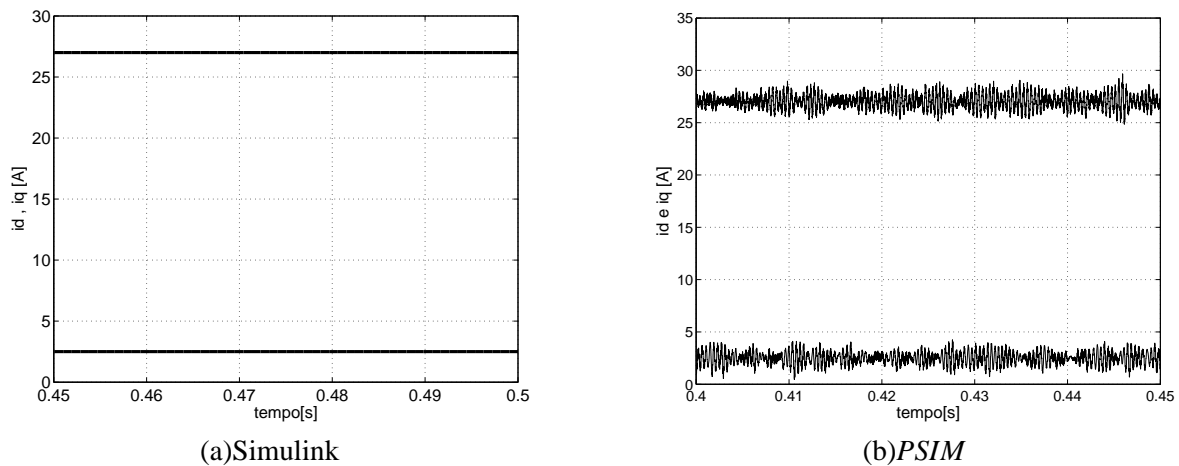


Figura 3.21: Correntes $i_d(t)$ e $i_q(t)$.

Os resultados a seguir referem-se à resposta ao degrau de +50%, em 450ms, submetido à referência da corrente direta I_{dref} . Na Fig. 3.22 apresenta-se a implementação do degrau para a simulação em Simulink e na Fig. 3.23 a obtenção do degrau na simulação em *PSIM*.

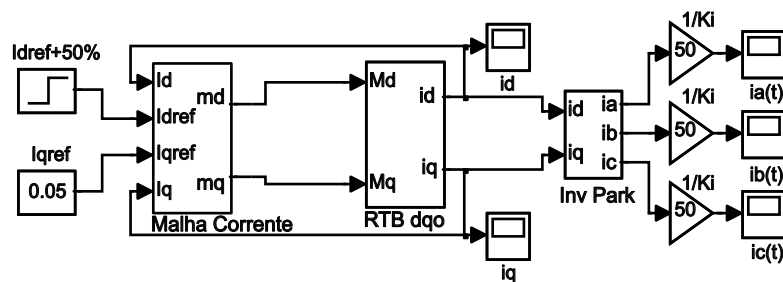


Figura 3.22: Diagrama de blocos usado no programa Simulink para o degrau em I_{dref} .

Na Fig. 3.24 nota-se o efeito sobre a corrente de entrada quando na referência de $i_d(t)$ aplica-se um degrau controlado. Na Fig. 3.25, confirma-se que o degrau na referência não deve acrescentar defasamento entre a tensão e a corrente de entrada. O efeito do degrau em $i_d(t)$ não implica em grande distúrbio sobre $i_q(t)$ o que é evidenciado na Fig. 3.26.

Resultados para carga tipo fonte de corrente ideal com resposta ao degrau em I_{qref}

Os resultados a seguir referem-se à resposta ao degrau de +50%, em 450ms, submetido à referência da corrente de quadratura I_{qref} . Na Fig. 3.27 apresenta-se a implementação do degrau para a simulação em Simulink e na Fig. 3.28 a obtenção do degrau na simulação em *PSIM*.

Correspondendo ao esperado, a alteração na referência de $i_q(t)$ não têm efeito sobre as correntes de entrada, em ambas simulações, conforme o ilustrado em Fig. 3.29. Conseqüentemente, tal degrau na referência em questão não repercute na corrente direta $i_d(t)$ do conversor.

Resultados para carga resistiva com filtro L e LC

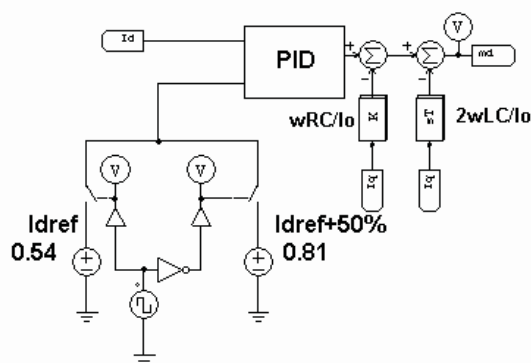
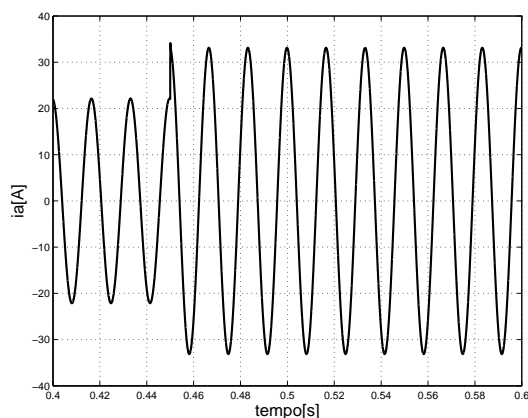
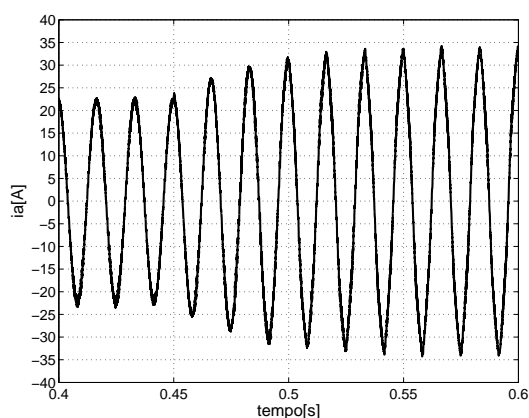


Figura 3.23: Diagrama usado no programa *PSIM* para o decaimento em I_{dref} .



(a) Simulink



(b) *PSIM*

Figura 3.24: Corrente de linha para um decaimento em I_{dref} .

Os resultados a seguir, foram originados através de simulação usando o programa *PSIM* para o filtro passa-baixa da tensão retificada do tipo indutivo (L_o) e um filtro passa-baixa tipo (L_oC_o) no intuito de verificar-se a influência significativa ou não do elemento capacitivo na dinâmica do retificador Buck e as implicações do filtro de carga em relação as correntes de entrada do conversor. Na sequência, apresentam-se os resultados para as referências I_{dref} e I_{dref} nominais para uma carga resistiva.

Na Fig. 3.31 observa-se o reduzido conteúdo harmônico da corrente de entrada e o fator de potência 0,99 em avanço. Evidencia-se em ambas as figuras que a presença do capacitor em paralelo com a carga pouco influenciou as formas de onda de entrada.

Na Fig. 3.32 a tensão de fase do capacitor do filtro de entrada segue a tensão de fase da rede acrescido de componentes harmônicas de baixa e alta frequência oriundas da corrente de carga modulada.

Ilustra-se na Fig. 3.33 as correntes direta e de quadratura, já com o ganho do sensor de corrente. Em todas as formas-de-onda citadas novamente não apresenta-se alteração significativa devido a presença do capacitor paralelo com a carga.

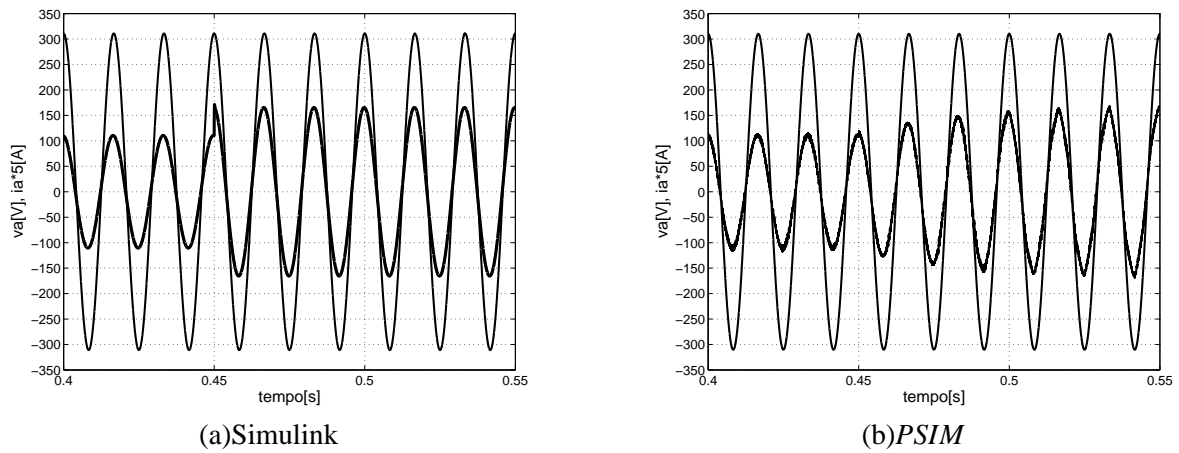


Figura 3.25: Tensão de fase e corrente de linha para um degrau em I_{dref} .

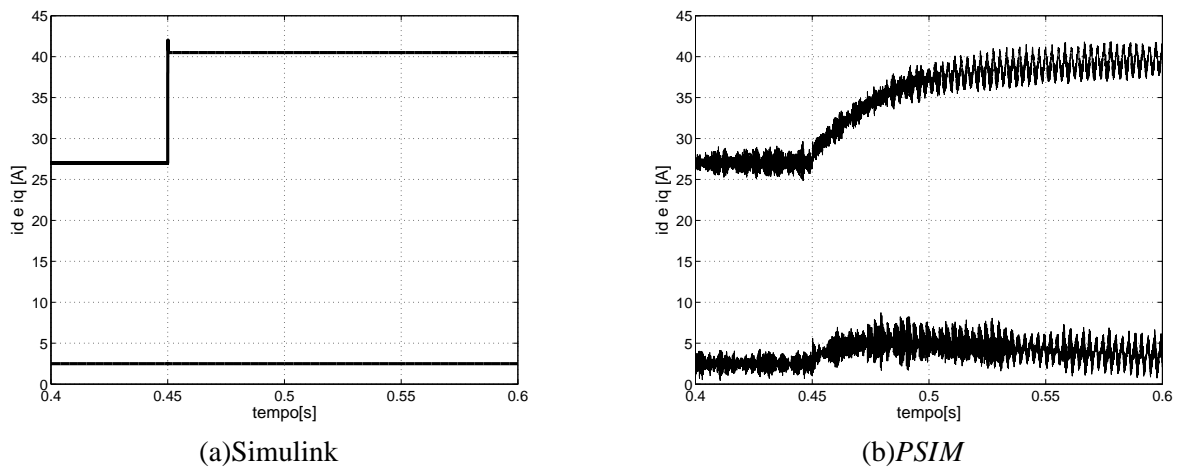


Figura 3.26: Corrente $i_d(t)$ e $i_q(t)$ para um degrau em I_{dref} .

Na Fig. 3.34 nota-se a maior filtragem das componentes de alta-freqüência na tensão na carga devido a presença do capacitor paralelo, apresentando esta um valor médio de 302V.

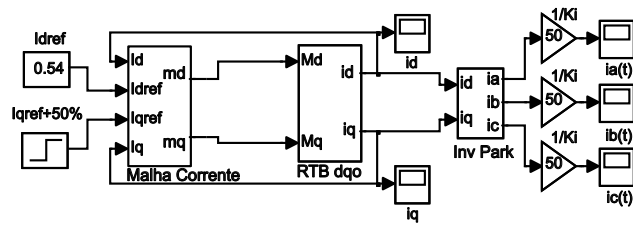


Figura 3.27: Diagrama de blocos usado no programa Simulink para o degrau em I_{qref} .

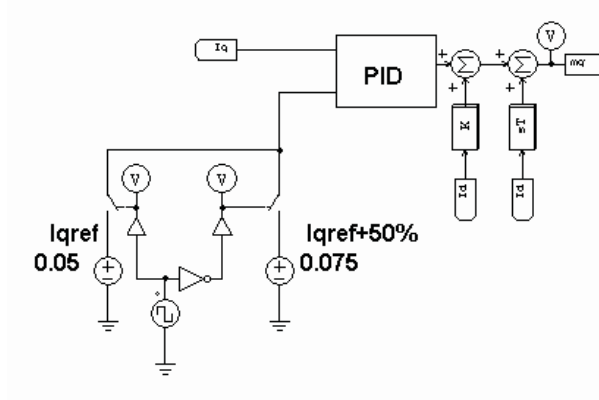
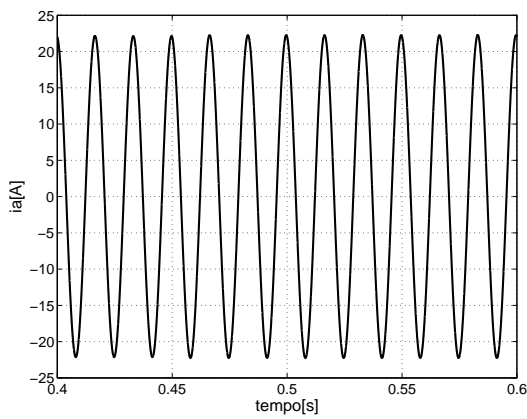
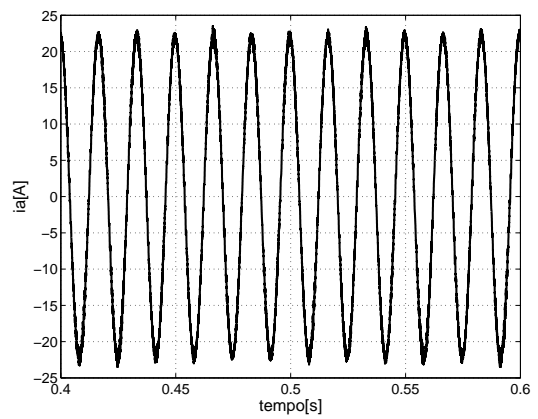


Figura 3.28: Esquemático usado no programa PSIM para o degrau em I_{qref} .



(a) Simulink



(b) PSIM

Figura 3.29: Corrente de entrada.

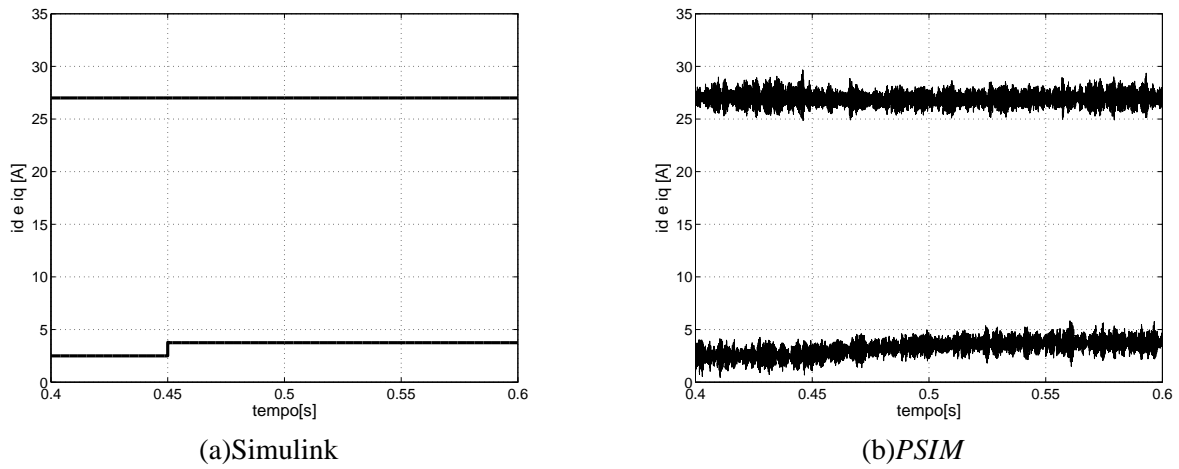


Figura 3.30: Corrente $i_d(t)$ e $i_q(t)$ para um degrau em I_{qref} .

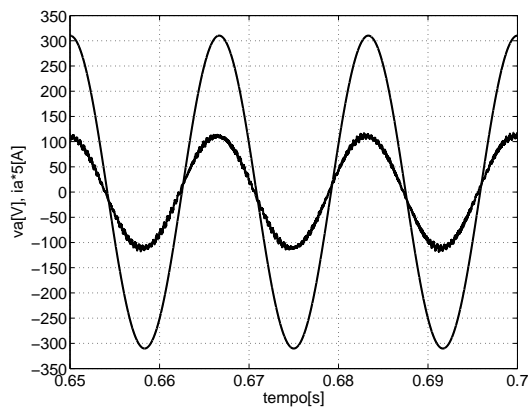


Figura 3.31: Tensão de fase e corrente de linha na entrada.

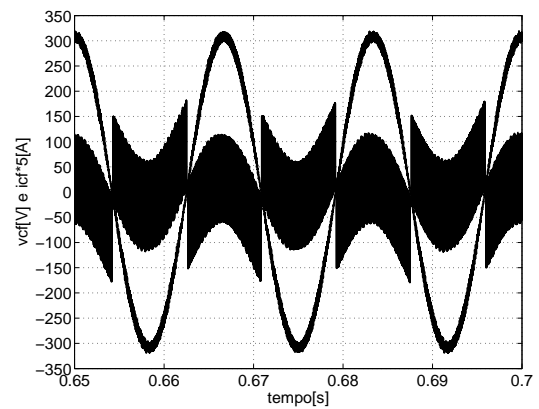


Figura 3.32: Tensão e corrente no capacitor do filtro de entrada.

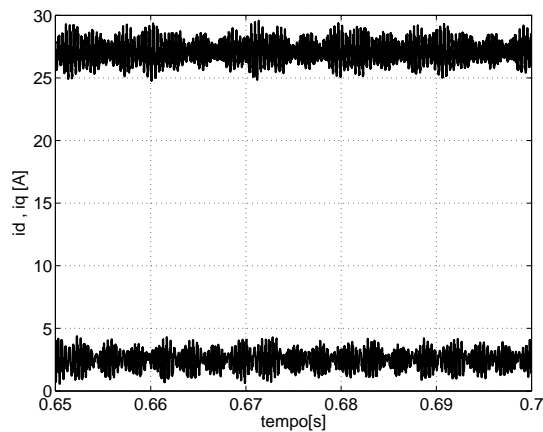


Figura 3.33: Corrente direta e de quadratura.

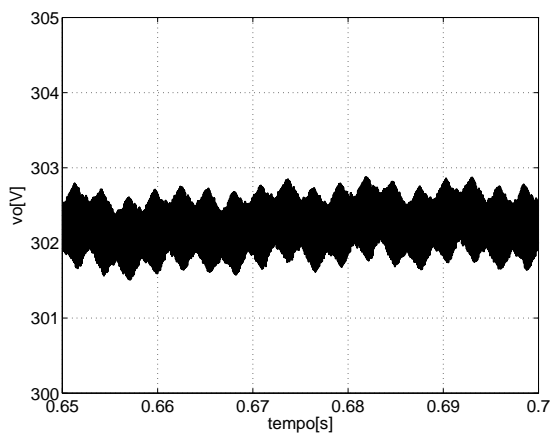
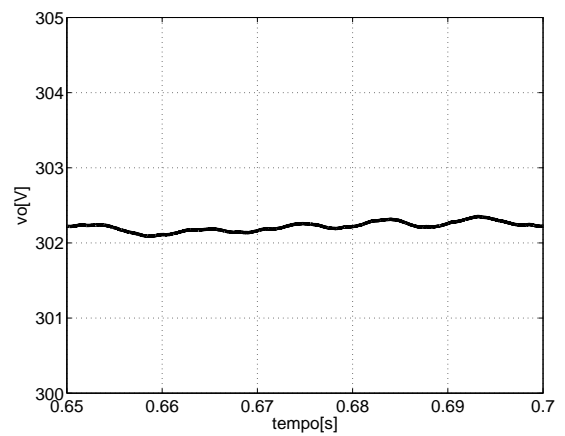
(a) filtro L_o ;(a) filtro $L_o C_o$;

Figura 3.34: Tensão na carga.

3.5.3 Controle da Corrente na Carga a partir do Modelo CC

Para a função de transferência da corrente na carga pelas correntes de entrada em coordenadas estacionárias dq obtidas na seção 3.3.2, apresenta-se o projeto do compensador para o controle do retificador pela corrente na carga. Novamente, o compensador da corrente na carga origina a corrente direta de referência I_{dref} , conforme Figs. 3.8 e 3.9, sendo que a referência da corrente de quadratura I_{dref} será uma constante.

Partindo-se das considerações anteriores, utiliza-se a equação 3.64 como sendo representativa para relação entre o conversor e a carga agregada do ganho do sensor de corrente na carga K_{io} :

$$\frac{\tilde{i}_o(s)}{\tilde{i}_d(s)} = K_{io} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_p}{I_o} \frac{\left[\frac{s^2}{\omega_c^2} + \frac{R_s}{\omega_c^2 L_s} \cdot s + \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2}\right) \right]}{(L_o \cdot s + R_o)} \quad (3.72)$$

Da equação anterior obtém-se o mapa do lugar geométrico das raízes e os diagramas de Bode de magnitude e de fase, Fig. 3.35, para o sistema em malha aberta.

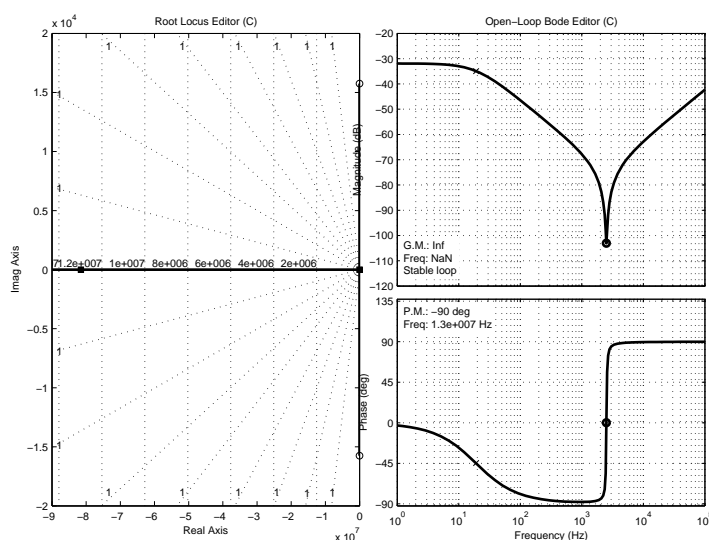


Figura 3.35: Mapa do lugar geométrico das raízes e diagrama de Bode de magnitude e de fase para o lado da carga em malha aberta.

Optou-se por um compensador de um zero e dois pólos para a corrente de carga, na Fig. 3.36, com função de transferência 3.73. O zero deste compensador anula os efeitos do pólo do conjunto carga R_o e filtro L_o . Um dos pólos é alocado na origem para reduzir o erro estático e outro compensa o par de zeros complexos conjugados situados na frequência de corte do filtro de entrada do conversor.

$$C_{io}(s) = \frac{s + \frac{1}{R_2 C_2}}{R_1 C_1 s \cdot \left(s + \frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2} \right)} \quad (3.73)$$

Assim, obtiveram-se os seguintes valores para alocação das frequências do compensador para uma frequência de corte, f_{cio} , da $FTLA$ em 20Hz:

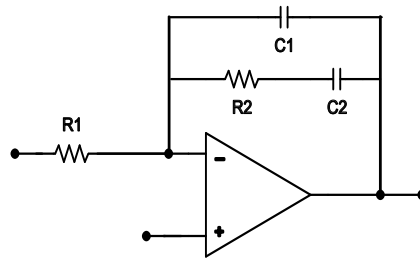


Figura 3.36: Compensador de dois pólos e um zero.

$$\begin{cases} K_{cio} = 10000 \\ f_{iz} = 0Hz \\ f_{ref} = 138kHz \\ f_{z1} = f_{z2} = 2,5kHz \end{cases}$$

O projeto físico do compensador apresenta-se no Apêndice B de onde definiram-se os seguintes valores dos componentes:

$$\begin{cases} R_1 = 1k\Omega \\ R_2 = 962\Omega \\ C_1 = 83nF \\ C_2 = 7,9\mu F \end{cases}$$

Na Fig. 3.37, encontra-se o mapa do lugar geométrico das raízes, o diagrama de Bode de magnitude e o de fase para o FTLA da carga.

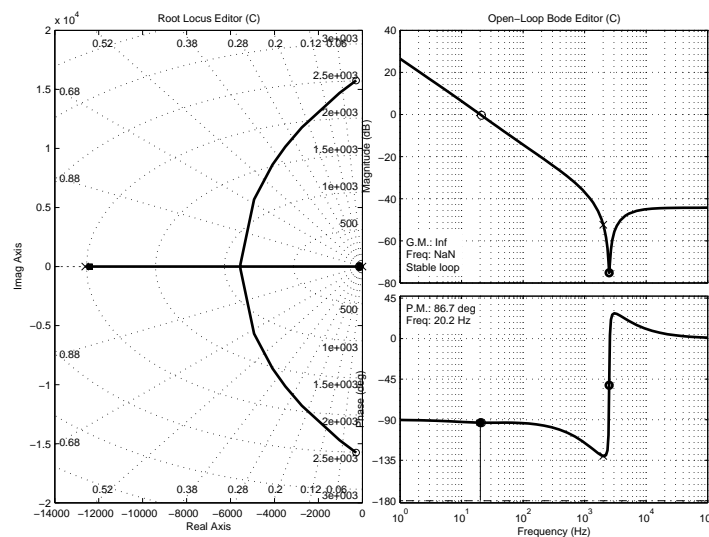


Figura 3.37: Mapa do lugar geométrico das raízes e diagramas de Bode de magnitude e de fase para a FTLA.

A resposta do sistema da carga ao degrau unitário, Fig. 3.38, ilustra a resposta lenta do compensador da corrente de carga, conforme definido no projeto.

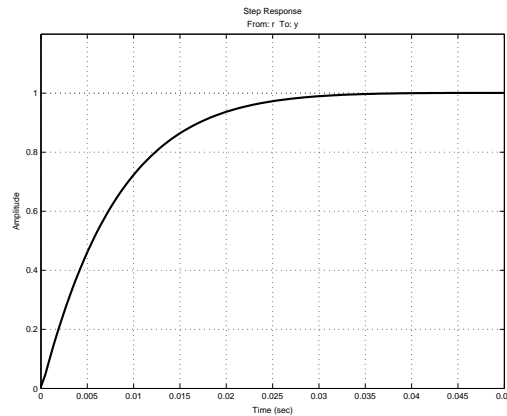


Figura 3.38: Resposta ao degrau unitário para FTLA da corrente na carga.

3.5.4 Resultados da Simulação do Controle da Corrente na Carga a partir do Modelo CC

Complementando os resultados apresentados para os compensadores das corrente de entrada para o RTBB em malha aberta e em malha de corrente, o modelo completo com as malhas de controle de corrente de carga e de entrada foi simulado com o programa Simulink de maneira que se obtivesse uma expectativa do comportamento do conversor quando submetido à situação extrema do degrau na carga R_o .

Para representar o retificador e os compensadores utilizaram-se os diagramas de blocos complementares, aos anteriormente apresentados, ilustrados na Fig. 3.39.

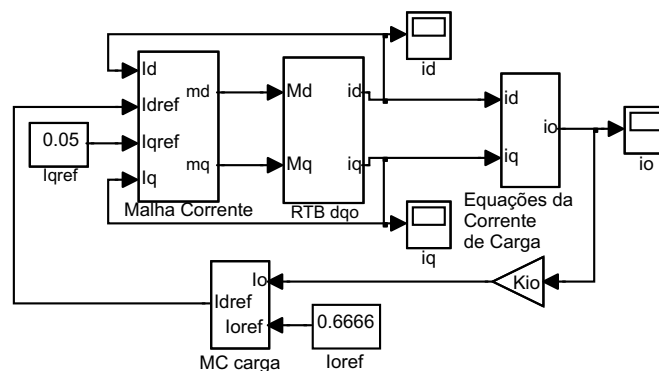


Figura 3.39: Diagrama de blocos do RTBB em malha fechada por corrente.

O bloco que representa as equações de carga está ilustrado na Fig. 3.40 Nesta representação nota-se que o modelo do conversor é submetido ao degrau de +40% na resistência de carga, ou seja, uma redução de 40% da potência demandada pela carga.

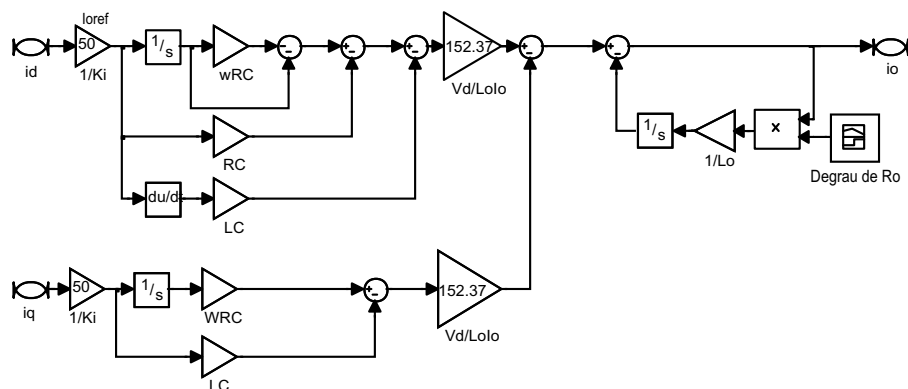


Figura 3.40: Diagrama de blocos das equações da corrente de carga.

A Fig. 3.41 apresenta os resultados da simulação para resistência de carga inicialmente igual a 9Ω , com degrau para $12,6\Omega$ e novamente retornando ao valor nominal. Nota-se o satisfatório desempenho dos compensadores com valores razoáveis de sobre corrente na carga e tempo de estabilização do retificador sem distorção significativa nas correntes de entrada.

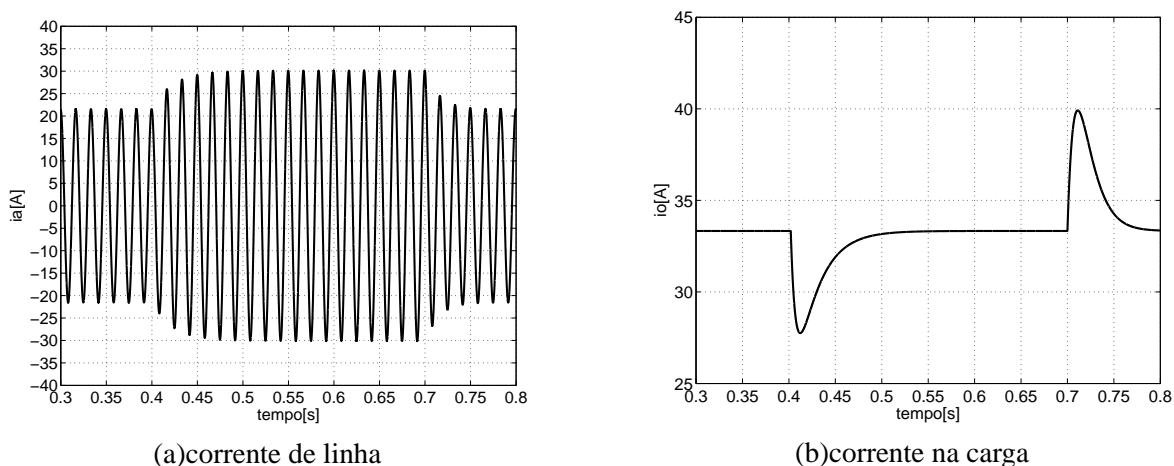


Figura 3.41: Resposta ao degrau na carga para o conversor utilizando o programa Simulink.

Apresentam-se a seguir os resultados da simulação em *PSIM* para o degrau na resistência de carga R_o para o filtro de carga L_o e $L_o C_o$.

Na Fig. 3.42 confirma-se a permanência do ângulo de defasagem em praticamente $+8^\circ$ elétricos, mesmo após o degrau de carga, e aparentemente o conteúdo harmônico da corrente de entrada inalterado. Na Fig. 3.43 nota-se a corrente de linha em evidência com o transitório originado pelo degrau na carga.

A tensão nos capacitores de entrada se apresenta seguindo a tensão de fase da rede. Confirma-se apenas a alteração dos valores de corrente neste após a variação da carga, Fig. 3.44.

Para ambos os filtros L_o e $L_o C_o$ verifica-se a pouca influência sobre os valores instantâneos das correntes dq , mesmo com o degrau na carga, o que pode ser melhor observado na Fig. 3.45.

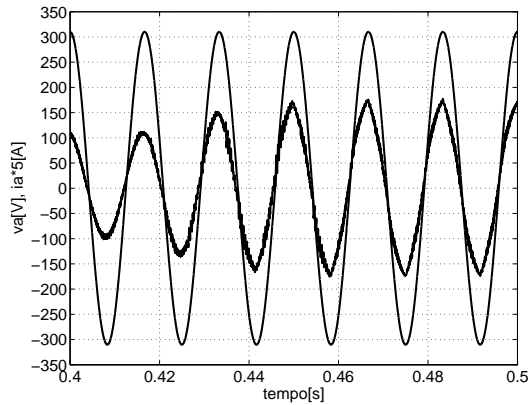


Figura 3.42: Tensão de fase e corrente de linha em programa *PSIM*.

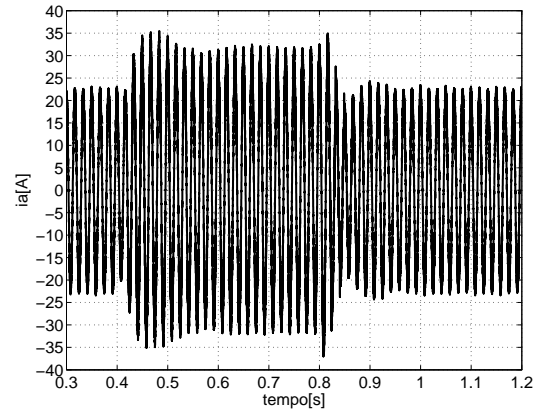


Figura 3.43: Corrente de linha em programa *PSIM*.

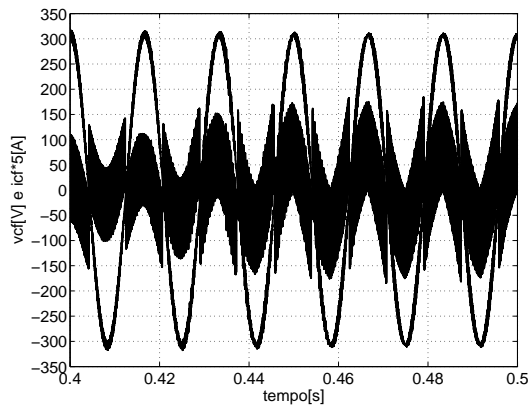


Figura 3.44: Tensão de fase e Corrente no capacitor do filtro de entrada.

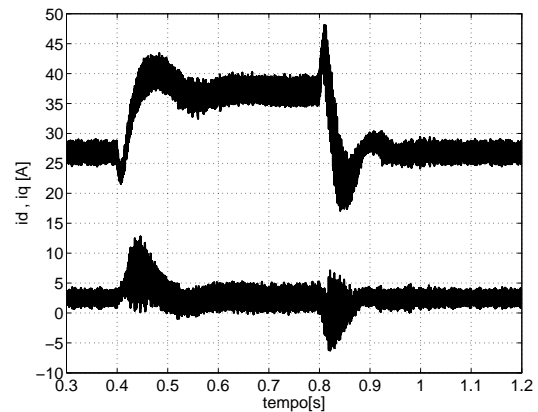


Figura 3.45: Corrente direta e de quadratura com a variação da carga.

A ação de controle da corrente de carga pode ser observada na Fig. 3.46 onde a presença do capacitor no filtro L_oC_o adiciona uma leve oscilação em relação ao filtro L_o .

A influência do capacitor no filtro L_oC_o é melhor notada sobre a tensão de carga, Fig. 3.47, onde no instante da derivada de corrente em L_o o pico de tensão é absorvido pelo capacitor C_o .

3.6 Conclusões

A utilização da técnica de modelagem do retificador trifásico buck bidirecional por Transformada de Clarke/Park proporcionou manipulações algébricas evidentes e ainda a utilização de técnicas de linearização pouco complicadas que resultam em equações de estado representativas para o conversor.

Valendo-se de considerações estanques, como rede trifásica equilibrada e corrente de carga contínua, para a obtenção do *modelo da entrada CA*, bem como admitindo-se uma tensão nos capacitores de entrada de mesma amplitude e fase das tensões da rede trifásica para a obtenção do *modelo da saída CC*, os modelos apresentaram-se realísticos para uma representação dinâmica do retificador e válidos para a obtenção dos compensadores de corrente por meio das técnicas de controle linear.

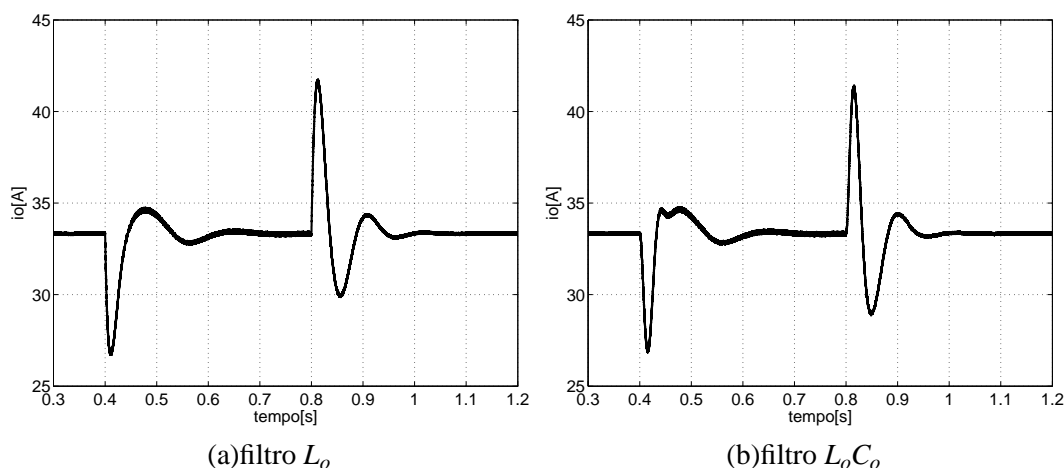


Figura 3.46: Corrente na carga para um degrau de +40% em R_o .

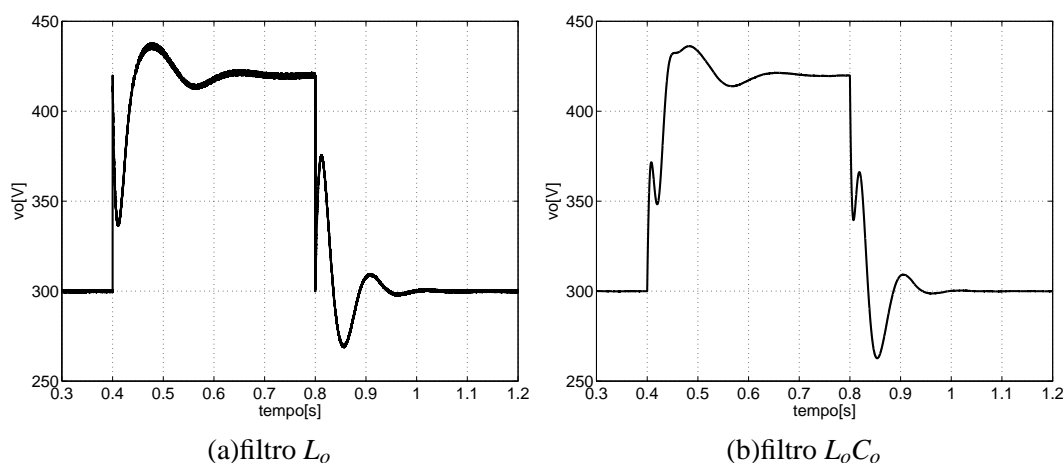


Figura 3.47: Tensão na carga para um degrau de +40% em R_o .

Nos resultados das simulações, ilustrou-se a característica de um sistema de segunda ordem para o retificador e a importância de um projeto refinado para o filtro de entrada compromissado com o fator de potência elevado e reduzida taxa de distorção harmônica das correntes de entrada. Ainda, um projeto criterioso deve ser realizado para a obtenção de compensadores adequados às constantes de tempo do conversor definidas normalmente pelas frequências de corte e de operação dos filtros, tanto de entrada quanto de carga.

Ainda, registra-se que o projeto dos compensadores de corrente é exclusivo, dependente das características desejadas para o conversor, onde a metodologia aqui utilizada pode ser tomada como referência mas não como regra.

As análises desenvolvidas neste capítulo agregaram ao conhecimento disponível sobre a modelagem em coordenadas dqo de retificadores Buck trifásicos visto que este não tinha sido objeto de estudo localmente. Uma lacuna a ser preenchida em estudos futuros seria a modelagem dqo e demais análises para cargas não-lineares que não foram abrangidas neste trabalho devido aos objetivos deste que consiste na proposição e validação de uma nova topologia de retificador Buck isolado em alta-frequência.

Capítulo 4

Retificador Trifásico tipo Buck Isolado por Único Estágio

4.1 Introdução

Os retificadores trifásicos unidirecionais do tipo buck são objeto de estudo em relação à modulação [7, 33], à otimização do projeto [41, 42], à qualidade das correntes de entrada [34] e à associação de conversores [21, 29]. As contribuições de tais estudos são obviamente focadas na melhoria da qualidade de energia tanto para a rede trifásica quanto para carga a qual se destinam quando empregado o retificador buck unidirecional ou com três interruptores.

Resgatando as topologias apresentadas no capítulo 1, em específico a apresentada na Fig. 1.13, até o presente trabalho apenas retificadores buck de quatro quadrantes, ou retificadores buck matriciais, haviam sido isolados em alta-frequência sem o uso de interruptores adicionais aos da ponte retificadora.

Assim, nos capítulos desenvolvidos anteriormente objetivou-se a formação de conhecimento para o desenvolvimento da nova topologia de retificador buck apresentada na Fig. 4.1 [1, 2, 13, 17]. A obtenção da isolação em alta-frequência é proporcionada pela associação de um conversor forward/flyback entre o retificador e a carga, conseguindo-se um retificador isolado por único estágio.

Neste capítulo, apresentam-se as adaptações realizadas aos conhecimentos de modulação e controle para a obtenção do retificador trifásico tipo Buck isolado. Ainda, para comprovação das adaptações teóricas realizadas, apresenta-se um exemplo de projeto do estágio de potência validado por simulações em malha fechada com controle da tensão na carga.

4.2 Princípios Operacionais e Modulação

Esta topologia apresenta-se inovadora pois, até o presente trabalho, retificadores trifásicos unidirecionais tipo Buck não haviam sido isolados em alta-frequência por estágio único, ou seja, sem

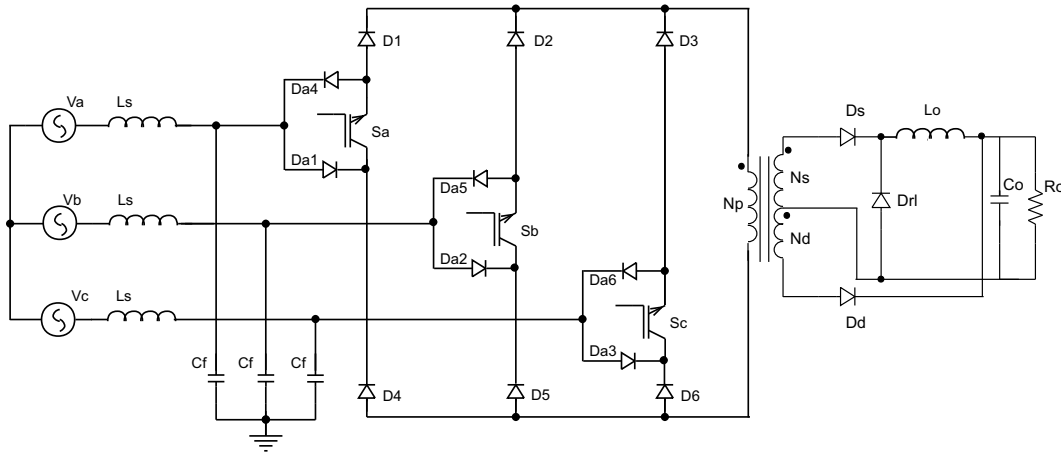


Figura 4.1: Retificador trifásico unidirecional Buck isolado.

interruptores adicionais para realizar tal característica.

Embora toda a técnica aqui apresentada seja válida para retificadores trifásicos tipo Buck com seis interruptores, optou-se por uma estrutura unidirecional de três interruptores devido a sua simplicidade, o que pode ser uma grande contribuição para aplicações onde não faz-se necessária a bidirecionalidade na transferência de energia e para as quais apenas encontrava-se tecnologicamente disponíveis as estruturas com 6 e 12 interruptores em retificador matricial.

As tensões e os sinais modulados apresentam um avanço de 90° elétricos conforme a teoria apresentada no capítulo 3. Assim, sejam as tensões de fase da rede trifásica:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{pk} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + 90^\circ) \\ V_{pk} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - 30^\circ) \\ V_{pk} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + 210^\circ) \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Para a modulação da topologia proposta, utiliza-se a técnica da transformação de dois para três níveis apresentada no capítulo 2. Uma modulação escalar com tais características apresenta-se adequada pois as etapas de operação em roda-livre seriam disponibilizadas pelo diodo de roda-livre presente no conversor forward/flyback.

Nesta topologia o sub-conversor forward opera em modo de condução contínua e o sub-conversor flyback em modo de condução descontínua realizando a desmagnetização do transformador. No entanto, não descarta-se a possibilidade de funcionamento em outros modos de operação.

A obtenção dos sinais de comando dos interruptores dá-se de forma simples, conforme apresentado na seção 2.3.2. Os sinais modulados em dois-níveis, $m_a(t)$, $m_b(t)$, $m_c(t)$, são transformados para três-níveis, $y_a(t)$, $y_b(t)$, $y_c(t)$, [36] sendo o módulo destes utilizados diretamente para o comando dos interruptores.

$$\begin{bmatrix} m_a(t) \\ m_b(t) \\ m_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + 90^\circ) \\ M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - 30^\circ) \\ M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + 210^\circ) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$\begin{bmatrix} y_a(t) \\ y_b(t) \\ y_c(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} m_a(t) \\ m_b(t) \\ m_c(t) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

A Fig. 4.2, ilustra a transformação dos sinais modulados e a obtenção dos sinais de comando dos interruptores sem o uso de transformações e lógicas intermediárias.

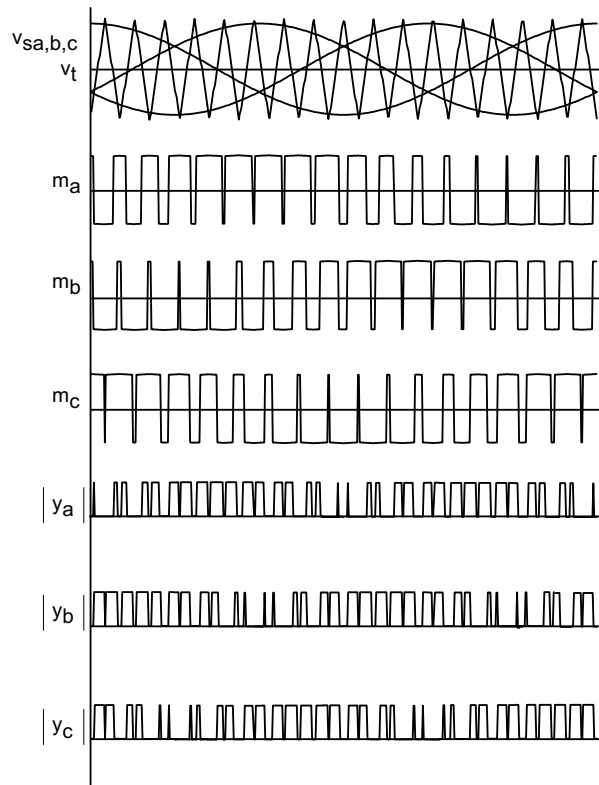


Figura 4.2: Formas de onda da modulação.

Uma outra abordagem da modulação que pode ser empregada a esta topologia consiste na modulação por estados ou por vetores [18]. Nesta, muito semelhante ao descrito anteriormente, tem-se quatro estados que quando alternados, contemplam um ciclo de operação na frequência da rede, como representado na tabela 4.1, onde o valor 1 representa que o interruptor está habilitado para conduzir.

Tabela 4.1: Estados Operacionais.

Estado	Interruptor		
	Sa	Sb	Sc
1		1	1
2	1	1	
3	1		1
<i>nulo</i>	<i>roda – livre</i>		

O estado nulo é onde se propicia a circulação em roda-livre para a corrente na carga pelo diodo

D_{RL} no circuito do secundário da estrutura. Os estados 1, 2 e 3 são estados ativos que representam dois interruptores habilitados simultaneamente. Uma forma clara de representação de tais estados dá-se graficamente pelo diagrama de espaço de estado vetorial apresentado na Fig. 4.3. No diagrama os estados são representados por vetores espaçados de 120° elétricos e a progressão da frequência angular da rede trifásica é representada pelo ângulo θ onde para cada sub-período de 120° apenas participam os dois vetores adjacentes e o estado nulo resultando em uma triangulação de estados para cada intervalo.

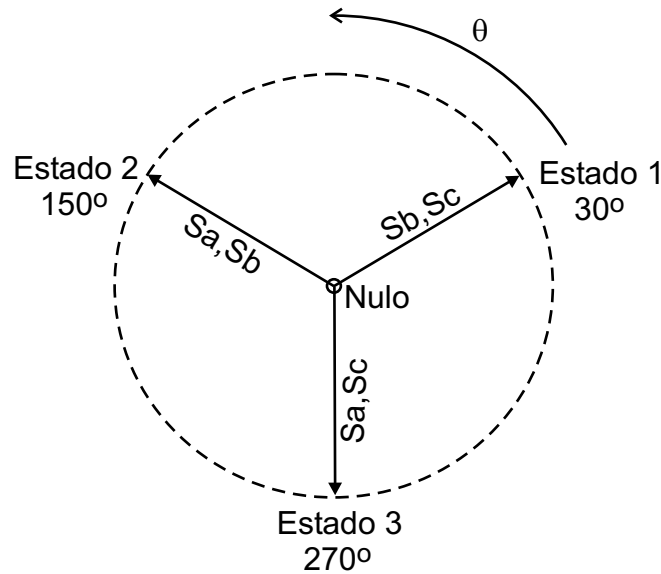


Figura 4.3: Diagrama de espaço de estado vetorial .

4.3 Etapas de Operação

Complementando os estados apresentados anteriormente e ilustrados pelo diagrama de espaço de estado vetorial, apresenta-se detalhadamente a operação do retificador por circuitos elétricos para o sub-período de 30° a 150° , onde serão ilustradas etapas de operação que envolvem a ponte retificadora nos estados 1 e 2 e o circuito secundário do retificador em roda-livre.

Na primeira etapa, Fig. 4.4, dá-se inicialmente a transferência de potência da rede trifásica à carga. A ponte retificadora encontra-se no estado 1, com os interruptores Sb e Sc habilitados.

As Fig. 4.5, ilustra o estado nulo no qual a carga é isolada da rede trifásica. A corrente de carga circula pelo diodo de roda-livre. A energia armazenada no campo magnético é exaurida através do enrolamento flyback na forma de corrente desmagnetizante para a carga.

Após desmagnetizado o transformador, tem-se a circulação da corrente de carga apenas pelo diodo de roda-livre, Fig. 4.6.

Após o intervalo em que os interruptores encontram-se desabilitados, estado nulo, a ponte retificadora deve passar para o estado 2 no qual os interruptores Sa e Sb estão habilitados, conforme

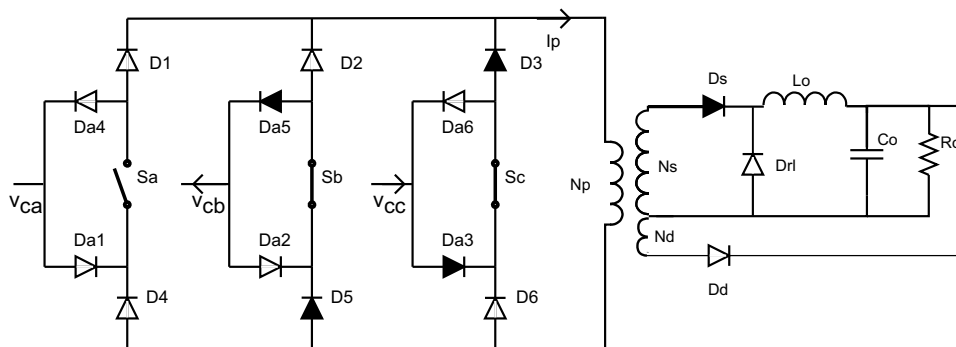


Figura 4.4: Primeira etapa de operação, estado 1.

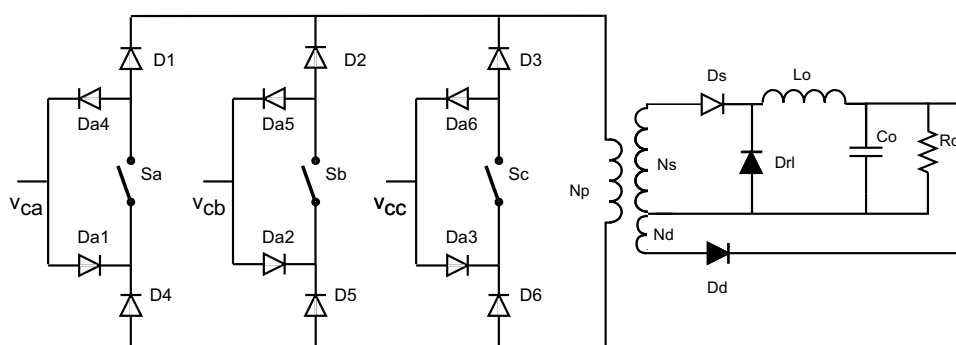


Figura 4.5: Segunda etapa de operação, estado nulo em desmagnetização.

ilustrado na Fig. 4.7. A progressão dos demais sub-períodos segue o que foi apresentado na seção anterior e na Fig. 4.3.

Complementando as etapas de operação, estas podem ser analisadas por meio das principais formas de onda de tensão e de corrente para o seu melhor entendimento. Na Fig. 4.8, algumas formas de onda são semelhantes as obtidas para o conversor forward/flyback onde a fonte de tensão contínua E é substituída pela tensão retificada $v_{ret}(t)$. Ainda, ao lado direito de cada forma de onda têm-se os valores limites de tensão ou corrente, que são de valia para os cálculos dos valores de pico, eficaz e médio nos semicondutores.

Primeiramente para a Fig. 4.8(a) à (e), têm-se as correntes estimadas para a devida operação do retificador, sendo que estas dispensam comentários adicionais aos feitos para o conversor forward/flyback no Apêndice D.

Na Fig. 4.8(f) tem-se a tensão no primário do transformador, onde esta apresenta um valor de pico positivo dado pela tensão retificada $v_{ret}(t)$ e um valor de pico negativo que é a tensão na carga refletida ao primário durante o intervalo de desmagnetização ($t_d - t_c$). A tensão sobre os interruptores na Fig. 4.8(g) tem como maior valor a tensão na carga refletida ao primário durante o intervalo de desmagnetização ($t_d - t_c$) e um segundo patamar dado pelo módulo da tensão de fase $v_f(t)$. A Fig. 4.8(h) representa a tensão no diodo D_s e a Fig. 4.8(i) a tensão no diodo D_{RL} , com valores de pico citados ao lado das mesmas. Para o diodo D_d , o maior valor de tensão dá-se quando o diodo encontra-se bloqueado sendo este dado pela tensão retificada refletida ao enrolamento desmagnetizante adicionada pela tensão na carga. Um segundo patamar apresenta como valor a tensão na carga, vistos na

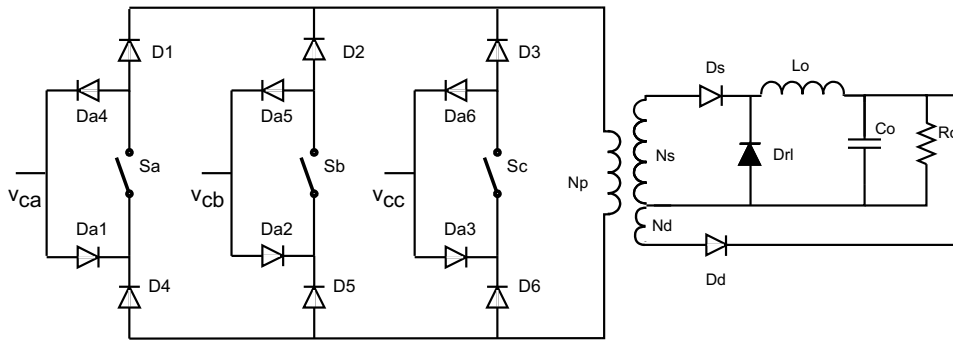


Figura 4.6: Terceira etapa de operação, estado nulo em roda-livre.

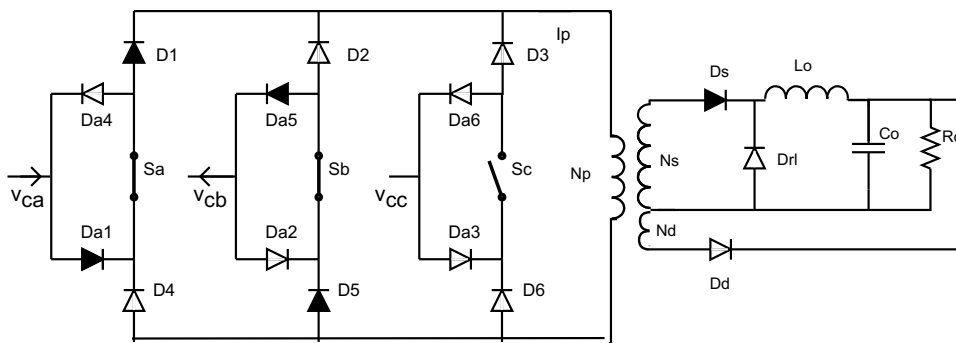


Figura 4.7: Quarta etapa de operação, estado 2.

Fig. 4.8(j).

4.4 Modelagem por Espaço de estados

Para o controle das correntes de entrada do retificador trifásico unidirecional tipo buck isolado vale o *modelo da entrada CA* apresentado no capítulo 3. A redução do número de interruptores não altera o comportamento da ponte retificadora e da carga quando vistos pela rede trifásica e conseqüentemente valem os modelos já obtidos.

4.4.1 Modelo da Entrada CA

Nesta proposta de retificador, tem-se um transformador entre a carga e a ponte retificadora, sendo que opta-se por referir as grandezas do secundário para o primário:

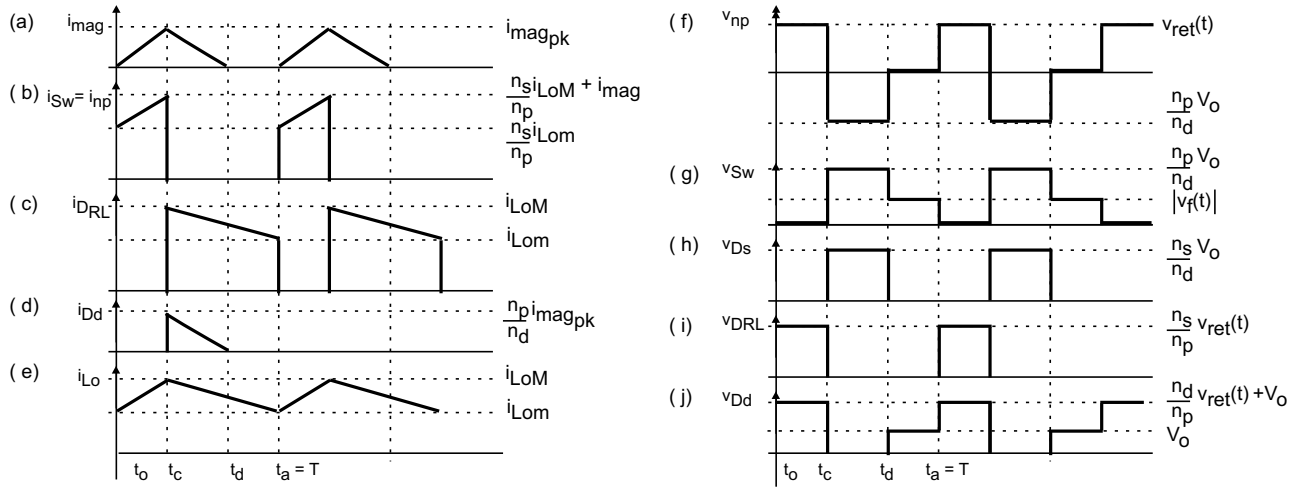


Figura 4.8: Formas de onda teóricas: (a) corrente magnetizante; (b) corrente nos interruptores; (c) corrente no diodo D_{RL} ; (d) corrente no diodo D_d ; (e) corrente no indutor L_o ; (f) tensão no primário do transformador; (g) tensão nos interruptores; (h) tensão no diodo D_s ; (i) tensão no diodo D_{RL} ; (j) tensão no diodo D_d .

$$\begin{aligned}
 R'_o &= \left(\frac{n_s}{n_p}\right)^2 \cdot R_o; \\
 L'_o &= \left(\frac{n_s}{n_p}\right)^2 \cdot L_o; \\
 C'_o &= \left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2 \cdot C_o; \\
 I'_o &= \left(\frac{n_s}{n_p}\right) \cdot I_o;
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

Para a obtenção deste modelo, assim como no capítulo 3, considera-se o circuito equivalente por fase apresentado na Fig. 4.9.

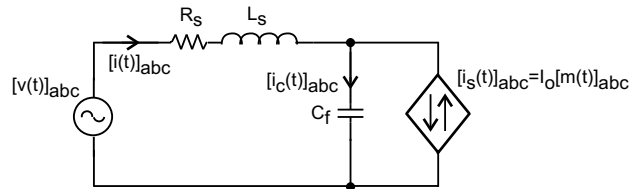


Figura 4.9: Circuito equivalente por fase.

Do circuito da Fig. 4.9 admite-se $[i_s(t)]_{abc}$ como sendo a corrente por fase na entrada do retificador:

$$[i_s(t)]_{abc} = I'_o \cdot [m(t)]_{abc} \tag{4.5}$$

As equações que representam o circuito em coordenadas trifásicas são:

$$[i(t)]_{abc} = [i_c(t)]_{abc} + [i_s(t)]_{abc} \tag{4.6}$$

$$[i(t)]_{abc} = C_f \cdot \frac{d}{dt} [v_c(t)]_{abc} + [i_s(t)]_{abc} \quad (4.7)$$

$$[v_c(t)]_{abc} = [v(t)]_{abc} - L_s \cdot \frac{d}{dt} [i_s(t)]_{abc} - R_s \cdot [i(t)]_{abc} \quad (4.8)$$

Substituindo (4.5) em (4.7):

$$[i(t)]_{abc} = C_f \cdot \frac{d}{dt} [v_c(t)]_{abc} + I'_o \cdot [m(t)]_{abc} \quad (4.9)$$

Inserindo (4.8) em (4.9) resulta na corrente de entrada para o retificador Buck isolado:

$$[i(t)]_{abc} = C_f \cdot \frac{d}{dt} [v(t)]_{abc} - L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2}{dt^2} [i(t)]_{abc} - R_s \cdot C_f \cdot \frac{d}{dt} [i(t)]_{abc} + I'_o \cdot [m(t)]_{abc} \quad (4.10)$$

Seguindo a metodologia descrita no capítulo 3, que consiste no uso da transformada de Clarke/Park, obtém-se a representação de (4.10) em coordenadas dq , sem a seqüência zero, resultando nas seguintes correntes:

$$\begin{aligned} i_d(t) + R_s \cdot C_f \cdot \frac{di_d(t)}{dt} - \omega R_s \cdot C_f \cdot i_q(t) + L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2 i_d(t)}{dt^2} \\ - 2 \cdot \omega \cdot L_s \cdot C_f \cdot \frac{di_q(t)}{dt} - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f \cdot i_d(t) \\ = C_f \cdot \frac{dv_d(t)}{dt} - \omega \cdot C_f \cdot v_q(t) + m_d(t) \cdot I'_o \end{aligned} \quad (4.11)$$

$$\begin{aligned} i_q(t) + R_s \cdot C_f \cdot \frac{di_q(t)}{dt} + \omega R_s \cdot C_f \cdot i_q(t) + L_s \cdot C_f \cdot \frac{d^2 i_q(t)}{dt^2} \\ + 2 \cdot \omega \cdot L_s \cdot C_f \cdot \frac{di_d(t)}{dt} - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_f \cdot i_q(t) \\ = C_f \cdot \frac{dv_q(t)}{dt} + \omega \cdot C_f \cdot v_d(t) + m_q(t) \cdot I'_o \end{aligned} \quad (4.12)$$

Novamente utilizando os conceitos de modelagem por pequenos-sinais, linearização e desacoplamento de variáveis, resulta a função de transferência em pequenos sinais das correntes de entrada dq , $(\tilde{i}_d(t), \tilde{i}_q(t))$, em relação aos sinais modulados dq , $(\tilde{m}_d(t), \tilde{m}_q(t))$, para o modelo da entrada CA:

$$G_i(s) = \frac{\tilde{i}_d(s)}{\tilde{m}_d(s)} = \frac{\tilde{i}_q(s)}{\tilde{m}_q(s)} = \frac{I'_o}{\frac{s^2}{\omega_c^2} + \frac{R_s \cdot s}{L_s \cdot \omega_c^2} + \left(\frac{\omega_c^2 - \omega^2}{\omega_c^2} \right)} \quad (4.13)$$

4.4.2 Modelo da Saída CC

Quanto ao *modelo da saída CC* nota-se que a função de transferência obtida no Capítulo 3 é semelhante à função de transferência do conversor forward/flyback apresentada no Apêndice D. Este critério é adotado tendo-se em vista que a modulação da ponte retificadora, proposta na seção 4.3, emula o comportamento do interruptor posto ao primário do transformador do conversor forward/flyback.

O filtro de saída e a carga referidos ao primário do transformador são representados pelo circuito equivalente da Fig.4.10.

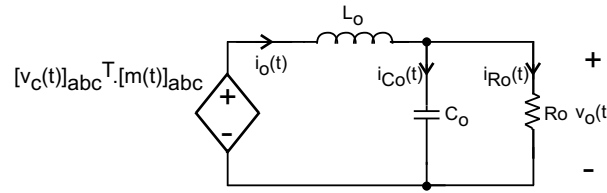


Figura 4.10: Circuito equivalente da carga.

As equações que representam o circuito da Fig.4.10 são definidas a seguir:

$$[v_c(t)]_{abc}^T \cdot [m(t)]_{abc} = L'_o \cdot \frac{di'_o(t)}{dt} + v'_o(t) \quad (4.14)$$

$$i'_o(t) = C'_o \cdot \frac{dv'_o(t)}{dt} + \frac{v'_o(t)}{R'_o} \quad (4.15)$$

Assim como fora adotado para a modelagem do retificador trifásico bidirecional tipo buck, considera-se a tensão no capacitor de filtragem $[v_c(t)]_{abc}$ como estando em fase e apresentando a mesma amplitude da tensão de rede $[v_c(t)]_{abc}$. Então a equação (4.14) pode ser reescrita como:

$$[v(t)]_{abc}^T \cdot [m(t)]_{abc} = L'_o \cdot \frac{di'_o(t)}{dt} + v'_o(t) \quad (4.16)$$

Inserindo (4.15) em (4.16) obtém-se:

$$[v(t)]_{abc}^T \cdot [m(t)]_{abc} = L'_o \cdot C'_o \cdot \frac{dv_o'^2(t)}{dt^2} + \frac{L'_o}{R'_o} \cdot \frac{dv'_o(t)}{dt} + v'_o(t) \quad (4.17)$$

Para a obtenção do modelo da carga em coordenadas dq aplica-se novamente a transformada de Clarke/Park à equação (4.17), resultando na expressão:

$$\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{pk} \cdot m_d(t) = L'_o \cdot C'_o \cdot \frac{dv_o'^2(t)}{dt^2} + \frac{L'_o}{R'_o} \cdot \frac{dv'_o(t)}{dt} + v'_o(t) \quad (4.18)$$

A representação de (4.19) em pequenos-sinais no domínio da frequência dá-se na seguinte forma:

$$\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{pk} \cdot \tilde{m}_d(s) = L'_o \cdot C'_o \cdot \tilde{v}'_o(s) \cdot s^2 + \frac{L'_o}{R'_o} \cdot \tilde{v}'_o(s) \cdot s + \tilde{v}'_o(s) \quad (4.19)$$

Substituindo o termo $\tilde{m}_d(s)$, da função de transferência (4.22), em (4.19) resulta na função de transferência da tensão de carga $\tilde{v}'_o(s)$ em relação a corrente de entrada direta $\tilde{i}'_d(s)$ definida por:

$$G_v(s) = \frac{\tilde{v}'_o(s)}{\tilde{i}'_d(s)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_{pk}}{I'_o} \cdot \frac{\frac{s^2}{\omega_c^2} + \frac{R_s \cdot s}{L_s \cdot \omega_c^2} + \left(\frac{\omega_c^2 - \omega^2}{\omega_c^2}\right)}{L'_o \cdot C'_o \cdot s^2 + \frac{L'_o}{R'_o} \cdot s + 1} \quad (4.20)$$

onde:

$$\omega_c^2 = \frac{1}{L_s \cdot C_f} \quad (4.21)$$

4.5 Proposta de Projeto de Potência

As primeiras discussões sobre as potenciais aplicações desta nova topologia remeteram-na ao uso em fontes de telecomunicação e fontes ininterruptas de energia. Devido ao interesse despertado por uma empresa optou-se pelo projeto de um retificador com tensão para a carga em um dos valores usuais aos utilizados para fontes de telecomunicações. Devido as limitações de tempo e ao encontro dos recursos disponíveis optou-se por um retificador com as seguintes especificações para validação da topologia e da pretensa técnica de controle, conforme a tabela 4.2.

Tabela 4.2: Especificações de Projeto.

$V_{fase} = 127V_{ef}$	tensão de fase eficaz;
$P_o = 2,5kW$	potência na carga;
$V_o = 48V$	tensão na carga;
$f_s = 30kHz$	freqüência de comutação;
$D_M = 0,4$	razão cíclica máxima;
$D = 0,3$	razão cíclica de operação;
$\Delta i_{LoR} = 20\%$	ondulação relativa da corrente em L_o ;
$\Delta v_{CoR} = 20\%$	ondulação relativa da tensão em C_o ;
$i_{mag}\% = 10\%$	percentual da corrente do primário para magnetização;

Observa-se que os fatores de qualidade normalmente empregados em projetos de fontes de telecomunicação não foram empregados visto que o principal interesse deste projeto encontra-se na validação desta nova topologia e não no desenvolvimento de uma pretensa fonte comercial.

As equações utilizadas para o projeto de potência apresentam-se na Planilha de Cálculos do Estágio de Potência no Apêndice C, onde nesta planilha as equações relativas ao projeto dos transformador, indutor e capacitor são as definidas no Apêndice D. Na tabela 4.3, apresentam-se especificações

Tabela 4.3: Dispositivos Projetados.

$L_s = 190\mu H$	indutância do filtro de entrada;
$C_f = 22\mu F$	capacitância do filtro de entrada;
$n_p = 14 esp.$	espiras do enrolamento primário;
$n_s = 9 esp.$	espiras do enrolamento secundário;
$n_d = 2 esp.$	espiras do enrolamento desmagnetizante;
$L_M = 1,56 mH$	indutância magnetizante;
$L_o = 100\mu H$	indutância do filtro da carga;
$C_o = 4400\mu F$	capacitância do filtro da carga;
$R_o = 0,92\Omega$	resistência da carga;

construtivas para os dispositivos magnéticos e capacitores do filtro de entrada e do filtro de carga para o protótipo proposto.

Os valores do filtro de entrada seguem os princípios apresentados no capítulo 1 onde foram consideradas algumas características de qualidade do filtro como: a frequência de corte e a defasagem entre a tensão e a corrente de entrada. Assim, optou-se para o filtro de entrada por um capacitor com capacitância de valor comercial de $22\mu F$, sendo este uma doação da *EPCOS S.A.*. O referido capacitor pertence a uma serie especial do tipo polipropileno metalizado para aplicações em eletrônica de potência com capacidade de corrente acima dos capacitores convencionais o que agregou segurança ao protótipo visto que tais capacitores apresentam-se submetidos a um regime de corrente atípico. Assim, tendo-se definido a capacitância do capacitor de entrada em valor comercial calcularam-se a indutância dos indutores L_s para que tenha-se a frequência de corte desejada para o filtro, onde estes foram desenvolvidos pelos métodos clássicos de projeto de indutores com núcleo de ferro-silício devido ao conteúdo harmônico de baixa frequência a que este estará submetido.

4.6 Controle

Diferente do apresentado no Capítulo 3, neste item apresenta-se o projeto de compensadores contínuos do tipo proporcional-integral (PI) onde verifica-se a validade deste para o controle da considerada topologia. Nesta aplicação, o controle será realizado em malha fechada pela tensão na carga demonstrando a estabilidade desta topologia para ambas as formas de fechamento da malha, tanto por tensão quanto por corrente.

O projeto de potência proposto anteriormente para validação desta nova topologia terá para o seu controle e modulação a implementação de um sistema discreto que será apresentado na sequência. No entanto, apresenta-se a seguir o projeto de controladores contínuos para eventuais comparações com os compensadores projetados nos capítulos anteriores.

As rotinas em *Matlab* utilizadas para os projetos dos compensadores contínuos apresentados nesta seção encontram-se no Apêndice B.

4.6.1 Controle Contínuo

Neste projeto, diferente do apresentado no Capítulo 3, o fechamento da malha de controle aqui se dá pela tensão na carga. Tal diferença é adotada para mostrar a validade das duas técnicas conforme a característica da carga e necessidade de aplicação do retificador. O diagrama na Fig. 4.11 ilustra as malhas de controle contínuo empregadas à topologia.

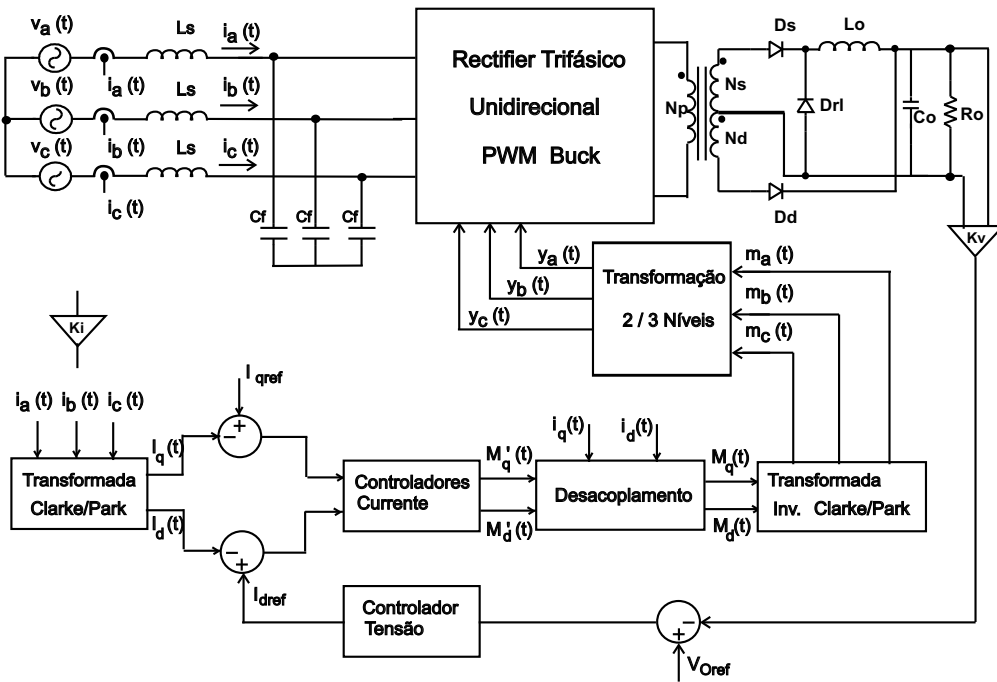


Figura 4.11: Diagrama do controle pela malha de tensão.

A visão conjunta dos ganhos dos sensores de tensão e de corrente, dos compensadores e da planta (neste caso o retificador) podem ser vistos em detalhe na Fig. 4.12, onde $C_i(s)$ é o compensador de corrente, $C_v(s)$ é o compensador de tensão, K_i é o ganho da amostragem da corrente de entrada, K_v é o ganho da amostragem da tensão de carga e V_T^{-1} é o ganho que representa o modulador PWM.

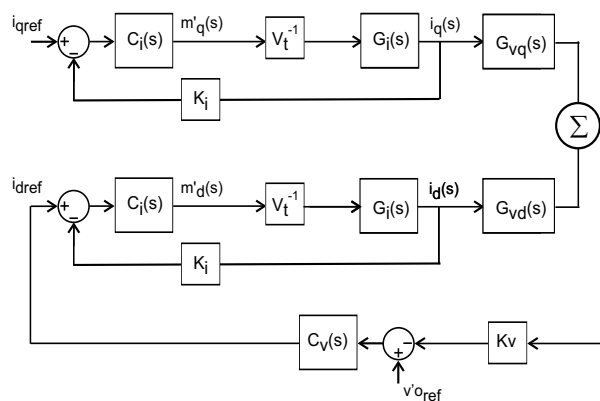


Figura 4.12: Diagrama de bloco das malhas de controle.

Compensador de Corrente

A função de transferência das correntes de entrada em coordenadas dq é a da equação 4.22 e as constantes de tal função são as apresentadas na tabela 4.3.

$$G_i(s) = \frac{K_i}{V_T} \cdot \frac{I'_o}{\frac{s^2}{\omega_c^2} + \frac{R_s \cdot s}{L_s \cdot \omega_c^2} + \left(\frac{\omega_c^2 - \omega^2}{\omega_c^2} \right)} \quad (4.22)$$

onde:

$K_i = 0,120$, ganho do sensor de corrente;

$V_T = 5$, ganho do modulador PWM;

A função de transferência de corrente para o retificador projetado com os supracitados ganhos apresenta-se da seguinte forma.

$$G_i(s) = \frac{0,8036}{4,18 \cdot 10^{-9}s^2 + 2,2 \cdot 10^{-6}s + 0,9994} \quad (4.23)$$

Na Fig. 4.13 apresentam-se o diagrama do lugar geométrico das raízes e diagramas de Bode de magnitude e de fase para a função de transferência de corrente do retificador em malha aberta.

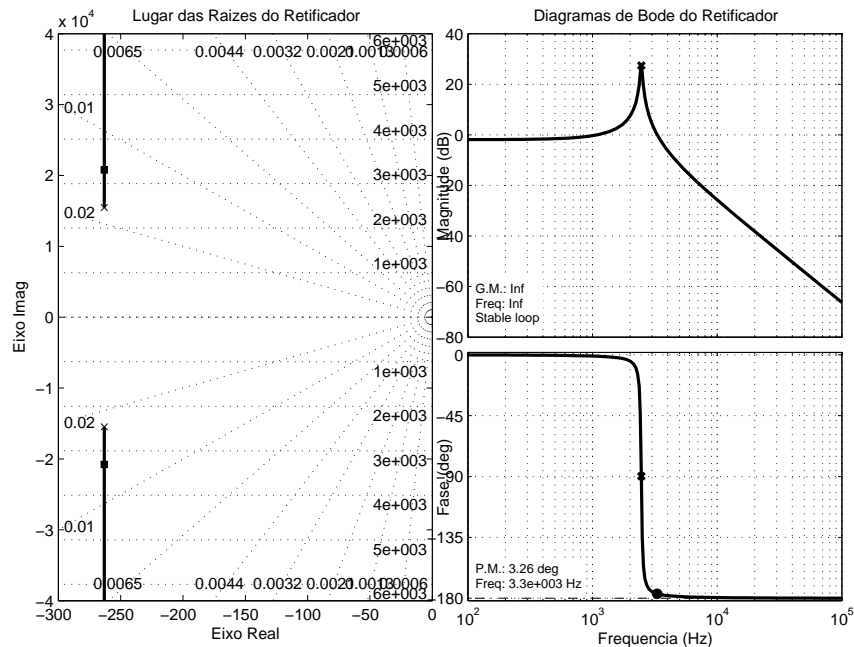


Figura 4.13: Lugar da raízes e diagramas de bode do retificador em malha aberta.

O compensador de corrente empregado é do tipo proporcional-integral (PI) [32] representado pela função de transferência que segue:

$$C_i(s) = K_{ci} \cdot \frac{s + \omega_z}{s} \quad (4.24)$$

onde:

ω_z é o zero do compensador PI;

K_{ci} é o ganho do compensador PI;

Para a adequada alocação de pólos e zeros do compensador utilizaram-se as seguintes premissas de projeto [32]:

- a frequência de cruzamento abaixo da metade da frequência de comutação;
- o zero alocado a pelo menos uma década abaixo da frequência de comutação;

De posse de tais condições iniciais para o projeto do compensador de corrente define-se a frequência de cruzamento do compensador, f_{cr} , e a frequência do zero, ω_z , conforme as seguintes equações:

$$f_{cr} = \frac{f_s}{3} = \frac{30 \cdot 10^{-3} Hz}{3} = 10 kHz \quad (4.25)$$

$$\omega_z = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{20} = 9425 \frac{rad}{s} \quad (4.26)$$

Definidas as frequências de projeto do compensador, calculam-se os ganhos da função de transferência em laço aberto (*FTLA*) do retificador na frequência de cruzamento desejada. O ganho da *FTLA* é a soma dos seguintes ganhos:

O ganho da função de transferência da corrente do retificador,

$$K_{Gi_{dB}} = 20 \cdot \log | G_i(\omega_{cr}) | \quad (4.27)$$

O ganho do modulador PWM,

$$K_{PWM_{dB}} = 20 \cdot \log | K_{PWM} | \quad (4.28)$$

O ganho do amostrador de corrente,

$$K_{i_{dB}} = 20 \cdot \log | K_i | \quad (4.29)$$

O ganho do compensador de corrente na frequência de cruzamento desejada é a soma dos supracitados ganhos que compõem o ganho da *FTLA* subtraído do ganho do numerador e denominador da função de transferência do compensador de corrente, como segue:

$$K_{Ci_{dB}} = K_{Gi_{dB}} + K_{PWM_{dB}} + K_{i_{dB}} - 20 \cdot \log | \omega_{cr} + \omega_z | - 20 \cdot \log \left| \frac{1}{\omega_{cr}} \right| \quad (4.30)$$

O valor absoluto do ganho do compensador de corrente é o representado pela equação:

$$K_{Ci} = 10^{\frac{K_{Ci,dB}}{20}} \quad (4.31)$$

A função de transferência do compensador de corrente

$$C_i(s) = 0,0396 \cdot \frac{s + 9425}{s} \quad (4.32)$$

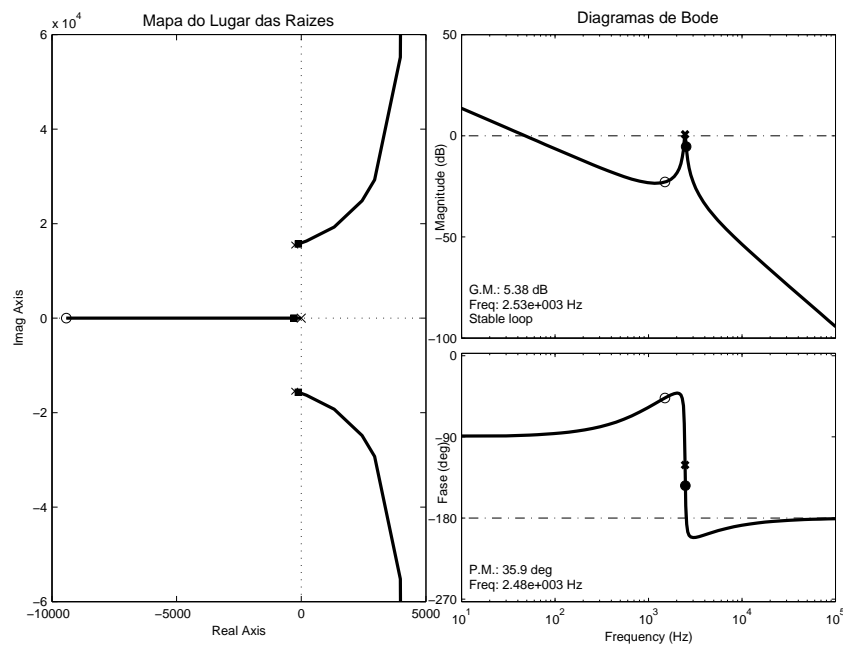


Figura 4.14: Lugar da raízes e diagramas de bode da FTLA do retificador para malha fechada pelas correntes.

A função de transferência em laço aberto quando submetida a resposta ao degrau unitário apresenta-se moderada não expondo o compensador ao limite de saturação conforme o apresentado na Fig.4.15.

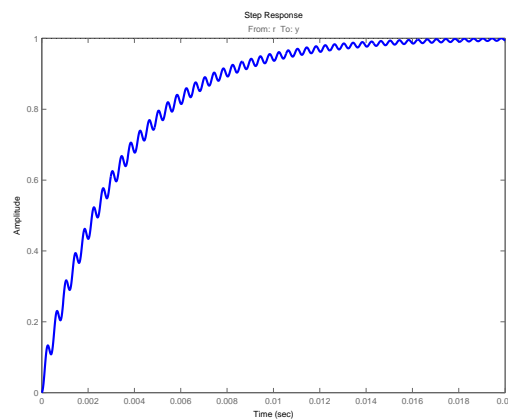


Figura 4.15: Resposta ao degrau para malha fechada pelas correntes.

Desejando-se implementar um compensador de corrente analógico, este poderia se realizado pelo circuito ilustrado na Fig. 4.16, onde obtiveram-se os seguintes valores para os componentes passivos:

$$\begin{cases} R_1 = 5k\Omega \\ R_2 = 198\Omega \\ C_1 = 536nF \end{cases}$$

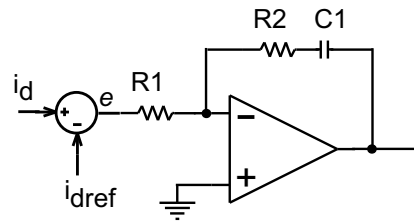


Figura 4.16: Compensador de corrente analógico.

Compensador de Tensão

A malha de controle da tensão de saída caracteriza-se por ser muito mais lenta do que a malha de controle da corrente de entrada. Desta maneira a frequência de cruzamento da *FTLA* para a malha de tensão é definida em no mínimo uma década abaixo da frequência de rede para este projeto. Nesta frequência de cruzamento, ω_{cv} , a malha de controle de corrente simplifica-se a um ganho definido pela expressão da função de transferência em malha fechada na frequência de cruzamento da malha de tensão representada abaixo:

$$FTMF_i(\omega_{cv}) = I_d \cdot \frac{1}{K_i} \quad (4.33)$$

A função de transferência em laço aberto para a tensão de saída é definida abaixo:

$$FTLA_v(s) = FTMF_i(\omega_{cv}) \cdot K_v \cdot C_v(s) \cdot G_v(s) \quad (4.34)$$

O ganho da função de transferência da tensão de saída do retificador,

$$K_{Gv_{dB}} = 20 \cdot \log | G_v(\omega_{cv}) | \quad (4.35)$$

O ganho do amostrador de tensão,

$$K_{i_{dB}} = 20 \cdot \log | K_v | \quad (4.36)$$

O ganho da *FTMF* de corrente,

$$FTMF_i(\omega_{cv})_{dB} = 20 \cdot \log | I_d | + 20 \cdot \log \left| \frac{1}{K_i} \right| \quad (4.37)$$

Assim como para o compensador de corrente, o ganho do compensador de tensão na frequência de cruzamento desejada é obtido da seguinte soma:

$$K_{Cv_{dB}} = FTMF_i(\omega_{cv})_{dB} + K_{Gv_{dB}} + K_{v_{dB}} - 20 \cdot \log | \omega_{cv} + \omega_z | - 20 \cdot \log \left| \frac{1}{\omega_{cv}} \right| \quad (4.38)$$

O valor absoluto do ganho do compensador de tensão é o representado pela equação:

$$K_{Cv} = 10^{\frac{K_{Cv_{dB}}}{20}} \quad (4.39)$$

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

$$C_v(s) = 0,0269 \cdot \frac{s + 209}{s} \quad (4.40)$$

Os componentes passivos para o compensador de tensão seriam dados pelos valores abaixo:

$$\begin{cases} R_1 = 1,774\Omega \\ R_2 = 47,75\Omega \\ C_1 = 100\mu F \end{cases}$$

Analisando-se a função de transferência da tensão de saída no domínio da frequência, os diagramas de Bode para a *FTMA* da tensão de saída encontram-se ilustrados na Fig. 4.17. Nesta, evidencia-se a aguda contribuição do par de pólos e zeros complexos que, no entanto, não tornam a planta instável muito embora complexa.

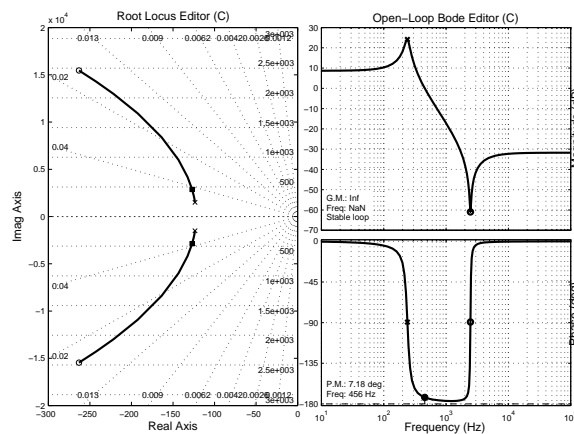


Figura 4.17: Mapa do lugar geométrico das raízes e diagramas de Bode de magnitude e de fase da *FTMA* da tensão de saída.

A função de transferência em laço aberto para a malha de controle da tensão de saída encontra-se representada na Fig. 4.18. Nesta nota-se a reduzida frequência de cruzamento da *FTLA*, $3Hz$, bem como do zero do compensador *PI* abaixo das frequências dos pólos complexos da planta, o que torna a *FTLA* robusta em frequências na ordem da frequência de comutação.

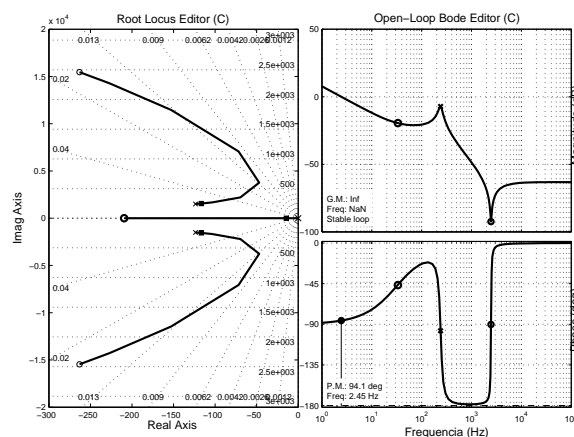


Figura 4.18: Mapa do lugar geométrico das raízes e diagramas de Bode de magnitude e de fase da *FTLA* da tensão de saída.

Como fora apresentado anteriormente, a malha de controle da tensão é muito lenta para que atenuar as oscilações de alta-frequência e esta característica pode ser melhor observada na resposta ao degrau unitário presente na Fig. 4.19.

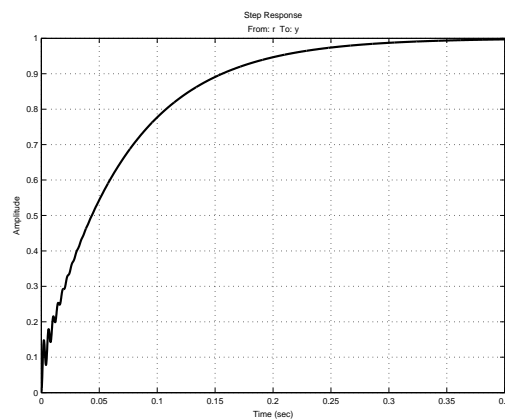


Figura 4.19: Resposta ao degrau unitário da *FTLA* da tensão de saída.

4.7 Resultados de Simulação

Apresenta-se neste item os resultados de simulação do retificador trifásico PWM tipo Buck isolado em alta-frequência, bem como a técnica adotada para os projetos de controle e potência. O retificador foi simulado com o programa *PSIM* com malha fechada pela tensão na carga. Os detalhes do diagrama implementado no *PSIM* encontram-se ilustrados no Apêndice A, Fig. A.4.

Partindo-se da entrada do retificador, observa-se na Fig. 4.20 a satisfatória qualidade da corrente de entrada e seu pequeno defasamento em relação a tensão de fase da rede. Comprovou-se, com este resultado, um elevado fator de potência, na ordem de +0,98. Na Fig. 4.21 apresentam-se as correntes de linha com a adequada defasagem entre estas e que seguem as respectivas fases. Visto que as correntes são resultado da filtragem das correntes da ponte trifásica pelo filtro de entrada, estas não apresentam-se perfeitamente senoidais o que pode ser melhorado pelo uso de filtros de entrada mais elaborados.

Na Fig. 4.22, apresentam-se a corrente no capacitor com seu elevado conteúdo de harmônicas e a desejada tensão sobre o capacitor praticamente coincidente com a tensão de fase da rede apresentando mesma amplitude e fase. As correntes de entrada são amostradas continuamente e transformadas em componentes de Clarke/Park para adequação ao sistema de controle proposto. Os sinais de corrente direta e de quadratura obtidos para esta simulação encontram-se ilustrados na Fig. 4.23 com o reflexo nestas de um degrau na corrente de carga.

O sinal de controle originado pelos compensadores, aqui reconhecido pelas moduladoras direta m_d e de quadratura m_q , ilustra-se com a resposta ao degrau de carga na Fig. 4.24. Demonstra-se nesta a resposta adequada com sobre e sub-sinais limitados, sem a saturação dos compensadores de corrente e, conseqüentemente, de tensão projetados para a técnica de controle proposta. A Fig. 4.25 apresenta as três moduladoras obtidas e sua característica plenamente senoidal.

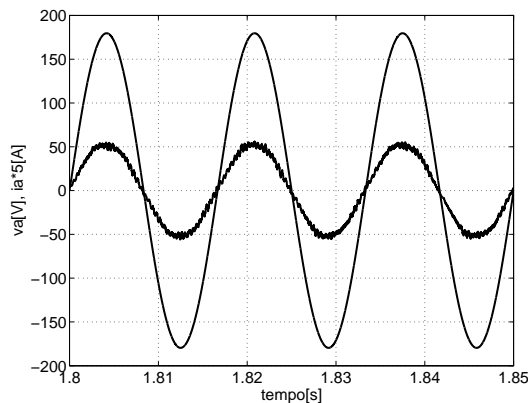


Figura 4.20: Tensão de fase e corrente de linha na entrada.

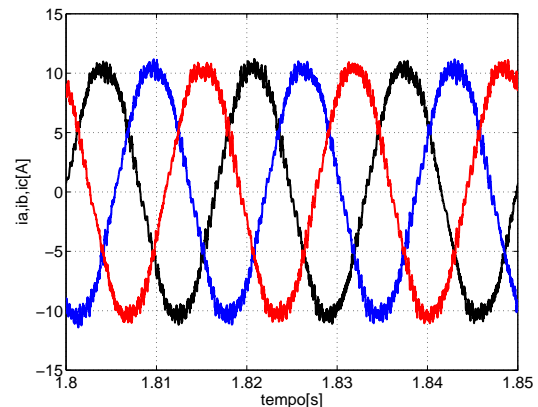


Figura 4.21: Correntes de linha na entrada.

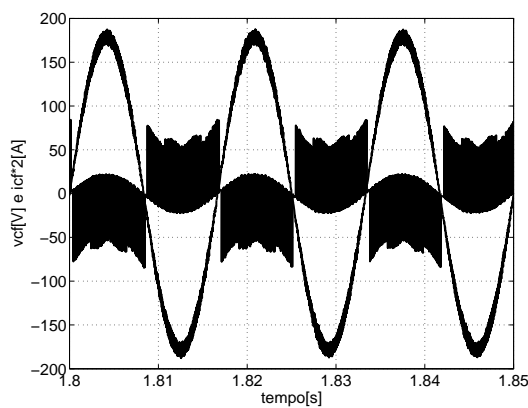


Figura 4.22: Tensão e corrente sobre C_f .

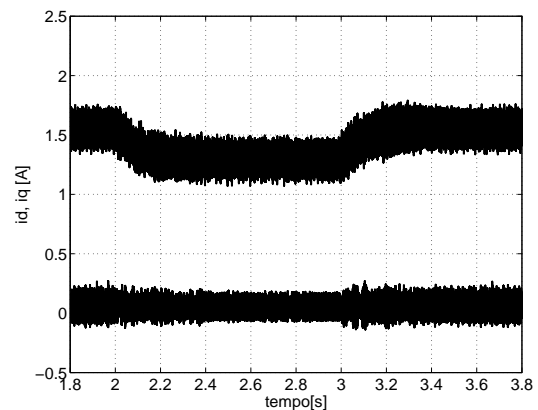


Figura 4.23: Corrente direta e de quadratura.

A Fig. 4.26 apresenta as tensões em alta-freqüência para os diodos do secundário com valores de pico ditados pelas equações da seção D.4.4 e próximos aos calculados no Apêndice C, com os valores obtidos para $v_{D_s pk} = 216V$, $v_{D_r l pk} = 200V$ e $v_{D_d pk} = 92V$. A mesma constatação dá-se para a corrente no diodo D_s e no diodo D_d na Fig. 4.27.

Conforme o definido para este projeto, a tensão na carga em regime permanente mantém-se em 48V e a corrente em 53A. O desempenho dos compensadores de tensão e corrente é verificado para um degrau na carga de +20% no tempo de 2s, de $0,92\Omega$ para $1,1\Omega$, remontando aos valores nominais da carga após 3s (Fig. 4.28). Observa-se, uma resposta satisfatória do compensador de tensão em que a tensão apresenta uma variação máxima de $\pm 10\%$ e estabilização em 450ms o que condiz com a resposta ao degrau da FTLA da malha de tensão na Fig. 4.19. Sendo o controle executado sobre a tensão de carga, a corrente de carga apresenta uma variação natural ao degrau aplicado com uma sobre-corrente de +1% na Fig. 4.29.

A tensão no interruptor S_a apresenta-se nas Figs. 4.30 e 4.31, onde é perceptível o efeito da modulação, das tensões refletidas ao primário e mesmo onde delinea-se o que seria a tensão de fase retificada, visto que o sistema não apresenta neutro. O valor de pico da tensão no interruptor para esta tensão de 48V apresenta um primeiro patamar de tensão no valor da tensão de fase retificada e um segundo patamar que confere o valor de pico do interruptor, dado pela tensão na carga refletida

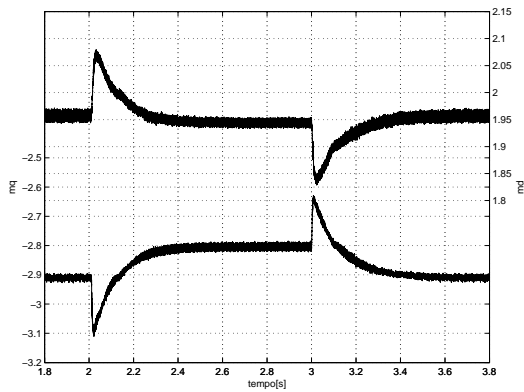


Figura 4.24: Moduladora direta m_d e de quadratura m_q .

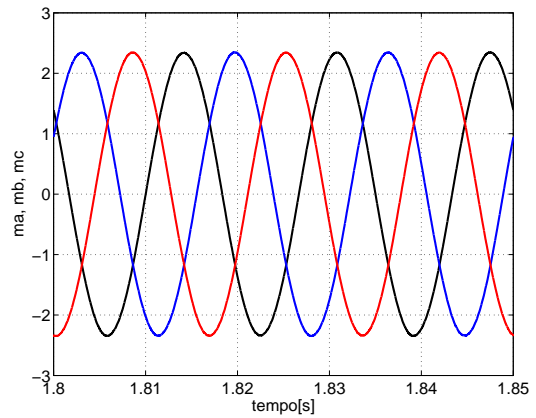


Figura 4.25: Moduladoras trifásicas m_a , m_b e m_c .

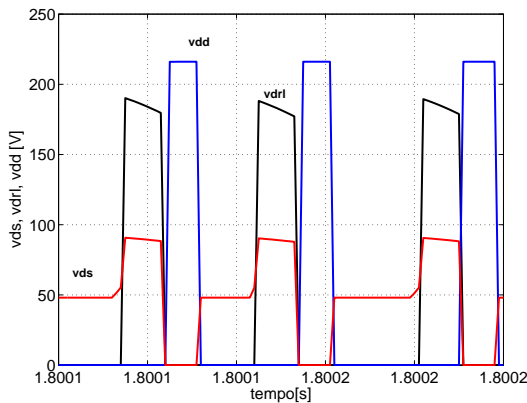


Figura 4.26: Tensão sobre os diodos.

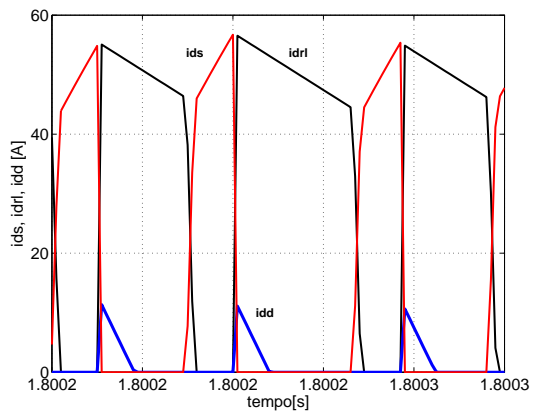


Figura 4.27: Corrente nos diodos do secundário.

ao primário pelo enrolamento desmagnetizante com valor de $\frac{14}{2} \cdot 48V = 336V$ (Fig. 4.31). Salienta-se que o simulador *PSIM* não apresenta modelos de semicondutores tão refinados quanto o *PSpice*, logo os efeitos da comutação forçada, a exemplo da sobre-tensão nos interruptores, será tratado em específico no Capítulo 6 sobre a implementação do protótipo.

A tensão no primário do transformador apresenta valor de pico positivo de 311V e valor de pico negativo de 336V originado da tensão na carga refletida ao primário pelo enrolamento desmagnetizante. Estas observações encontram-se ilustradas na Fig. 4.32. Confirmando a satisfatória qualidade da corrente de entrada obtida, na Fig. 4.33 se tem o espectro harmônico com a dominância da amplitude da componente fundamental e uma reduzida taxa de distorção harmônica de corrente $THDi$ de 4,7% calculada até a 72ª frequência harmônica.

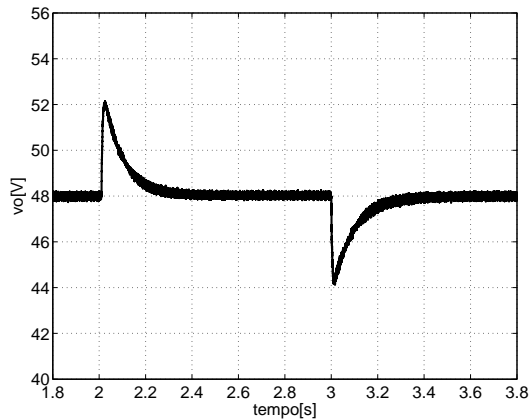


Figura 4.28: Tensão na carga.

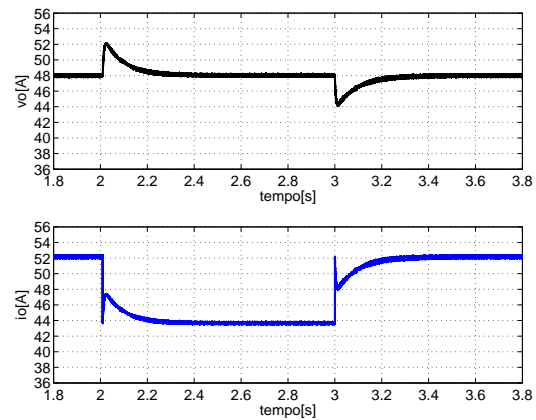


Figura 4.29: Corrente na carga

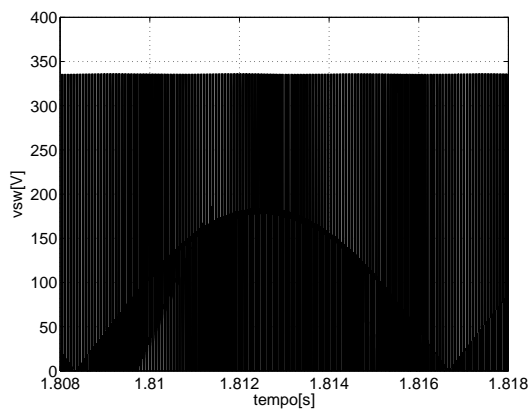


Figura 4.30: Tensão no interruptor.

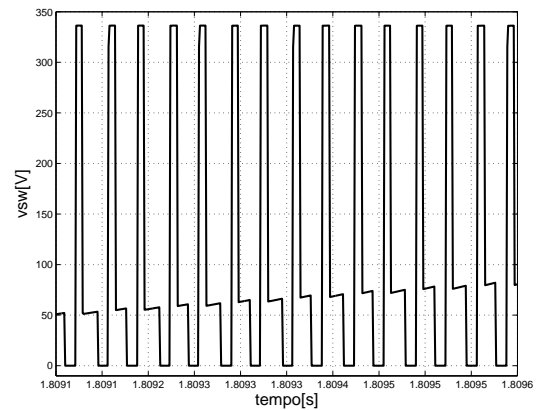


Figura 4.31: Tensão no interruptor em alta-freqüência.

4.8 Conclusões

Apresentou-se neste capítulo um novo retificador trifásico unidirecional tipo Buck isolado em alta-freqüência, sem o uso de interruptores de potência adicionais.

Os princípios da modulação de três níveis por estados contíguos aplicada ao retificador Buck unidirecional introduzida no capítulo 2, foram adaptados para a nova topologia para gerar comando para os interruptores, resultando em uma modulação escalar de simples implementação que possibilita a operação em todos estágios necessários para a magnetização e desmagnetização do transformador.

Comprova-se pelos resultados de simulação em malha fechada a validade do modelo CA do retificador bidirecional e do modelo CC para o conversor forward/flyback para os modelos de pequenos sinais desta nova topologia. Tal similaridade, facilita o projeto da malha de controle das correntes de entrada e da tensão na carga mesmo quando utilizados compensadores lineares. No que refere-se à opção dos compensadores contínuos para a topologia proposta, optou-se por compensadores PI em substituição aos compensadores PID utilizados no terceiro capítulo. Tal modificação foi assumida para demonstrar a possibilidade da utilização de compensadores PI e antevendo a simplificação proporcionada por estes quando na implementação do protótipo experimental. Ainda, o fechamento da

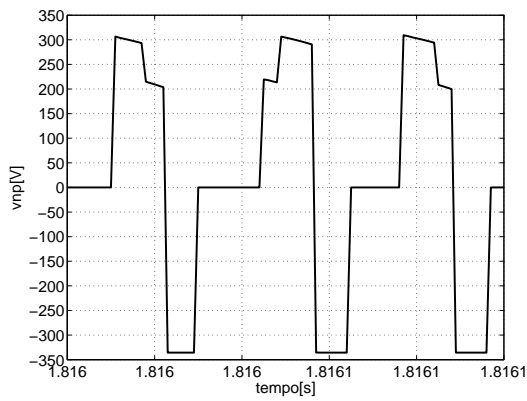


Figura 4.32: Tensão no enrolamento primário.

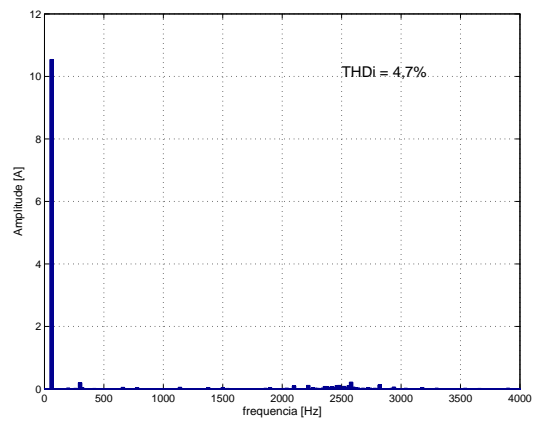


Figura 4.33: THD de corrente.

malha de controle foi realizada pela tensão na carga e não pela corrente, conforme demonstrado no capítulo 3, o que demonstra que ambas as possibilidades são válidas e dependem da aplicação para a qual a nova topologia se destina.

Ainda dos resultados de simulação, demonstra-se que esta nova proposta se apresenta com qualidade tanto para a rede trifásica, com baixo $THDi$ e elevado fator de potência, quanto para a carga linear a qual se destina.

Capítulo 5

Projeto e Implementação de um Retificador Buck Trifásico Isolado

5.1 Introdução

No capítulo anterior apresentou-se uma nova topologia de retificador trifásico isolado em alta-frequência, sua contextualização teórica quanto ao seu projeto de potência e técnica de controle.

Neste capítulo será apresentado o projeto para a implementação de um retificador trifásico Buck isolado para uma rede trifásica de $220V_{ca}$ sem neutro, uma frequência de comutação de $30kHz$ e alimentação de uma carga de $2,5kW$ em $48V_{cc}$, onde apresentam-se os dimensionamentos para os dispositivos semicondutores do estágio de potência para tal protótipo. Para a implementação do estágio de controle será utilizada a base tecnológica de microcontroladores da família *dsPIC* da *Microchip* onde serão apresentados os circuitos dedicados ao condicionamento de sinais e demais circuitos auxiliares a este estágio de controle microprocessado.

Na segunda parte deste capítulo será apresentada a técnica de discretização das funções de transferência do retificador para o projeto dos compensadores PI discretos e resultados de simulação para avaliação e comprovação do projeto digital. Finalizando o capítulo, serão apresentados os resultados do protótipo experimental e uma análise da sua qualidade de energia.

5.2 Dimensionamento do Estágio de Potência

Nos capítulos 4 e 5 formou-se a base teórica para a concepção da topologia desta tese, onde as equações relevantes foram utilizadas, em conjunto com técnicas consagradas de projeto [4], para o dimensionamento dos componentes passivos e dispositivos semicondutores.

Conforme apresentado no capítulo anterior, a tabela 5.1 define as especificações para a concepção do protótipo:

Tabela 5.1: Especificações de Projeto.

$V_{fase} = 127V$	tensão de fase eficaz;
$P_o = 2,5kW$	potência na carga;
$\eta = 75\%$	rendimento do conversor;
$V_o = 48V$	tensão na carga;
$f_s = 30kHz$	frequência de comutação;
$D_M = 0,4$	razão cíclica máxima;
$D = 0,3$	razão cíclica de operação;
$\Delta i_{LoR} = 20\%$	ondulação relativa da corrente em L_o ;
$\Delta v_{CoR} = 20\%$	ondulação relativa da tensão em C_o ;
$i_{mag}\% = 10\%$	percentual da corrente do primário para magnetização;

O rendimento esperado para o conversor é inferior ao usual em estruturas trifásicas. No entanto, para a estimativa de tal valor ponderaram-se os seguintes fatores:

- rendimento 75% para operação segura do protótipo devido a qualidade dos núcleos de ferrite disponíveis;
- as perdas nos dispositivos semicondutores de potência devido a comutação forçada;
- parâmetros seguros para que o transformador forward-flyback opere fora da região de saturação;

Tabela 5.2: Dispositivos Projetados.

$L_s = 190\mu H$	indutância do filtro de entrada;
$C_f = 22\mu F$	capacitância do filtro de entrada;
$n_p = 14esp.$	espiras do enrolamento primário;
$n_s = 9esp.$	espiras do enrolamento secundário;
$n_d = 2esp.$	espiras do enrolamento desmagnetizante;
$L_M = 1,56mH$	indutância magnetizante;
$L_o = 100\mu H$	indutância do filtro da carga;
$C_o = 4400\mu F$	capacitância do filtro da carga;
$R_o = 0,92\Omega$	resistência da carga;

O detalhes algébricos para a obtenção dos valores doravante apresentados encontram-se no Apêndice C.

5.2.1 Cálculos Preliminares de Operação

- Tensão de pico,

$$V_p = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{fase} = 311V \quad (5.1)$$

- Corrente eficaz de entrada,

$$i_{fase} = \frac{P_o}{3 \cdot \eta \cdot V_{fase}} = 8,8A \quad (5.2)$$

- Corrente média de saída,

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 52A \quad (5.3)$$

5.2.2 Cálculos das Principais Correntes

- Corrente desmagnetizante de pico,

$$i_{d\text{mag}_{pk}} = \frac{n_p}{n_d} \cdot \frac{V_P \cdot D}{f_s \cdot L_M} = 15,45A \quad (5.4)$$

- Corrente média desmagnetizante,

$$I_{d\text{mag}} = i_{d\text{mag}_{pk}} \cdot \delta_{d\text{mag}} - \left(\frac{n_p}{n_d} \right)^2 \cdot \frac{V_o \cdot (\delta_{d\text{mag}})^2}{2 \cdot f_s \cdot L_{\text{mag}}} = 2,14A \quad (5.5)$$

- Corrente máxima no indutor de saída,

$$i_{LoM} = I_o - I_{d\text{mag}} + \left(\frac{n_s}{n_p} \cdot V_P - V_o \right) \cdot \frac{D}{2 \cdot f_s \cdot L_o} = 53A \quad (5.6)$$

- Corrente mínima no indutor de saída,

$$i_{LoM} = I_o - I_{d\text{mag}} - \left(\frac{n_s}{n_p} \cdot V_P - V_o \right) \cdot \frac{D}{2 \cdot f_s \cdot L_o} = 47A \quad (5.7)$$

- Corrente de pico máxima no interruptor de potência,

$$i_{swM} = \frac{n_s}{n_p} \cdot i_{LoM} = 34A \quad (5.8)$$

- Corrente de pico mínima no interruptor de potência,

$$i_{swm} = \frac{n_s}{n_p} \cdot i_{LoM} = 30A \quad (5.9)$$

5.2.3 Dimensionamento dos Interruptores

- Corrente eficaz no interruptor de potência,

$$i_{sw\text{ef}} = \frac{n_s}{n_p} \cdot \sqrt{D \cdot [i_{LoM}^2 + i_{LoM} \cdot (i_{LoM} - i_{LoM}) + 3 \cdot (i_{LoM} - i_{LoM})^2]} = 18A \quad (5.10)$$

- Corrente média no interruptor de potência,

$$I_{sw} = \frac{n_s}{n_p} \cdot \left[i_{LoM} + \frac{i_{LoM} - i_{LoM}}{2} \right] \cdot D = 9,6A \quad (5.11)$$

O interruptor de potência adotado por disponibilidade é o *IGBT APT30GT60BRD* da *Advanced Power Technology* que apresenta as seguintes características:

$V_{CE} = 600V$	tensão coletor-emissor;
$I_C = 55A$	corrente no coletor a $25^\circ C$;
$P_D = 198W$	dissipação total de potência;
$V_{CE_{ON}} = 2V$	tensão coletor-emissor em condução;
$E_{ts} = 1,7mJ$	perdas totais na comutação;
$R\theta_{JC} = 0,6^\circ C/W$	resistência térmica junção-encapsulamento;
$R\theta_{JA} = 40^\circ C/W$	resistência térmica junção-ambiente;

- Perdas por condução,

$$P_{sw_{ON}} = V_{CE_{ON}} \cdot I_{sw} = 20W \quad (5.12)$$

- Perdas por comutação,

$$P_{sw_{OFF}} = E_{ts} \cdot f_s = 36W \quad (5.13)$$

- Perdas totais por interruptor,

$$P_{sw} = P_{sw_{ON}} + P_{sw_{OFF}} = 56W \quad (5.14)$$

5.2.4 Dimensionamento dos Diodos da Ponte Retificadora Trifásica

- Corrente média por diodo de potência,

$$I_{Dp} = \frac{I_{sw}}{2} = 4,8A \quad (5.15)$$

A corrente média nos diodos é a metade corrente média do interruptor, isto justifica-se pois a condução de corrente por estes dá-se apenas quando diretamente polarizados pela tensão da rede. O diodo de potência disponível é o módulo *HFA120FA60* da *International Rectifier* que apresenta as seguintes características:

$V_{BR} = 600V$	tensão reversa;
$I_F = 75A$	corrente direta por diodo a $25^\circ C$;
$P_D = 178W$	dissipação total de potência;
$V_{FM} = 1,5V$	tensão direta;
$Q_{RR_{Dp}} = 490nC$	carga de recuperação reversa;
$R\theta_{JC} = 0,7^\circ C/W$	resistência térmica junção-encapsulamento;
$R\theta_{CS} = 0,05^\circ C/W$	resistência térmica encapsulamento-dissipador;

- Perdas por condução,

$$P_{D_{pON}} = V_{FM} \cdot I_{Dp} = 7,2W \quad (5.16)$$

- Perdas por comutação no bloqueio a condução,

$$P_{D_{pOFF}} = \frac{Q_{RR_{Dp}} \cdot V_P \cdot f_s}{2} = 2,2W \quad (5.17)$$

- Perdas totais por diodo da ponte retificadora,

$$P_{Dp} = P_{D_{PON}} + P_{D_{POFF}} = 9,4W \quad (5.18)$$

5.2.5 Dimensionamento dos Diodos do Secundário

- Corrente eficaz no diodo D_S ,

$$i_{D_{Sef}} = \sqrt{D \cdot [i_{Lom}^2 + i_{Lom} \cdot (i_{LoM} - i_{Lom}) + 3 \cdot (i_{LoM} - i_{Lom})^2]} = 28A \quad (5.19)$$

- Corrente média no diodo D_S ,

$$I_{D_S} = \left[i_{Lom} + \frac{i_{LoM} - i_{Lom}}{2} \right] \cdot D = 15A \quad (5.20)$$

O diodo de potência escolhido é o módulo *UFB200FA40* da *International Rectifier*, sendo que um dos diodos é utilizado para D_S e o outro para D_{RL} e apresenta as seguintes características:

$V_{BR} = 400V$	tensão reversa;
$I_F = 115A$	corrente direta por diodo a $90^\circ C$;
$P_D = 240W$	dissipação total de potência;
$V_{FM} = 1,04V$	tensão direta;
$Q_{RR_{D_S}} = 490nC$	carga de recuperação reversa;
$R\theta_{JC} = 0,7^\circ C/W$	resistência térmica junção-encapsulamento;
$R\theta_{CS} = 0,05^\circ C/W$	resistência térmica encapsulamento-dissipador;

- Perdas por condução no diodo D_S ,

$$P_{D_{SON}} = V_{FM} \cdot I_{D_S} = 15W \quad (5.21)$$

- Perdas por comutação no bloqueio a condução no diodo D_S ,

$$P_{D_{SOFF}} = \frac{Q_{RR_{D_S}} \cdot \frac{n_s}{n_p} \cdot V_P \cdot f_s}{2} = 5,2W \quad (5.22)$$

- Perdas totais no diodo D_S ,

$$P_{D_S} = P_{D_{SON}} + P_{D_{SOFF}} = 16,5W \quad (5.23)$$

- Corrente eficaz no diodo D_{RL} ,

$$i_{D_{RLef}} = \sqrt{D_c \cdot [i_{Lom}^2 + i_{Lom} \cdot (i_{LoM} - i_{Lom}) + 3 \cdot (i_{LoM} - i_{Lom})^2]} = 42,6A \quad (5.24)$$

- Corrente média no diodo D_{RL} ,

$$I_{D_{RL}} = \left[i_{Lom} + \frac{i_{LoM} - i_{Lom}}{2} \right] \cdot D_c = 35A \quad (5.25)$$

- Perdas por condução no diodo D_{RL} ,

$$P_{D_{RLON}} = V_{FM} \cdot I_{Ds} = 35W \quad (5.26)$$

- Perdas por comutação no bloqueio a condução no diodo D_{RL} ,

$$P_{D_{RLOFF}} = \frac{Q_{RRDs} \cdot \frac{n_s}{n_p} \cdot V_P \cdot f_c}{2} = 1,5W \quad (5.27)$$

- Perdas totais no diodo D_{RL} ,

$$P_{D_{RL}} = P_{D_{RLON}} + P_{D_{RLOFF}} = 36,5W \quad (5.28)$$

- Tensão de pico no diodo D_d ,

$$v_{D_{d_{pk}}} = \frac{n_d}{n_s} \cdot V_P = 70V \quad (5.29)$$

- Corrente média no diodo D_d ,

$$I_{D_d} = I_{d_{mag}} = 2,14A \quad (5.30)$$

Tendo-se em vista os valores de tensão e corrente aos quais o diodo desmagnetizante está submetido é utilizado um diodo doado pela a *Fairchild*, que apresenta as seguintes características:

$V_{BR} = 400V$	tensão reversa;
$I_F = 16A$	corrente direta por diodo a $25^\circ C$;
$P_D = 148W$	dissipação total de potência;
$V_{FM} = 0,3V$	tensão direta;
$Q_{RRDs} = 490nC$	carga de recuperação reversa;
$R\theta_{JC} = 0,7^\circ C/W$	resistência térmica junção-encapsulamento;
$R\theta_{CS} = 0,05^\circ C/W$	resistência térmica encapsulamento-dissipador;

- Perdas por condução no diodo D_d ,

$$P_{D_{dON}} = V_{FM} \cdot I_{Dd} = 35W \quad (5.31)$$

- Perdas por comutação no bloqueio a condução no diodo D_d ,

$$P_{D_{dOFF}} = \frac{Q_{RRDd} \cdot v_{D_{d_{pk}}} \cdot f_s}{2} = 0,5W \quad (5.32)$$

- Perdas totais no diodo D_d ,

$$P_{D_d} = P_{D_{dON}} + P_{D_{dOFF}} = 1,16W \quad (5.33)$$

- Perdas totais nos diodos do secundário,

$$P_{D_{SEC}} = P_{D_s} + P_{D_{RL}} + P_{D_d} = 54W \quad (5.34)$$

5.3 Condicionamento de Sinais e Circuitos Auxiliares

Para a implementação do estágio de controle optou-se pelo conhecimento existente no INEP [6] adaptado à base tecnológica de microcontroladores da família *dsPIC30F* da *Microchip* devido as seguintes vantagens para este protótipo: baixo custo; o desenvolvimento de uma placa de controle autônoma com componentes discretos de mercado; conhecimento existente sobre a programação de PIC e fácil migração para dsPIC.

No decorrer desta seção serão apresentados os circuitos dedicados ao condicionamento de sinais e demais circuitos auxiliares ao estágio de controle microcontrolado.

5.3.1 Filtros Anti-Aliasing

Nas implementações microprocessadas utilizam-se filtros passa-baixa antecipados para as entradas A/D do microcontrolador. O emprego destes visa a redução do recobrimento por frequências superiores à metade da frequência de amostragem, efeito conhecido por *aliasing*.

A função de transferência do filtro *anti – aliasing* é representada pela equação:

$$G_{FAA}(s) = \frac{K}{s + K} \quad (5.35)$$

A frequência de corte está alocada na metade da frequência de amostragem:

$$K = \pi \cdot f_a \quad (5.36)$$

Para uma frequência de amostragem de $15kHz$ e uma $R_a = R_b = 10k\Omega$ obtém-se o valor de C_a e C_b :

$$C_a = C_b = \frac{1}{R \cdot K} = 2,2nF \quad (5.37)$$

A frequência de amostragem adequada a este projeto deveria ser ao mínimo igual a frequência de comutação, no entanto com o microcontrolador adotado foi possível a implementação com apenas a metade da frequência de comutação devidos as demais operações de microprocessamento necessárias.

5.3.2 Amostragem das Correntes de Entrada

Para a amostragem das correntes de entrada do retificador utilizaram-se sensores de efeito hall LA55-P da LEM, com uma corrente nominal de 50A e um ganho de amostragem de 1:1.000. Um resistor de 120Ω foi utilizado para proporcionar o adequado ganho para as correntes amostradas. O sinal amostrado é limitado em amplitude por um diodo zener de 5V de maneira a preservar as entradas A/D do dsPIC.

Embora, tenha-se implementado a amostragem das três correntes de entrada a implementação da amostragem de apenas duas correntes com a obtenção aritmética da terceira corrente seria praticável e até mais viável.

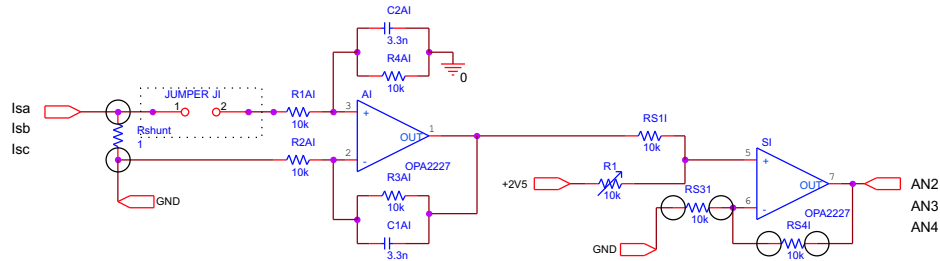


Figura 5.1: Circuito de amostragem e condicionamento das correntes de entrada.

5.3.3 Amostragem da Tensão de Saída

O sensor de tensão utilizado para a amostragem da tensão de saída do retificador foi o LV25-P/SP8 da LEM, com uma corrente nominal no primário de 4,8mA, sendo utilizado um resistor de amostragem de 10k Ω . O ganho de amostragem é de 2.500 : 1.000 e no secundário foi utilizado um resistor de 120 Ω .

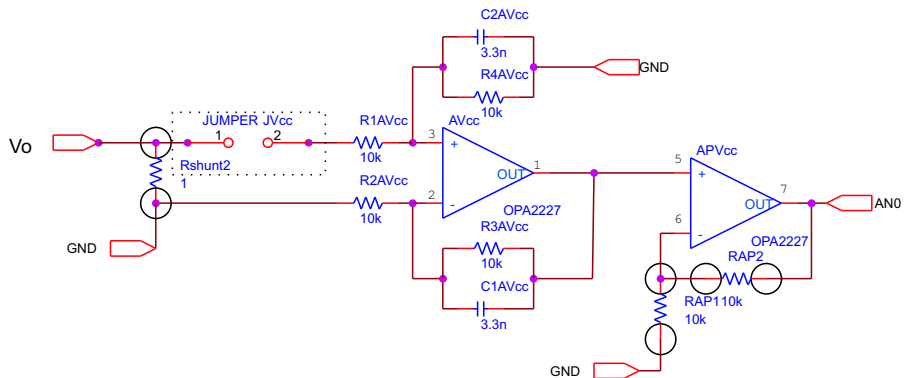


Figura 5.2: Circuito de amostragem e condicionamento da tensão de saída.

5.3.4 Amostragem da Tensão de Sincronismo

O protótipo foi conectado a um sistema de 220V sem neutro. O sistema de controle discreto aqui proposto necessita de um sinal de sincronismo referenciado a uma tensão de fase e não com as tensões de linha disponíveis. Para que o protótipo não fosse onerado pelo uso de transformadores abaixadores conectados em $\Delta - Y$ utilizou-se o artifício de atrasar a tensão de linha através do uso de um filtro RC entre uma das saídas do transformador, dedicado a fonte auxiliar, e o circuito de condicionamento de sinal, dedicado ao tensão de sincronismo. Assim, o filtro RC atrasa a tensão de linha em 30° elétricos emulando a tensão de fase desejada.

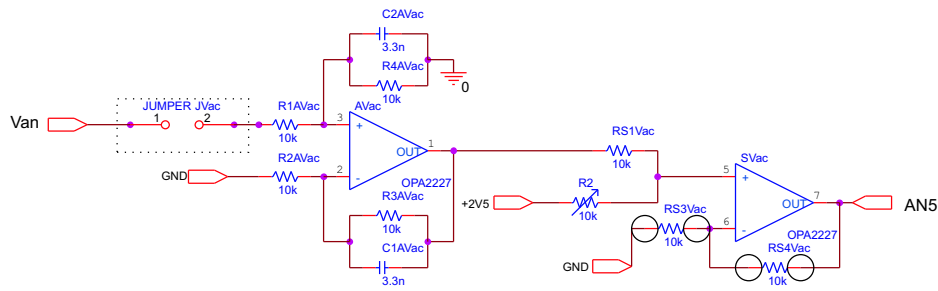


Figura 5.3: Circuito de amostragem e condicionamento da tensão de sincronismo.

5.3.5 Processamento Microcontrolado

Os sinais devidamente condicionados são processados por um circuito microcontrolado autônomo onde o *dsPIC30F4011* é seu principal elemento. Nesta encontram-se a conversão A/D com o sinal amostrado da tensão de saída pela porta *AN0*, os sinais amostrados das correntes de entradas pelas portas *AN2*, *AN3*, *AN4* e sinal amostrado da tensão de sincronismo pela porta *AN5*. Para que se tivesse liberdade de capacidade de processamento no *dsPIC*, optou-se pela transformação de níveis por um circuito integrado *XOR 7486*. Os sinais *PWM* são condicionados em tensão pelo *buffer 7407* para os *drivers*. Os circuitos mencionados encontram-se ilustrados na Fig. 5.4.

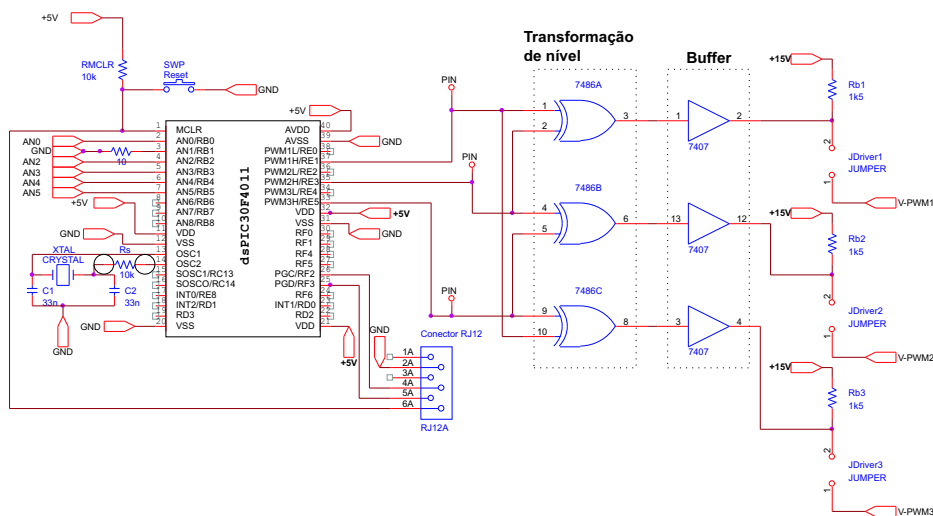


Figura 5.4: Circuito do microcontrolador e dos *buffers*.

5.3.6 Circuitos de Comando e Proteções

Para o comando dos IGBTs APT30GT60BRD foram utilizados os circuitos de comando dedicados *drivers* comerciais SKHI10/12 da Semikron. O nível dos sinais de saída dos moduladores PWM do DSP é 0V ou 3,3V. Para adaptar estes sinais ao nível de tensão dos circuitos lógicos e a entrada dos circuitos de comando são utilizados *buffers* do circuito integrado 7407 com a saída em coletor aberto conectada aos 15V da fonte da placa de controle. Além da proteção existente nos *drivers* comerciais e da proteção por *software* foram utilizados fusíveis ultra-rápidos Silized/Siemens de 15A na entrada do retificador.

5.3.7 Circuitos de Proteção

O retificador possui comutação forçada, conforme introduzido no capítulo anterior. Como a estrutura é basicamente um retificador Buck a comutação dos interruptores de potência dá-se sob a imposição da corrente da carga, refletida ao primário, agravada pela presença da indutância de dispersão do transformador, o que submete os dispositivos semicondutores a esforços de tensão no instante do bloqueio da condução nos interruptores. Esclareça-se que possíveis técnicas de comutação suave [30], bem como circuitos regenerativos de auxílio a comutação [15, 37], não são objetos desta tese e demandariam estudos específicos para o retificador em questão.

Assim, focou-se na breve análise da comutação forçada objetivando-se a implementação segura do protótipo onde vale-se das técnicas clássicas de projeto de circuitos dissipativos do tipo *snubber RCD* para a preservação dos interruptores de potência e do tipo *grameador* de tensão para os diodos de potência do secundário, como o ilustrado na Fig. 5.5. Utilizou-se para a obtenção dos resultados de simulação o *PSpice*, com o diagrama ilustrado no Apêndice A (Fig. A.6), por apresentar modelos mais completos para análise dos efeitos da comutação em dispositivos semicondutores.

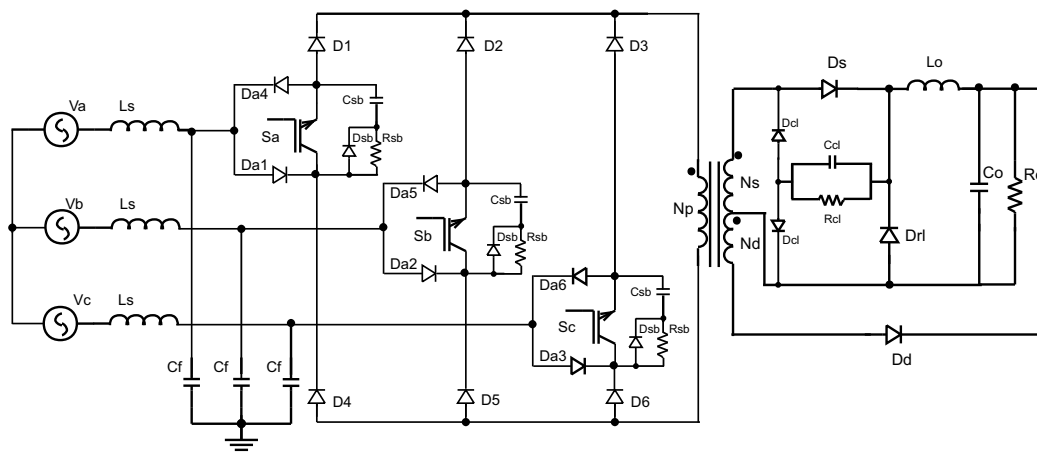


Figura 5.5: Circuitos de proteção.

O circuito de grameamento ilustrado é composto por dois diodos D_{cl} e apenas um circuito dissipativo R_{cl} e C_{cl} os quais limitam a tensão sobre os diodos do secundário, D_S e D_{RL} .

Os resultados esperados pelo emprego dos *snubbers* nos interruptores é melhor observado nas figuras que ilustram os instantes da comutação. Na Fig. 5.6 apresenta-se a sobre-tensão originada pela interrupção da condução da corrente, a qual atinge valores destrutivos para os *IGBTs* disponíveis e uma potência média de $156W$ dissipada no interruptor. Quando empregado o *snubber* com resistência $R_{sb} = 150\Omega$ e capacitância $C_{sb} = 33nF$ e diodo ultra-rápido *Fairchild Stealth*, a tensão durante o bloqueio do interruptor seria limitada a valores aceitáveis de $500V$. A potência dissipada no interruptor nos instantes da comutação em valor médio seria de $56W$ e a dissipada no resistor do *snubber* R_{sb} seria de $92W$ (Fig. 5.7).

Nos circuitos do secundário do retificador espera-se uma sobre-tensão nos diodos D_S e D_{RL} devida a recuperação reversa nestes, conforme ilustrado na Fig. 5.8. Conforme mencionado anteriormente

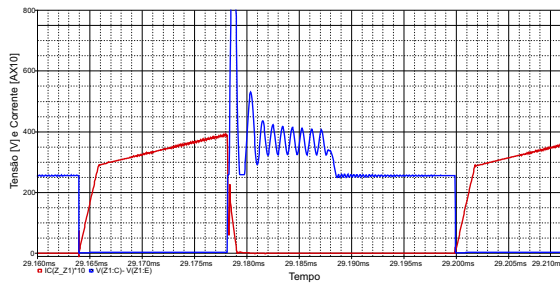


Figura 5.6: Tensão e corrente no interruptor em comutação.

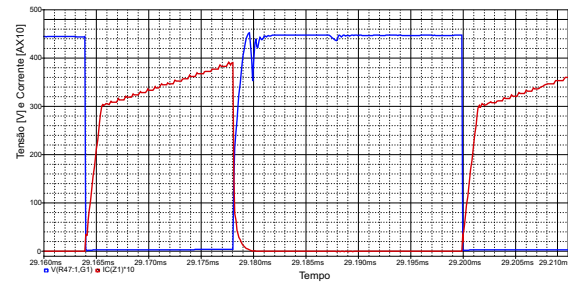


Figura 5.7: Tensão e corrente no interruptor com snubber.

o circuito de grampeamento com resistência $R_{cl} = 4k7\Omega$ e capacitância $C_{cl} = 150nF$ limita a tensão nestes em 220V, o que pode ser notado na Fig. 5.9.

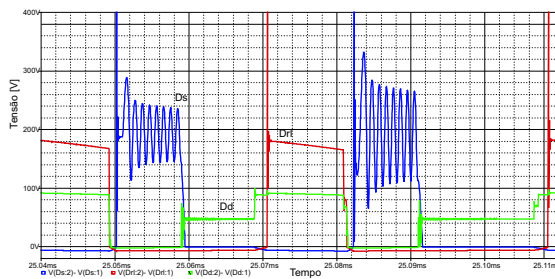


Figura 5.8: Tensão nos diodos do secundário em comutação.

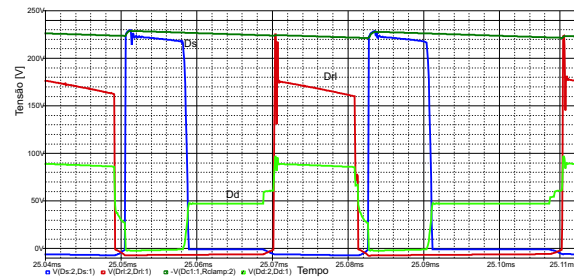


Figura 5.9: Tensão nos diodos do secundário com grampo.

5.4 Controle Discreto: Projeto e Implementação

No capítulo 5 apresentou-se a nova topologia de retificador trifásico isolado objetivo desta tese e o potencial controle analógico deste por meio de controladores *PI*. Nas seções anteriores descreveram-se o dimensionamento dos dispositivos de potência e o projeto do *hardware* para condicionamento e processamento dos sinais de controle.

Neste capítulo apresentam-se a discretização dos modelos e controladores contínuos ora obtidos para o retificador [28, 32], a verificação da validade dos modelos discretos por simulação em *PSIM* e as considerações para a implementação do código do controle discreto em plataforma *dsPIC*.

5.4.1 Considerações sobre o Controle Discreto

Nos capítulos anteriores para o controle dos retificadores apresentados empregaram-se algumas das técnicas correntemente utilizadas para o controle contínuo aplicado na eletrônica de potência. No capítulo 3 utilizaram-se compensadores analógicos *PID* para exemplificar o controle e validar os modelos de pequenos sinais obtidos para o retificador Buck trifásico.

No capítulo 5 para o controle da nova topologia de retificador, propósito desta tese, optou-se pelo controle contínuo por meio de compensadores analógicos *PI*. Tal mudança de compensador justificase para demonstrar a robustez da nova topologia quanto a sua estabilidade, que independe do tipo de compensador quando adequadamente projetado e propriamente a utilização do prévio projeto dos compensadores *PI*, como base para o projeto dos compensadores discretos, assunto deste capítulo.

A estratégia de controle discreto foi a mesma empregada para o controle contínuo. Onde tem-se a malha de controle das correntes de entrada dá-se pelas componentes de Clarke-Park em que a componente de quadratura i_q tem referência fixa que impõe o fator de potência praticamente unitário. A componente direta i_d têm sua referência resultante da malha de controle da tensão de saída v_o e esta tem por referência o valor de tensão desejado para a carga.

O diagrama do retificador Buck trifásico isolado e os blocos de controle discreto encontram-se ilustrados na Fig. 5.10.

Inerente ao controle discreto está a consideração dos ganhos resultantes da conversão analógico-digital (*A/D*), do atraso de transporte e do ganho do modulador *PWM* na base numérica escolhida em adição aos ganhos já considerados no controle contínuo, no caso, os amostradores de corrente e tensão e os filtros anti-aliasing.

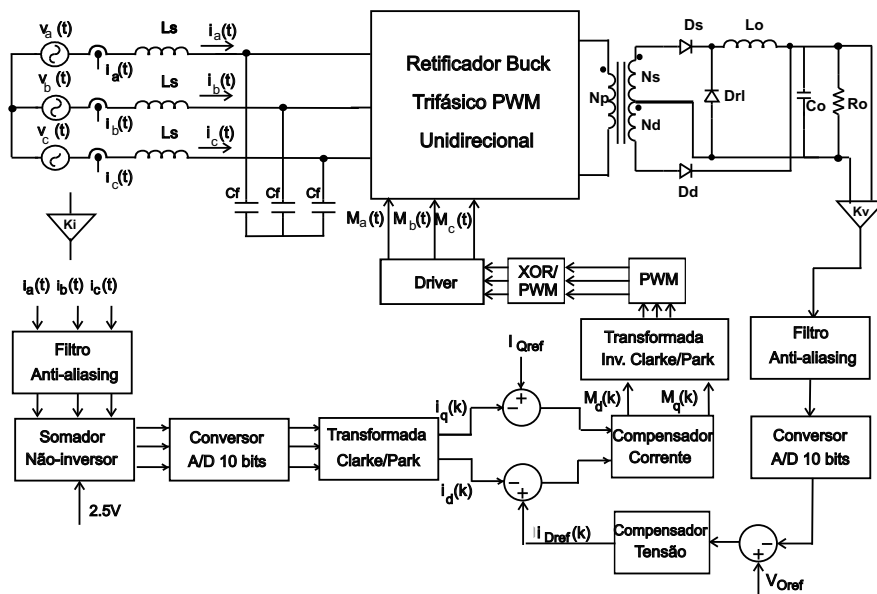


Figura 5.10: Diagrama de blocos da implementação para o controle digital.

Frequência de Amostragem

O microcontrolador escolhido para o protótipo do retificador é o *dsPIC30F4011* e, devido a limitação de número de *instruções por μs* , definiu-se a frequência de amostragem de $15kHz$ que coincide com a frequência de modulação *PWM* gerada pelo *dsPIC*.

Retentor de Ordem Zero (*ZOH*)

As grandezas elétricas utilizadas para o controle do protótipo, no caso correntes de entrada e tensão na carga, na conversão de analógico para digital são amostradas e convertidas para a base

numérica disponível nos conversores A/D . As amostras devem ser obtidas a cada instante de amostragem e retidas para a conversão A/D até a amostragem seguinte. Tais ações são realizadas por dispositivos disponíveis em microcontroladores conhecidos como *sample-and-hold* ou S/H .

O retenção do sinal amostrado (*hold*) é realizada por interpoladores de ordem zero tecnicamente conhecidos por *zero-order-hold ZOH*. A equação 5.38 representa o ZOH no domínio contínuo e a Fig. 5.11 a representação do amostrador e retentor que está presente nos diagramas que seguem.

$$ZOH(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \quad (5.38)$$

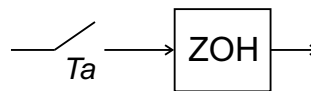


Figura 5.11: Representação do S/H .

Na técnica utilizada, a função de transferência do retentor de ordem zero é considerada na discretização da função de transferência da planta através dos recursos utilizados do *Matlab*

Ganho do Conversor A/D

O conversor A/D é a razão entre o valor da base numérica $Q_{15} = 2^{16}$ e o o valor de pico da portadora do PWM, $V_{PWM} = 5V$. Tal razão é melhor compreendida pela equação abaixo:

$$K_{A/D} = \frac{\frac{2^{16}}{2} - 1}{\frac{5}{2}} = \frac{32.767}{2,5} = 13.107 \quad (5.39)$$

Ganho do Modulador PWM Discreto

Para a implementação do PWM no *dsPIC* necessita-se das seguintes informações obtidas do manual e do projeto:

$f_{osc} = 10MHz$	freqüência do oscilador;
$PTRM = 2^3$	derivada portadora do PWM;
$f_{s2n} = 15kHz$	freqüência desejada do PWM em dois níveis;
$T_{CY} = 0,4\mu s$	derivada do PWM;

O manual do *dsPIC* define a seguinte equação para obtenção do valor de pico da triangular, $PTPER$:

$$PTPER = \frac{PPMR}{f_{s2n} \cdot T_{CY}} - 1 = 1.332 \quad (5.40)$$

Do valor de pico da triangular obtém-se o ganho do modulador PWM discreto:

$$K_{PWM_k} = \frac{2}{1.332} = 0,0015 \quad (5.41)$$

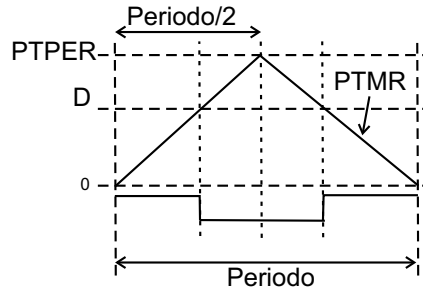


Figura 5.12: Representação do PWM no dsPIC.

Vale salientar que a frequência de comutação em três níveis f_s é praticamente o dobro da frequência do PWM em dois níveis f_{s2n} .

5.4.2 Discretização dos Modelos

As funções de transferência das correntes de entrada e da tensão de saída no domínio contínuo, foram obtidas no capítulo 5. São funções de segunda ordem com pólos e zeros complexos, o que torna impraticável a discretização de tais funções de transferência sem o auxílio de um programa numérico. Considerando tais limitações, optou-se por discretizar os modelos com o recurso de conversão *continuous – to – discrete C2D* presente no *Matlab*, o qual converte um sistema contínuo em sistema discreto [28, 32].

Para ambas as funções de transferência, aqui também referenciadas como modelos, deve-se considerar o retentor de ordem zero (*ZOH*):

$$G_i(z) \Leftarrow ZOH(s) \cdot G_i(s) \quad (5.42)$$

$$G_i(z) = 7,38 \cdot \frac{(z+2,39) \cdot (z+0,156)}{(z-0,12) \cdot (z^2-1,01z+0,96)} \quad (5.43)$$

$$G_v(z) \Leftarrow ZOH(s) \cdot G_v(s) \quad (5.44)$$

$$G_v(z) = 0,03 \cdot \frac{(z^2-1,01z+0,84)}{(z-0,12) \cdot (z^2-1,97z+0,98)} \quad (5.45)$$

Para a discretização dos compensadores PI, a técnica de discretização adotada é a de aproximação Bilinear ou *Tustin*, de igual sintaxe para o comando *C2D* no *Matlab*. Na aproximação Bilinear a transformação da função de transferência contínua do compensador *PI*,

$$C(s) = K \cdot \frac{s + \omega_z}{s} \quad (5.46)$$

resulta na função de transferência discreta,

$$C(z) = a \cdot \left(\frac{1 + b \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \right) \quad (5.47)$$

onde as constantes são obtidas das equações:

$$a = K \cdot \frac{(2 + T_a \cdot \omega_z)}{2} \quad (5.48)$$

$$b = \frac{(T_a \cdot \omega_z - 2)}{(T_a \cdot \omega_z + 2)} \quad (5.49)$$

Os detalhes da sintaxe adotada para discretização, podem ser vistos no Apêndice B.

5.4.3 Malha de Controle Discreto da Corrente

O compensador de corrente obtido para o controle do proposto retificador no domínio contínuo, foi discretizado pelo referido método da aproximação Bilinear no qual da função de transferência contínua foi obtida a função de transferência discreta para o compensador de corrente.

$$C_i(z) = 0,000436 \cdot \frac{z - 0,178}{z - 1} \quad (5.50)$$

Para a obtenção da *FTLA* no domínio discreto, os ganhos inerentes ao sistema discreto devem ser considerados e impactam a *FTLA* na seguinte forma:

$$FTLA_i(z) = K_i \cdot K_{PWMk} \cdot K_{A/D} \cdot C_i(z) \cdot G_{FAA}(z) \cdot G_i(z) \quad (5.51)$$

A malha de controle da corrente no domínio discreto pode ser representada pelo diagrama de blocos da Fig. 5.13 a seguir:

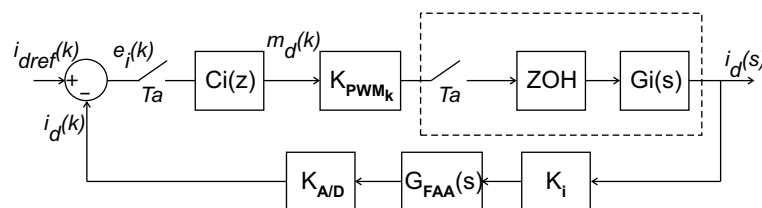


Figura 5.13: Diagrama de blocos das malhas de controle.

Na Fig. 5.14 o mapa do lugar das raízes ilustra a alocação do zero do compensador e o respectivo ganho dentro do círculo unitário, como pode ser melhor observado no detalhe da Fig. 5.15. O diagrama de Bode de magnitude demonstram o resultado do compensador discreto quando a *FTLA* é observada no domínio contínuo.

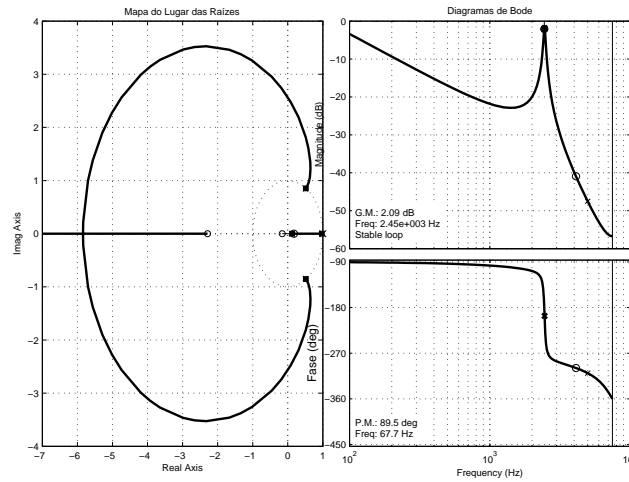


Figura 5.14: Mapa do lugar geométrico das raízes e diagramas de Bode de magnitude e de fase da *FTLA* discreta da corrente de entrada.

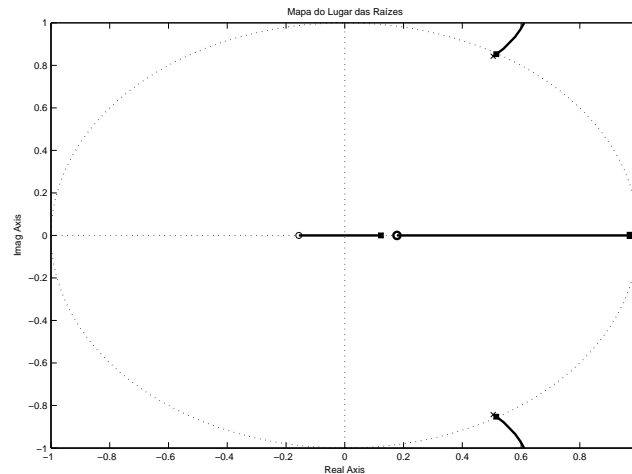


Figura 5.15: Detalhe do círculo unitário do mapa do lugar das raízes.

Uma avaliação adicional do desempenho do compensador projetado pode ser observada pela resposta ao degrau da *FTLA* discreta apresentada na Fig. 5.16. Nesta observa-se que o sistema entra em regime em menos de um ciclo da rede trifásica. A resposta, embora seja moderada, está adequada aos propósitos desta tese.

5.4.4 Malha de Controle Discreto da Tensão

O compensador de tensão contínuo também foi discretizado pelo método da aproximação Bilinear obtendo-se a seguinte função de transferência:

$$C_v(z) = 0,0276 \cdot \frac{z - 0,983}{z - 1} \quad (5.52)$$

A *FTLA* discreta da malha de tensão de saída apresenta-se semelhante a apresentada para malha de corrente. No entanto o ganho do conversor *A/D* da malha de tensão é anulado pelo ganho do

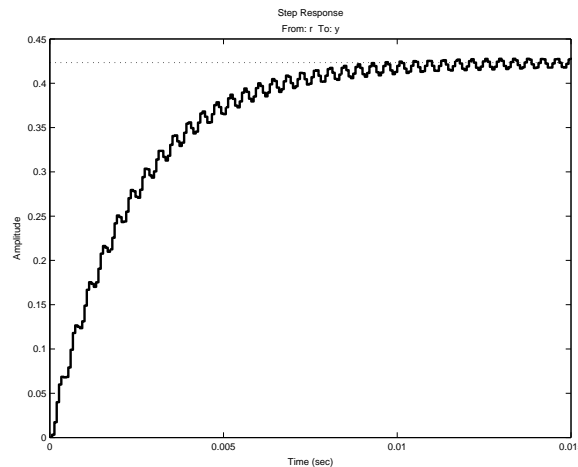


Figura 5.16: Resposta ao degrau da $FTLA$ discreta da corrente de entrada.

conversor A/D da malha de corrente, resultando na seguinte função:

$$FTLA_v(z) = \frac{K_v}{K_i} \cdot C_v(z) \cdot G_{FAA}(z) \cdot G_v(z) \quad (5.53)$$

A malha de controle da tensão no domínio discreto pode ser representada pelo diagrama de blocos da Fig. 5.17 e na Fig. 5.18 tem-se a alocação do zero do compensador para a malha de tensão.

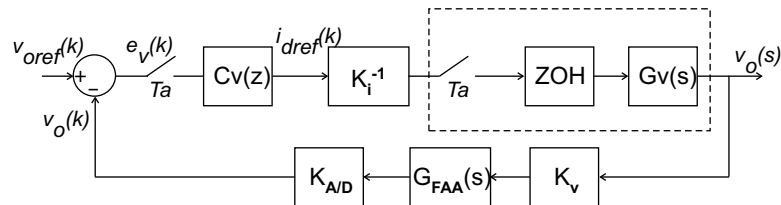


Figura 5.17: Diagrama de blocos das malhas de controle.

A resposta ao degrau para malha de tensão apresenta-se muito mais lenta, se comparada com a resposta da malha de corrente, ou seja, esta atinge o regime permanente em 22 ciclos da rede trifásica, o que se apresenta adequado ao controle proposto (Fig. 5.19).

5.4.5 Simulação Discreta e Resultados

5.4.5.1 Representação em PSIM

Os compensadores para o controle discreto do retificador foram definidos nas seções anteriores e nesta apresentam-se o modelo em *PSIM* para a simulação retificador em malha fechada e os resultados para validação do controle discreto proposto.

Na Fig. 5.20 ilustram-se o filtro anti *aliasing* o circuito de *offset* que adiciona o nível de 2,5V aos sinais amostrados, os retentores de ordem zero e o ajuste dos ganhos para a representação numérica na base escolhida.

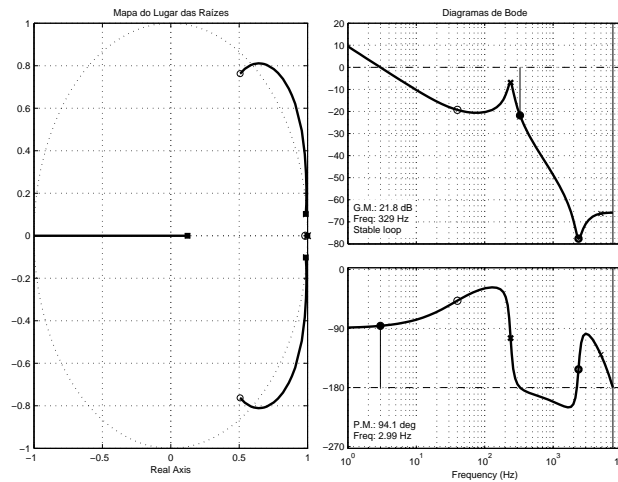


Figura 5.18: Mapa do lugar geométrico das raízes e diagramas de Bode de magnitude e fase da *FTLA* discreta da tensão de saída.

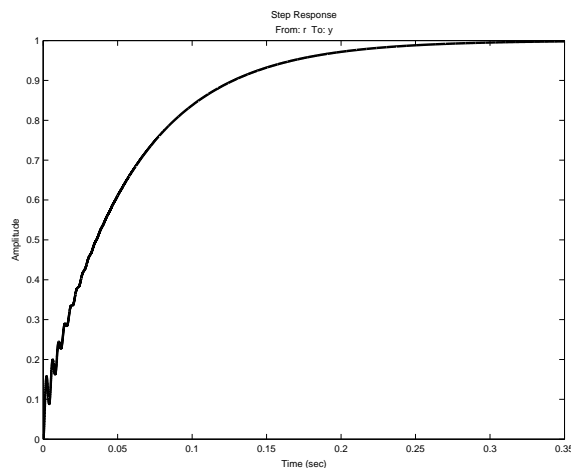


Figura 5.19: Resposta ao degrau da *FTLA* discreta da tensão de saída.

O bloco *offset* é um amplificador operacional configurado em um circuito somador não-inversor que adiciona 2,5V ao sinal amostrado da corrente de entrada.

O conversor *A/D* do *dsPIC* é de 10 *bits* e o sinal amostrado da corrente deve se apresentar com amplitude mínima de 0V e máxima de 5V. Destas relações numéricas obtém-se a representação do ganho do conversor *A/D* igual a 1.023/5. O sinal resultante do conversor *A/D* apresenta-se em 10 *bits* e todo o processamento do *dsPIC* apresenta-se em 16 *bits*. Logo apresenta-se o ganho de 2⁶ para a conversão de 10 *bits* para 16 *bits*.

O bloco de subtração do valor de 32.767 elimina digitalmente o nível de 2,5V adicionado analogicamente para que o sinal digital ora processado apresente os seus valores positivos representados pelos 8 *bits* mais significativos (*msb*) e os valores negativos pelos 8 *bits* menos significativos (*lsb*) dos 16 *bits* da base *Q15* utilizada.

Tendo-se o condicionamento dos sinais amostrados de corrente apropriadamente representados, faz-se necessária a transformação das corrente trifásicas em coordenadas *dq* para que tais sinais se-

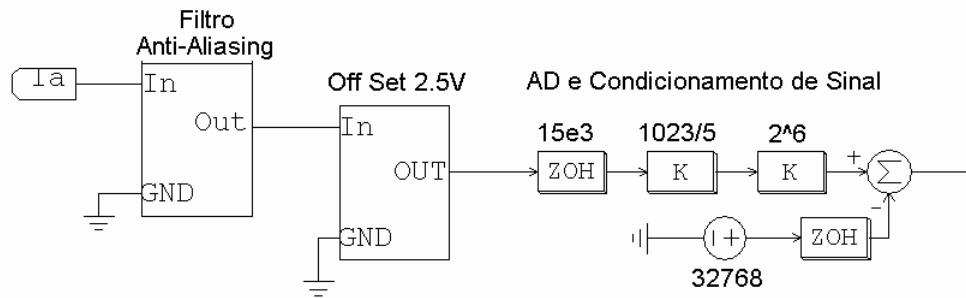


Figura 5.20: Blocos de condicionamento do sinal de corrente.

jam submetidos a ação de controle dos compensadores de corrente seguindo a técnica de controle empregada nesta tese. Os blocos na Fig. 5.21 representam de maneira macro as transformadas de Clarke/Park e os compensadores de corrente para o modelo de simulação utilizado.

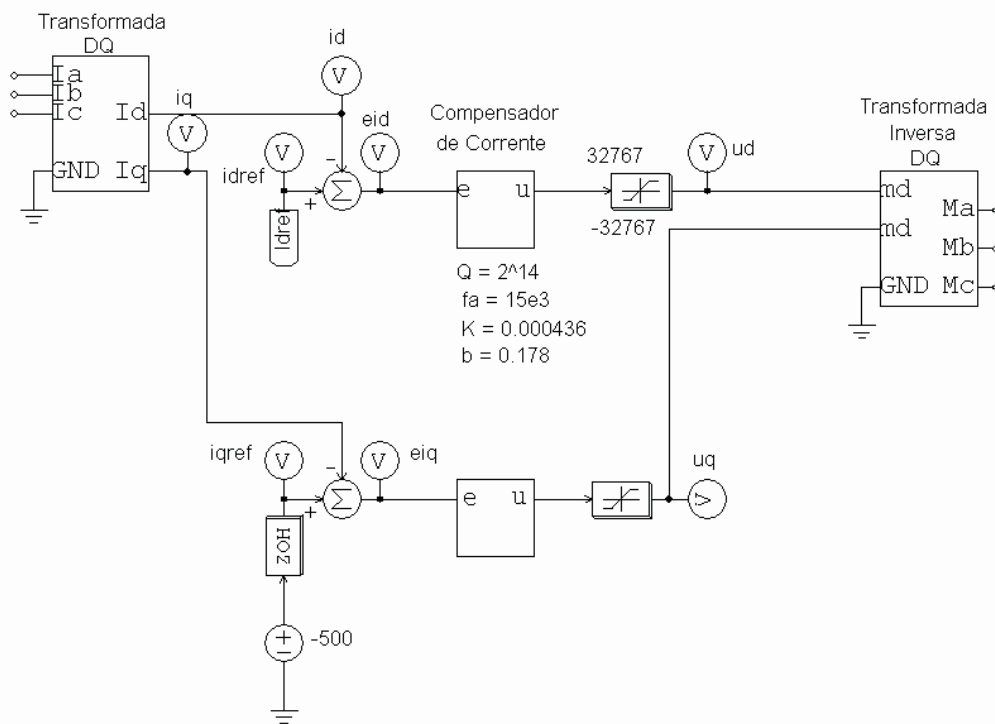


Figura 5.21: Blocos dos compensadores de corrente e das transformadas.

As componentes de corrente direta e de quadratura são obtidas dos blocos que compõem a transformada dq ilustrado pela Fig. 5.22 com senóides de amplitude 32.767. As componentes não são multiplicadas pelo ganho de 0,8165 definido na transformada de Clarke/Park para reduzir a complexidade e o tamanho do código do *dsPIC*, operação esta que seria simplificada caso o processador fosse de ponto-flutuante. Esta diferença de ganho é compensada na referência de tensão de saída para adequação com os valores esperados.

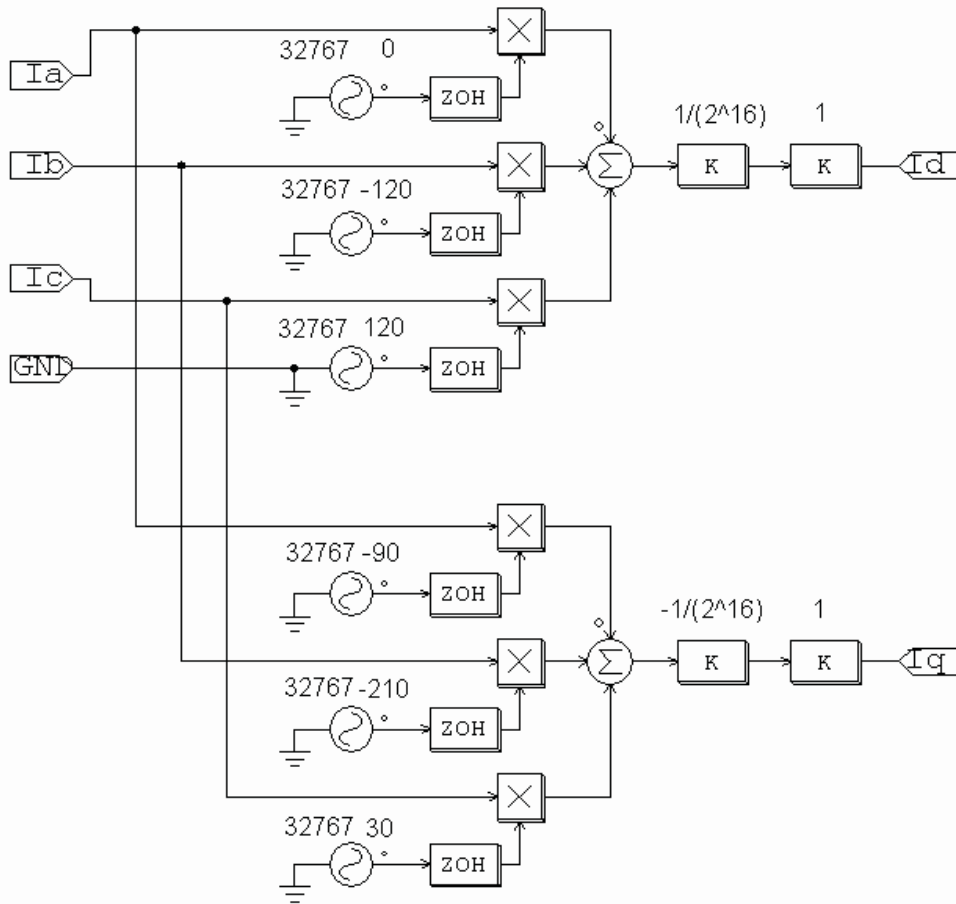


Figura 5.22: Blocos da Transformada dq .

Os compensadores são implementados por equações de diferenças conforme a Fig. 5.23 onde a é o ganho e b o pólo do compensador PI discreto de corrente. A constante $Q = 2^{14}$ multiplicada pelos $2^8 bits$ do msb do erro das componentes de corrente dq resulta em números na base 2^{24} . O retorno a base é realizado dividindo o número 2^{24} por 2^{16} , sendo o resultado multiplicado por 2^2 criando-se assim os sinais de controle u_d e u_q na base $16 bits$.

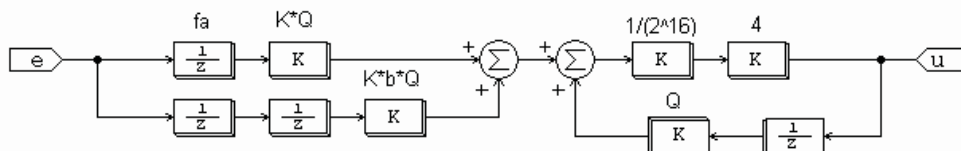


Figura 5.23: Blocos do compensador de corrente.

Os sinais de controle u_d e u_q são limitados a base de $16bits$ por saturadores resultando nas moduladoras m_d e m_q , sendo que estas são submetidas a transformada inversa de Clarke/Park originando o sinal das moduladoras trifásicas m_{abc} . Os respectivos blocos são apresentados na Fig. 5.21.

A Fig. 5.24 apresenta detalhes dos blocos utilizados para emular o modulador *PWM* implementado no *dsPIC*. Nesta as moduladoras m_{abc} tem sua amplitude adequada a base numérica do *PWM* entre 0 e 1.332.

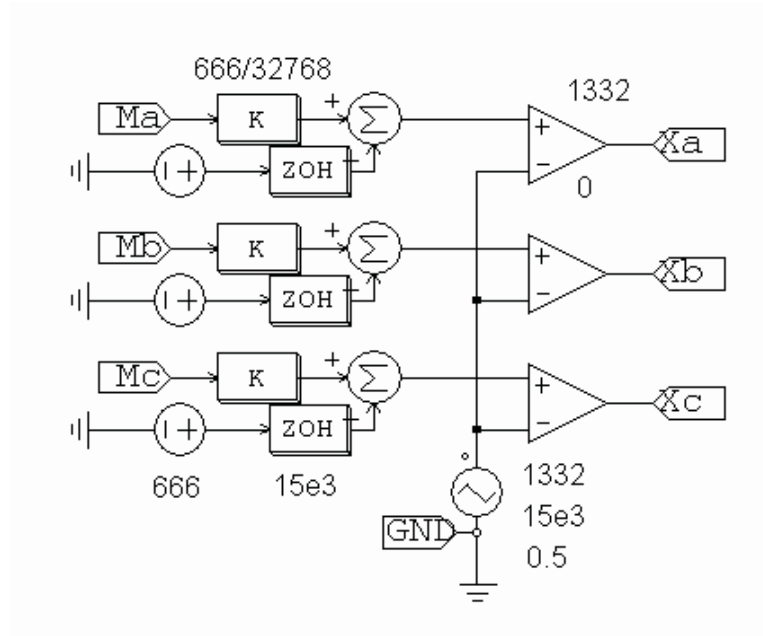


Figura 5.24: Blocos do modulador PWM.

A tensão na carga é amostrada pelos blocos de ganho que representam o sensor de tensão. A tensão amostrada na carga é a corrente resultante em um resistor $10k\Omega$ submetida a um ganho de $\frac{2.500}{1.000}$. A saída do sensor é do tipo fonte de corrente que circulando por um resistor de 120Ω proporciona a tensão amostrada dentro dos limites permissíveis ao *dsPIC*. As demais etapas do condicionamento do sinal de tensão são idênticas as apresentadas para as correntes de entrada. O compensador de tensão apresenta-se de maneira idêntica as equações de diferenças do compensador de corrente na Fig. 5.23, onde as constantes são as calculadas para o compensador discreto de tensão apresentado na seção 5.4.4. Todos o blocos e ganhos comentados anteriormente apresentam-se ilustrados na Fig. 5.25.

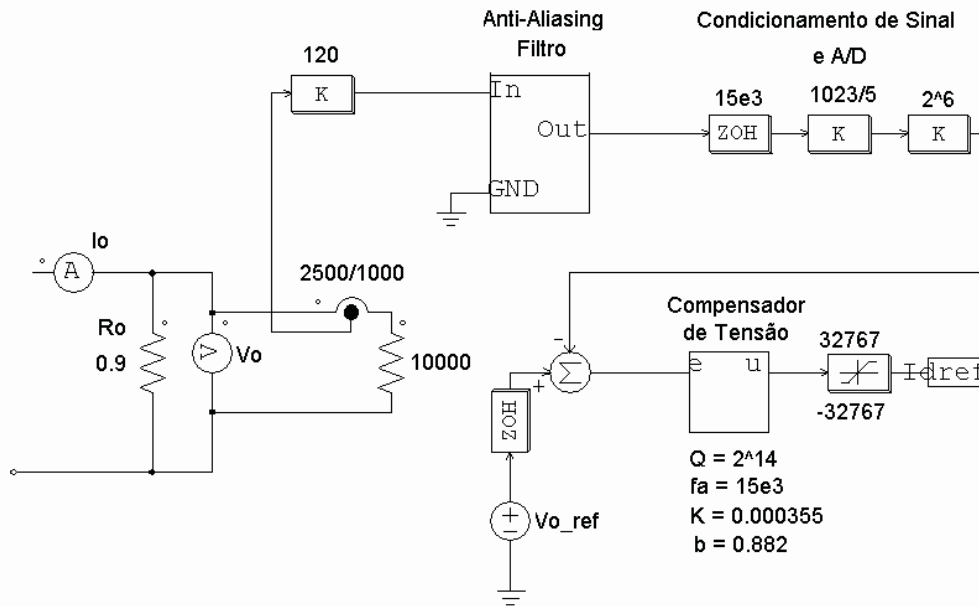


Figura 5.25: Blocos do condicionamento da tensão na carga e compensador de tensão.

5.4.5.2 Resultados de Simulação

Os circuitos apresentados anteriormente para representar o retificador trifásico e as principais operações do microcontrolador *dsPIC* para o controle e geração dos sinais de modulação, originaram os seguintes resultados no simulador *PSIM* onde o diagrama utilizado encontra-se no Apêndice A Fig. A.5.

Com os compensadores e a técnica de controle discreta apresentada obteve-se um fator de potência praticamente unitário onde a corrente praticamente acompanha em fase a tensão de fase na entrada, como observado na Fig. 5.26. O equilíbrio entre as fases é notado na Fig. 5.27 onde as correntes trifásicas equilibradas refletem a validade da técnica de amostragem e o controle discreto ora proposto.

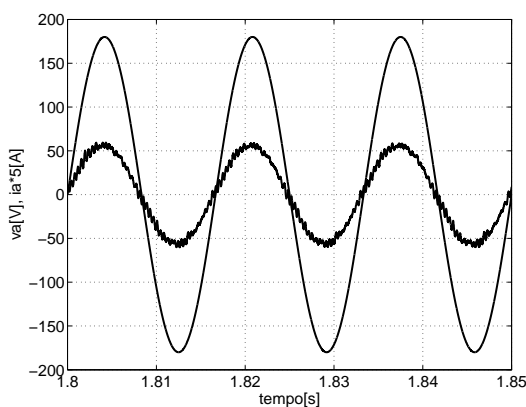


Figura 5.26: Tensão e corrente na entrada.

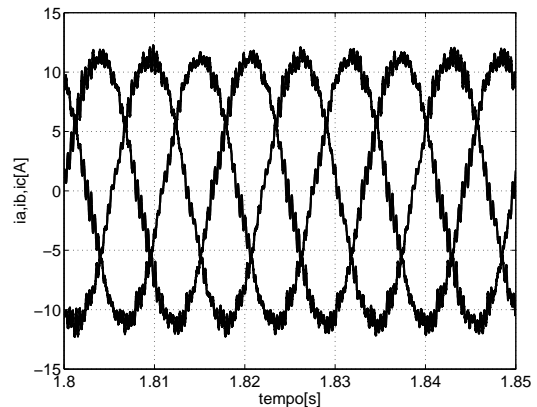


Figura 5.27: Correntes de entrada.

A Fig. 5.28 ilustra uma das correntes de fase com o todos os ganhos pertinentes com a amostragem

da corrente, estando esta representada na base numérica de 16 *bits* ou *Q15*. As correntes em base *Q15* são submetidas aos blocos da transformada Clarke/Park (Fig. 5.21), originando as correntes direta e em quadratura na base *Q15*, como apresentado na Fig. 5.29.

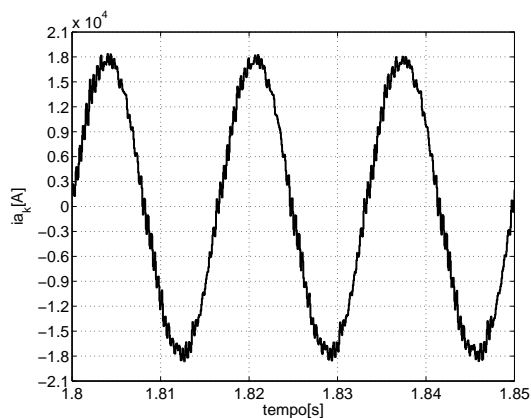


Figura 5.28: Corrente na fase *a* em base numérica de 16 *bits*.

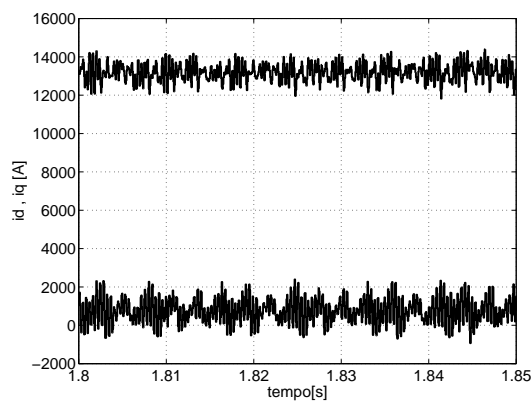


Figura 5.29: Corrente direta e em quadratura na base *Q15*.

Os compensadores de corrente tem como sinal de saída a moduladora direta m_d e de quadratura m_q que encontram-se representadas na Fig. 5.30 onde nota-se a resposta dos compensadores para o degrau na carga, sendo esta lenta mas sem sobre-sinal. As moduladoras após serem submetidas a transformada inversa, na Fig. 5.21, originam as moduladoras em base *Q15*, a exemplo da moduladora da fase *a* da Fig. 5.31.

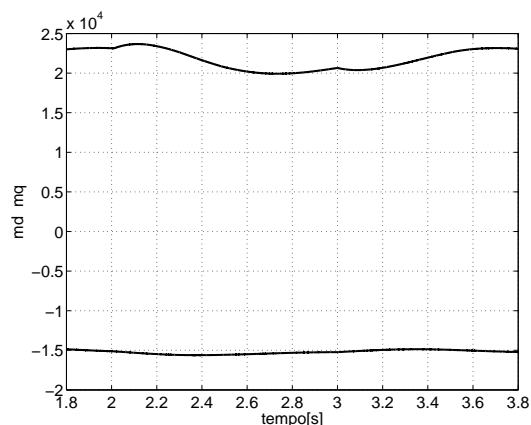


Figura 5.30: Moduladora direta e em quadratura na base *Q15*.

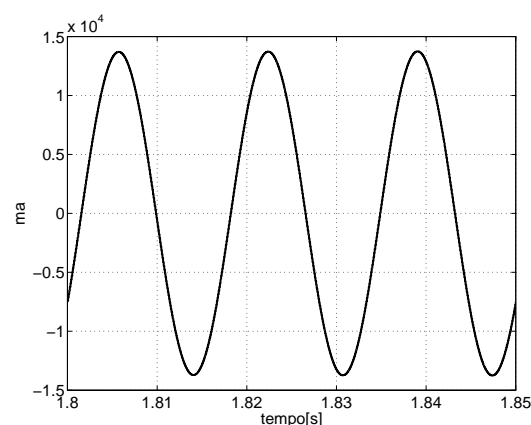


Figura 5.31: Moduladora da fase *a* em base *Q15*.

O transitório de partida do retificador é amenizado por uma partida suave representada no circuito de simulação por um crescimento exponencial (um circuito *RC*) na referência de tensão de saída, onde o comportamento esperado encontra-se representado pela Fig. 5.32, o que preserva os compensadores de uma possível saturação no caso de uma imposição abrupta na tensão de referência.

Quando praticamente em regime permanente, inseriu-se uma perturbação ao retificador por meio da variação do resistência na carga de $0,92\Omega$ para $1,1\Omega$ no tempo de $2s$ e o retorno ao valor nominal de carga após $1s$. Nas Figs. 5.33 e 5.34 as respostas do retificador e dos compensadores encontram-se

dentro dos limites aceitáveis de sobre-tensão, 8,5%, e sobre-corrente 2%.

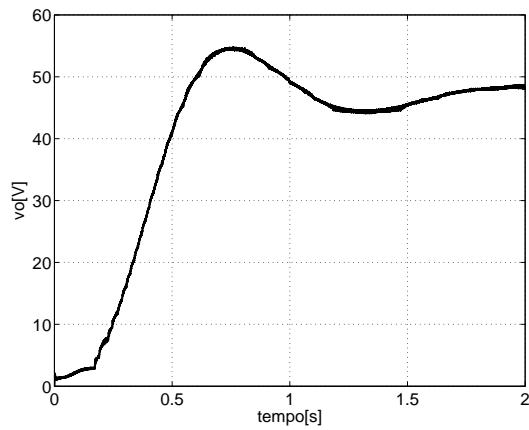


Figura 5.32: Tensão de saída com transiente de partida.

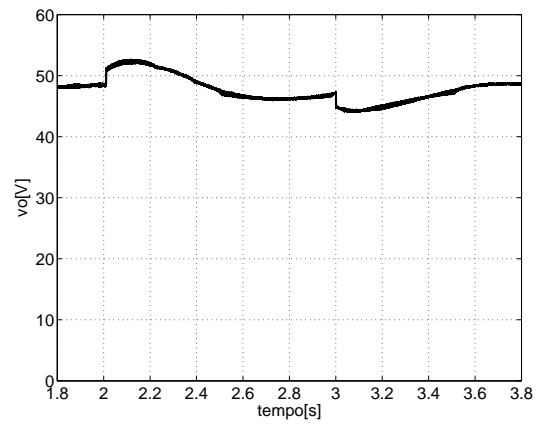


Figura 5.33: Tensão de saída com degrau na carga.

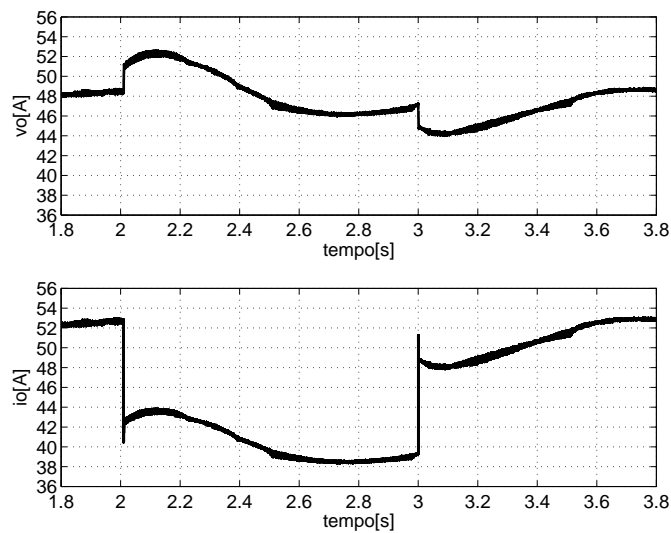


Figura 5.34: Tensão e corrente de saída com degrau na carga.

Tabela 5.3: Análise da qualidade de energia.

	Fase		
	a	b	c
V_{fase}	126V	119V	113V
THD_v	3,3%	3,3%	4,1%
THD_i	6,4%	7,0%	7,6%
$F.P.$	0,998	0,994	0,993

5.5 Resultados Experimentais

O protótipo experimental proposto e desenvolvido neste capítulo teve sua funcionalidade comprovada nesta seção onde os resultados experimentais obtidos para cargas abaixo e próximas da nominal, de 2,5kW e 48V, são apresentados. Os resultados em potência nominal na verdade são levemente superiores a esta devido ao fato do grupo de resistências utilizado apresentar disponível uma resistência equivalente de 0,89Ω e não de 0,92Ω, conforme especificado para o projeto.

Na Fig. 5.35 tem-se a tensão de fase de referência e a corrente de linha para a entrada do retificador em plena carga. A corrente apresenta-se em fase com a tensão de referência, o que comprova o fator de potência unitário e a validade da técnica de controle empregada.

Na Fig. 5.36 encontram-se as correntes de linha na entrada do retificador apresentando estas suas correspondentes fases. A diferença de amplitude entre correntes justifica-se pelo fato destas seguirem as tensões desbalanceadas da fonte utilizada para alimentação do protótipo, no caso um autotransformador que apresenta as diferenças de tensão entre suas fases registradas na tabela 5.3. A tabela ainda apresenta as informações da distorção harmônica de tensão e de corrente e do fator de potência por fase. Dos resultados obtidos em simulação, a exemplo da Fig. 5.27, espera-se que as correntes sejam equilibradas caso a fonte de tensão apresente um desbalanço menor entre as fases.

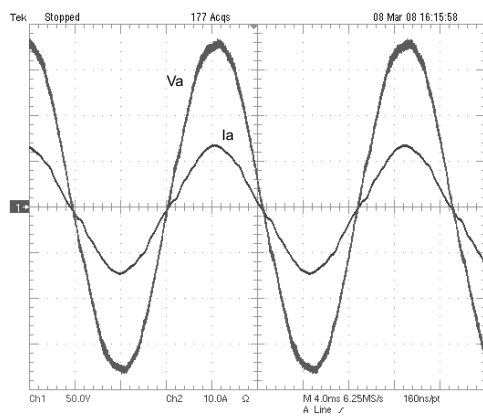


Figura 5.35: Tensão de referência e corrente de linha para o retificador a plena carga.

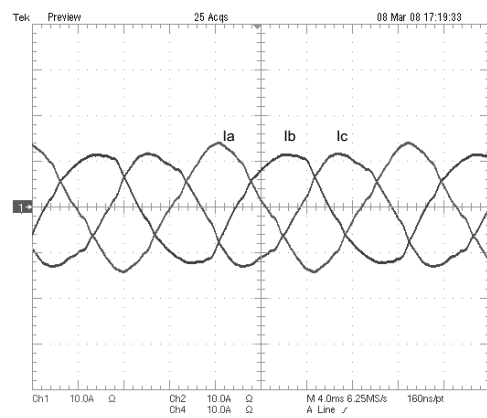


Figura 5.36: Correntes de linha para o retificador a plena carga.

Na Fig. 5.37 apresentam-se a tensão e a corrente no capacitor do filtro de entrada C_f . Na tensão notam-se algumas componentes harmônicas de alta-freqüência com amplitude reduzida, se compara-

das com a componente fundamental. As componentes harmônicas de alta-freqüência ocasionam uma distorção considerável na forma da corrente, sendo que tais harmônicas são geradas pela modulação PWM da ponte retificadora.

Na Fig. 5.38 observam-se a tensão de referência, a corrente de entrada, a tensão e a corrente na saída para a carga a 63% de sua potência nominal. Comparando-se com as formas-de-onda apresentadas na Fig. 5.35 para a potência nominal na carga, não percebe-se uma alteração significativa na qualidade das formas-de-onda de entrada, exemplificado principalmente pela corrente de linha com a similar aparência senoidal.

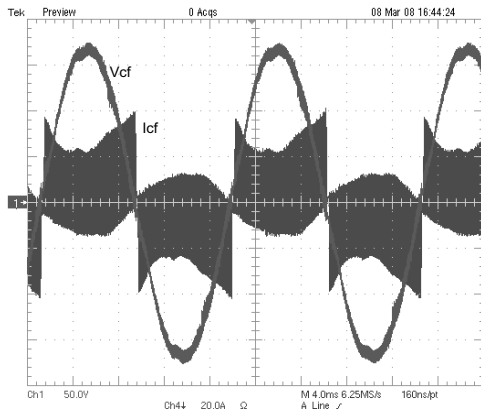


Figura 5.37: Tensão e corrente em um dos capacitores C_f .

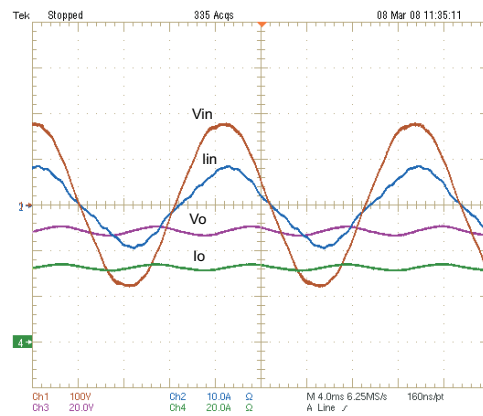


Figura 5.38: Entrada e saída para 63% de carga.

Na parte superior da Fig. 5.39 tem-se a tensão e a corrente em baixa-freqüência para um interruptor da ponte retificadora e na Fig. 5.40 o detalhe da tensão e da corrente em alta-freqüência. No que se refere à comutação comprova-se o atraso na entrada em condução da corrente proporcionado pelo circuito *snubber* e valores de pico de tensão dentro dos limites esperados para este projeto, conforme comprovado na Fig. 5.41.

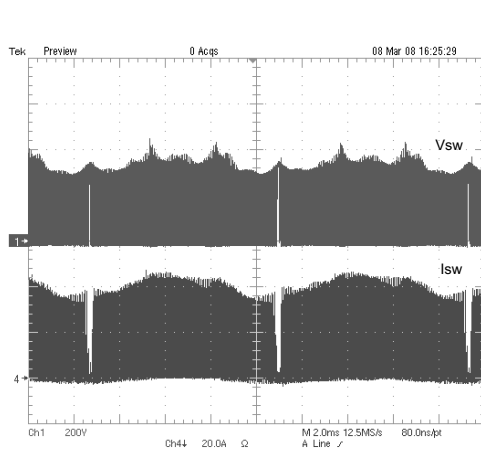


Figura 5.39: Tensão e corrente no interruptor.

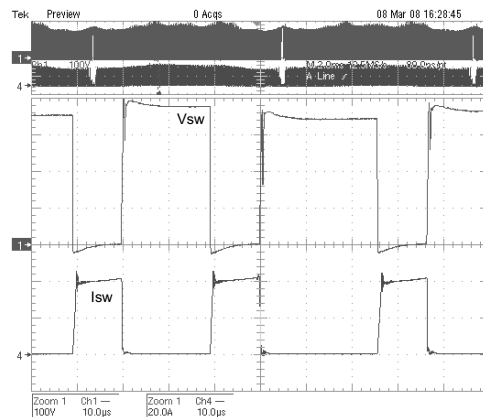


Figura 5.40: Tensão e correntes no interruptor em alta-freqüência.

Na Fig. 5.42 tem-se a tensão e a corrente em baixa freqüência no enrolamento secundário N_s . A corrente no enrolamento desmagnetizante apresenta uma ondulação em baixa freqüência justifici-

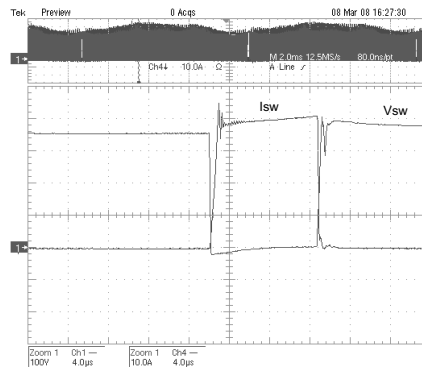


Figura 5.41: Detalhe da comutação em um interruptor.

cada por uma baixa exigência quanto a desmagnetização deste transformador. Na Fig. 5.43 estão as referidas grandezas e a corrente desmagnetizante em alta frequência com evidência para a corrente desmagnetizante em seu valor de pico e seu decréscimo até a extinção.

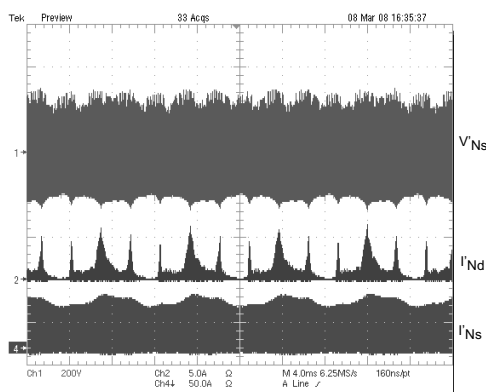


Figura 5.42: Tensão e corrente no secundário e corrente desmagnetizante em baixa frequência.

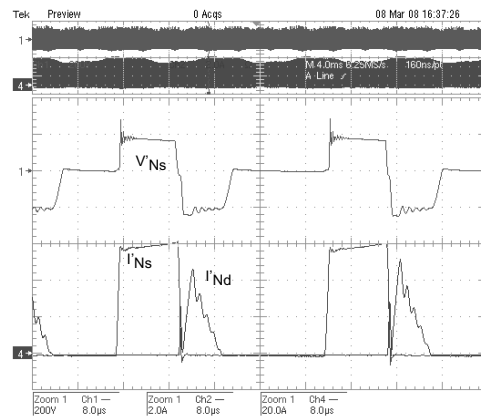


Figura 5.43: Tensão e corrente no secundário e corrente desmagnetizante em alta frequência.

A ondulação da corrente desmagnetizante em baixa frequência na Fig. 5.42 deve-se a subutilização do transformador projetado, onde para exemplificar tal afirmação apresenta-se a corrente desmagnetizante para a potência da carga em 48% da nominal na Fig. 5.44. A corrente desmagnetizante é praticamente nula na maior parte dos ciclos, o que confirma a pouca exigência do enrolamento desmagnetizante deste transformador para tal faixa de potência. A melhoria do projeto e da confecção do transformador, em específico do enrolamento desmagnetizante, proporcionaria uma corrente desmagnetizante mais próxima da forma ideal triangular.

Na Fig. 5.45 a tensão e a corrente na carga em regime permanente e potência nominal são apresentadas. Nota-se uma ondulação em baixa-freqüência, originada das tensões de entrada desbalanceadas conforme tabela 5.3, que poderia ser atenuada consideravelmente se utilizada uma rede de filtragem mais complexa na saída e não somente um filtro LC . A inicialização do protótipo encontra-se ilustrada na Fig. 5.46, onde percebe-se a partida suave do retificador até o valor nominal de operação. Salienta-se que a partida suave foi obtida somente através do software dispensando o uso de circuitos auxiliares a este propósito.

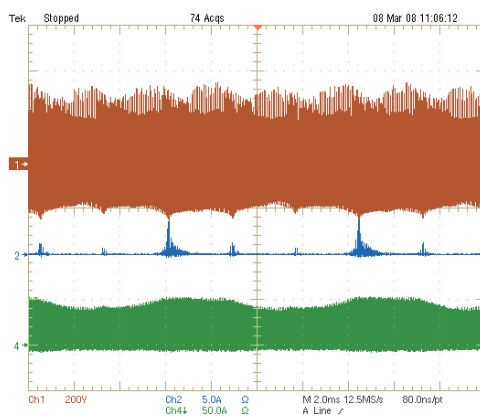


Figura 5.44: Tensão e corrente no secundário e corrente desmagnetizante para 48% da carga.

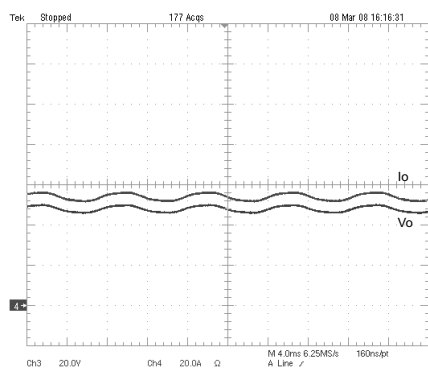


Figura 5.45: Tensão e corrente na carga.

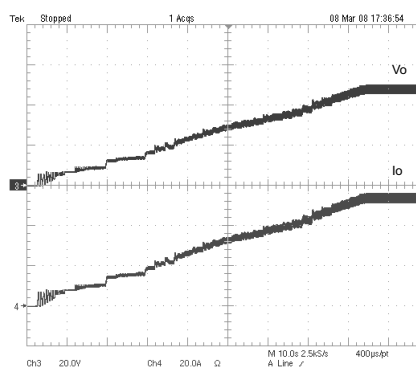


Figura 5.46: Tensão e corrente na carga para a partida do retificador.

A qualidade de energia do protótipo implementado foi verificada por meio dos recursos existentes no osciloscópio utilizado dentro dos limites da norma *IEC61000 – 3 – 2* para equipamentos de *Classe A* e apresenta-se na Fig. 5.47, onde para a fase *a* o retificador apresentou uma taxa de distorção harmônica de corrente de 6,4% e um fator de potência de 0,998. O protótipo também foi verificado quanto ao rendimento (Fig. 5.48) sendo que obteve-se um rendimento de 87% em 100% da potência na carga. O maior rendimento, de 92%, obtido para este protótipo deu-se em 63% da potência na carga. O rendimento deste retificador pode ser incrementado em um primeiro momento se melhorado o projeto e construção do transformador e regenerada a energia dos *snubbers* e grampeadores.

O protótipo que originou os resultados apresentados apresenta-se ilustrado nas figuras a seguir. Na Fig. 5.49 tem-se a vista da entrada CA do protótipo com os filtros de entrada, os sensores da corrente e as proteções. No centro das Figs. 5.49 e 5.50 encontra-se a ponte retificadora com os módulos de diodos e interruptores IGBTs na parte inferior da placa, os *snubbers* e dos comandos dos IGBTs acima desta. Na Fig. 5.50 tem-se a saída CC onde apresentam-se o transformador, os indutores e capacitores de saída e os diodos que compõem o circuito secundário. Ainda nota-se verticalmente ao dissipador do protótipo a placa de processamento de sinais e controle com o microprocessador dsPIC em detalhe na Fig. 5.51.

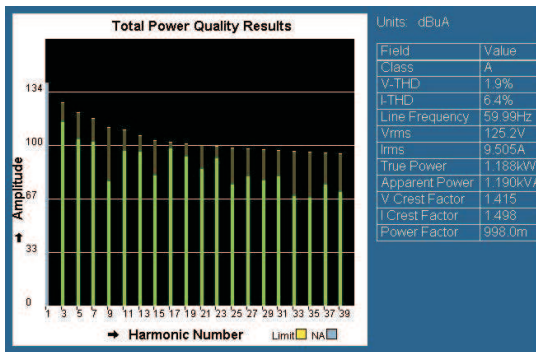


Figura 5.47: Análise da qualidade da potência.

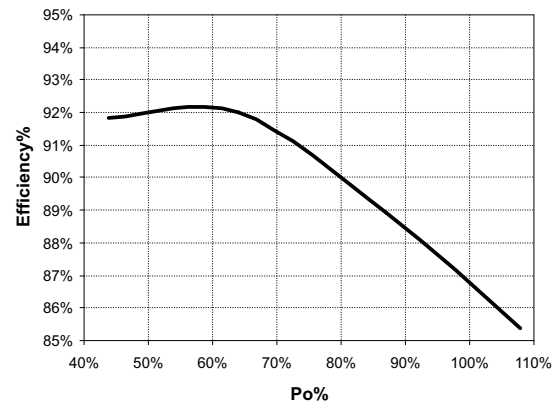


Figura 5.48: Eficiência do protótipo em função da potência na carga.



Figura 5.49: Vista da entrada CA do protótipo.

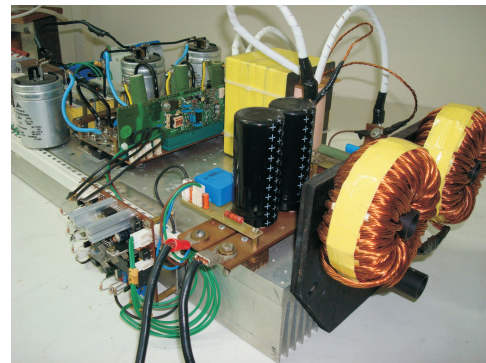


Figura 5.50: Vista da saída CC do protótipo.

5.6 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os conhecimentos relevantes para o projeto e implementação de um retificador trifásico tipo Buck isolado por único estágio com a tensão na carga controlada digitalmente por um circuito autônomo e microcontrolado por dsPIC no intuito de comprovar experimentalmente os princípios da nova topologia apresentada no capítulo anterior. Na primeira parte deste capítulo apresentou-se o projeto do circuito de potência para uma carga de 2,5kW e 48V, onde registraram-se as informações pertinentes aos esforços nos semicondutores, os circuitos auxiliares e os circuitos de proteção a comutação. Na segunda etapa foi descrito o projeto e implementação do processamento e controle digital em coordenadas dq para a malha fechada pela tensão na carga. Os resultados de simulação discreta foram apresentados sendo que a ação de controle dos compensadores foi coincidente ao definido em projeto neste capítulo e similar as ações de controle dos compensadores contínuos projetados anteriormente, o que comprova a validade de ambas as técnicas de controle empregadas. A validação da topologia e do projeto proposto para esta deram-se na última parte deste capítulo em que os resultados experimentais foram apresentados e comprovados as principais propostas do protótipo: o adequado controle da tensão na carga pelo circuito digital baseado em coordenadas dq ; os esforços nos interruptores dentro dos limites esperados no projeto; o fator de potência praticamente unitário e a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada próxima das expectativas

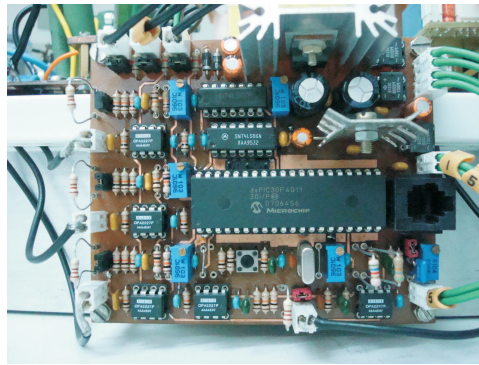


Figura 5.51: Detalhe de placa de processamento e controle do protótipo.

teóricas e dentro dos limites da norma *IEC61000 – 3 – 2*, mesmo não sendo o foco desta tese o enquadramento da nova topologia a quaisquer normas. Salienta-se ainda a robustez da nova topologia ao dispensar o uso de circuitos auxiliares para a partida suave, sendo que esta foi implementada apenas via *software* diferente do normalmente utilizado em topologias Boost. O rendimento de 87% obtido para protótipo a plena carga é 5% inferior ao estimado teoricamente pelas perdas nos semicondutores e certamente pode ser melhorado otimizando-se o projeto do circuito de potência e principalmente o projeto do transformador e dos circuitos de proteção comutação.

Capítulo 6

Conclusões

Nesta tese apresentou-se um novo conversor trifásico isolado CA-CC resultante da associação de um retificador Buck trifásico unidirecional PWM e um conversor forward/flyback.

No primeiro capítulo, foram apresentados os conceitos fundamentais dos retificadores trifásicos Buck, suas peculiaridades em relação aos retificadores trifásicos Boost e algumas topologias Buck bidirecionais e unidirecionais com o intuito de ampliar o conhecimento básico sobre o retificador Buck, visto que esta estrutura apresenta-se menos difundida do que as estruturas Boost.

No segundo capítulo foram apresentadas as peculiaridades operacionais e topológicas e essencialmente três técnicas para a modulação escalar de retificadores Buck trifásicos PWM. Ao final deste contato com as propriedades da modulação evidenciaram-se as possibilidades de proposição de outras técnicas de modulação escalar e, mesmo que não abordado neste trabalho, a utilização de técnicas de modulação vetorial. Uma modulação PWM pode ainda proporcionar facilidades ou dificuldades quanto à eliminação das componentes harmônicas das correntes de entrada, onde os fatores de qualidade do filtro, como a defasagem e a potência reativa drenada por ele, são diretamente influenciados, proporcionando ou não uma carga de qualidade à rede trifásica. A modulação que adequou-se aos objetivos deste trabalho foi a de estados contíguos por apresentar uma modulação ininterrupta, quando referindo-se a interruptores habilitados e conduzindo continuamente durante um subperíodo da frequência de rede, o que possibilitará a associação do retificador a um transformador e a transferência de energia em alta-frequência.

No terceiro capítulo valeram-se de premissas, como rede trifásica equilibrada e corrente de carga contínua, para a obtenção do *modelo da entrada CA*, bem como admitiu-se uma tensão nos capacitores de entrada de mesma amplitude e fase das tensões da rede trifásica para a obtenção do *modelo da saída CC*, os modelos apresentaram-se realísticos para uma representação dinâmica do retificador e válidos para a obtenção dos compensadores de corrente por meio das técnicas de controle linear. Nos resultados das simulações, ilustrou-se a característica de um sistema de segunda ordem para o retificador e a importância de um projeto refinado para o filtro de entrada compromissado com o fator de potência elevado e reduzida taxa de distorção harmônica das correntes de entrada. Ainda, um projeto criterioso deve ser realizado para a obtenção de compensadores adequados às constantes de

tempo do conversor definidas normalmente pelas frequências de corte e de operação dos filtros, tanto de entrada quanto de carga. Ainda, registrou-se que o projeto dos compensadores de corrente, dependente das características desejadas para o conversor, onde a metodologia utilizada pode ser tomada como referência mas não como regra. As análises desenvolvidas no capítulo agregaram ao conhecimento disponível sobre a modelagem em coordenadas dqo de retificadores Buck trifásicos visto que este não tinha sido objeto de estudo localmente. Uma lacuna a ser preenchida em estudos futuros seria a modelagem dqo e demais análises para cargas não-lineares que não foram abrangidas neste trabalho devido aos objetivos deste que consistiu na proposição e validação de uma nova topologia de retificador Buck isolado em alta-frequência.

Apresentou-se no quarto capítulo um novo retificador trifásico unidirecional tipo Buck isolado em alta-frequência, sem o uso de interruptores de potência adicionais. Os princípios da modulação de três níveis por estados contíguos aplicada ao retificador Buck unidirecional introduzida no segundo capítulo, foram adaptados para a nova topologia para gerar comando para os interruptores, resultando em uma modulação escalar de simples implementação que possibilita a operação em todos estágios necessários para a magnetização e desmagnetização do transformador. Comprovou-se pelos resultados de simulação em malha fechada a validade do modelo CA do retificador bidirecional e do modelo CC para o conversor forward/flyback para os modelos de pequenos sinais desta nova topologia. Tal similaridade, facilitou o projeto da malha de controle das correntes de entrada e da tensão na carga mesmo quando utilizados compensadores lineares. No que refere-se à opção dos compensadores contínuos para a topologia proposta, optou-se por compensadores PI em substituição aos compensadores PID utilizados no terceiro capítulo. Tal modificação foi assumida para demonstrar a possibilidade da utilização de compensadores PI e antevendo a simplificação proporcionada por estes quando na implementação do protótipo experimental. Ainda, o fechamento da malha de controle foi realizada pela tensão na carga e não pela corrente, conforme demonstrado no terceiro capítulo, o que demonstrou que ambas as possibilidades são válidas e dependem da aplicação para a qual a nova topologia se destina. Ainda dos resultados de simulação, demonstrou-se que esta nova proposta se apresenta com qualidade tanto para a rede trifásica, com baixo $THDi$ e elevado fator de potência, quanto para a carga linear a qual se destinou.

No quinto capítulo foram apresentados os conhecimentos relevantes para o projeto e implementação de um retificador trifásico tipo Buck isolado por único estágio com a tensão na carga controlada digitalmente por um circuito autônomo e microcontrolado por dsPIC no intuito de comprovar experimentalmente os princípios da nova topologia apresentada no capítulo anterior. Na primeira parte do capítulo apresentou-se o projeto do circuito de potência para uma carga de 2,5kW e 48V, onde registraram-se as informações pertinentes aos esforços nos semicondutores, os circuitos auxiliares e os circuitos de auxílio a comutação. Na segunda etapa foi descrito o projeto e implementação do processamento e controle digital em coordenadas dq para a malha fechada pela tensão na carga. Os resultados de simulação discreta foram apresentados sendo que a ação de controle dos compensadores foi coincidente ao definido em projeto neste capítulo e similar as ações de controle dos compensadores contínuos projetados anteriormente, o que comprovou a validade de ambas as técnicas de controle empregadas. A validação da topologia e do projeto proposto para esta deram-se na última parte deste capítulo em que os resultados experimentais foram apresentados e comprovadas as prin-

cipais propostas do protótipo: o adequado controle da tensão na carga pelo circuito digital baseado em coordenadas dq ; os esforços nos interruptores dentro dos limites esperados no projeto; o fator de potência praticamente unitário e a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada próxima das expectativas teóricas e dentro dos limites da norma *IEC61000 – 3 – 2*, mesmo não tendo sido o foco desta tese o enquadramento da nova topologia a quaisquer normas. Salientou-se ainda a robustez da nova topologia ao dispensar o uso de circuitos auxiliares para a partida suave, sendo que esta foi implementada apenas via *software* diferente do normalmente utilizado em topologias Boost. O rendimento de 87% obtido para protótipo a plena carga é 5% inferior ao estimado teoricamente pelas perdas nos semicondutores e certamente pode ser melhorado otimizando-se o projeto do circuito de potência e principalmente o projeto do transformador e dos circuitos de auxílio a comutação. No entanto, o rendimento desta nova topologia encontra-se próximo ao rendimento de outras topologias Buck estudadas na bibliografia onde estas apresentavam rendimentos na ordem de 90% mesmo com comutação suave.

O retificador Buck trifásico PWM isolado em alta-frequência por único estágio é uma topologia promissora comercialmente e academicamente. No que se refere a sua aplicação comercial, se o conversor for melhorado em seu projeto para tais fins, este poderá ser competitivo nas aplicações relacionadas à média potência e tensão de saída inferior a de entrada tais como fontes de telecomunicações e fontes ininterruptas de energia. A Emerson Network Power estimou para uma fonte de telecomunicação uma redução de custo entre 15% e 20% quando contraposta a uma fonte isolada com topologia Boost de uso comercial desta.

No que se refere as perspectivas acadêmicas, esta nova topologia pode ainda ser explorada nas seguintes possibilidades:

- a substituição dos interruptores IGBTs por interruptores SiC (Silicon Carbide) JFET que por suportarem tensão superior a $3kV$ e apresentarem baixa resistência de condução proporcionarão uma aplicação segura desta nova topologia em redes trifásicas com tensão acima de $220V$ de linha, bem como as vantagens do desenvolvimento para frequências de comutação superiores a $100kHz$;
- a substituição dos diodos da ponte retificadora por diodos de SiC (Silicon Carbide) que apresentam menor resistência de condução e menores perdas no bloqueio a condução
- o estudo de técnicas para a obtenção de comutação suave para os interruptores de potência: ou por circuitos auxiliares ou por uma modulação programada;
- modelo e controle do conversor para cargas não lineares;
- a utilização do conversor zeta em substituição ao conversor forward/flyback para a isolação por único estágio [13] ou a outros conversores isolados mesmo que usando interruptores adicionais;

Apêndice A

Diagramas Esquemáticos das Simulações

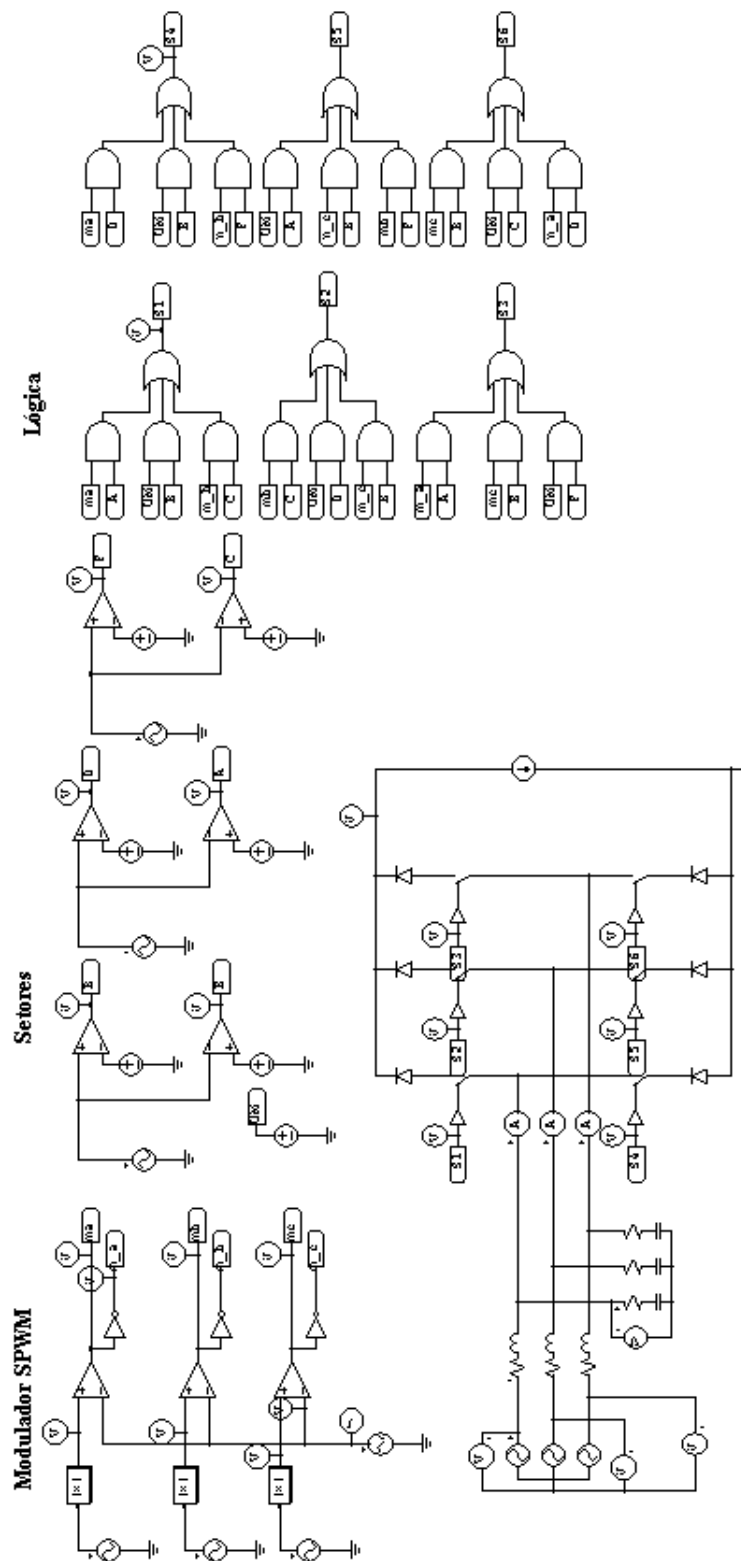


Figura A.1: Esquemático da simulação SPWM.

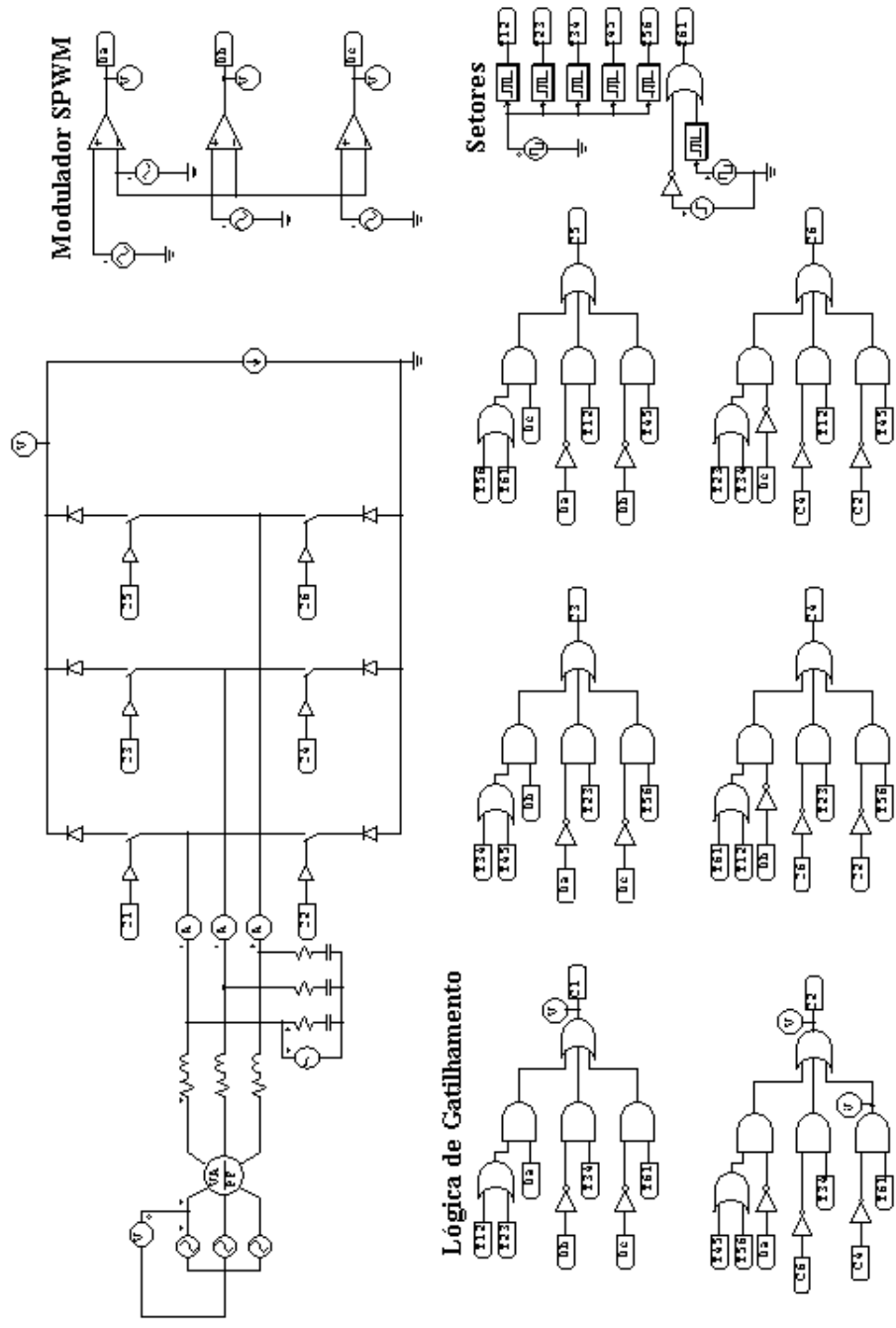


Figura A.2: Esquemático da simulação SPWM Tenti.

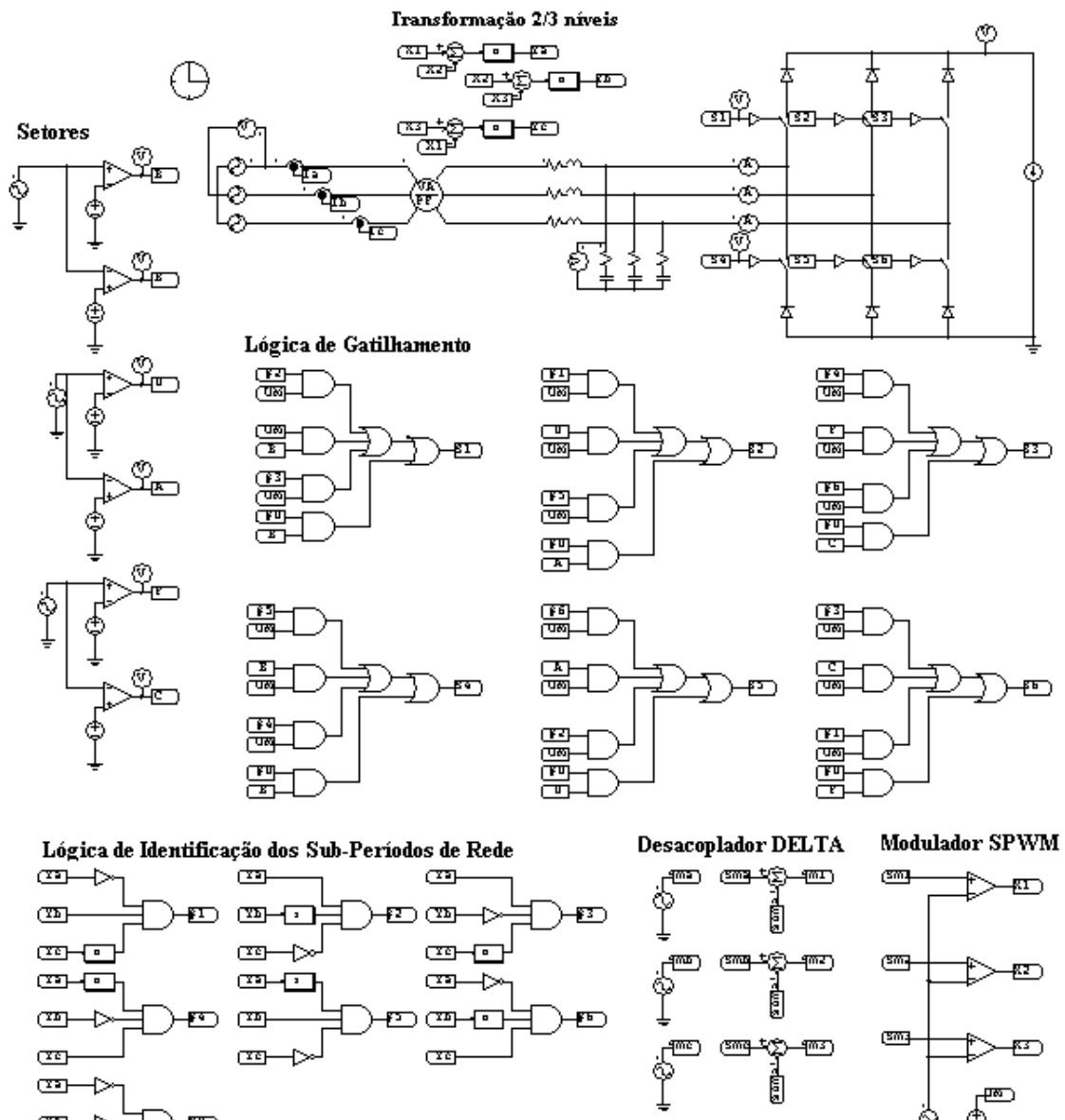


Figura A.3: Esquemático da simulação SPWM Três Níveis.

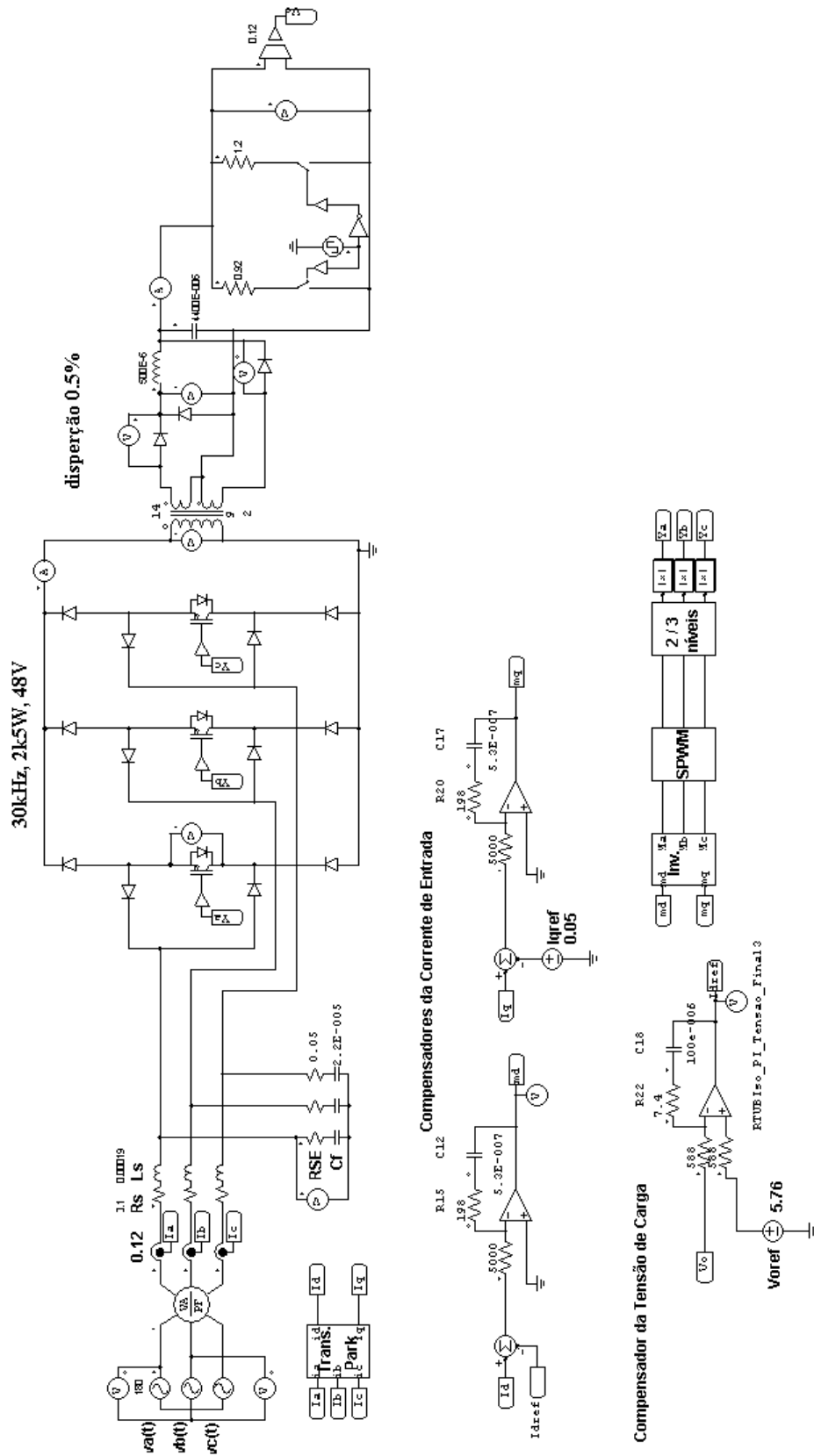


Figura A.4: Esquemático da simulação RTUBI com controle contínuo.

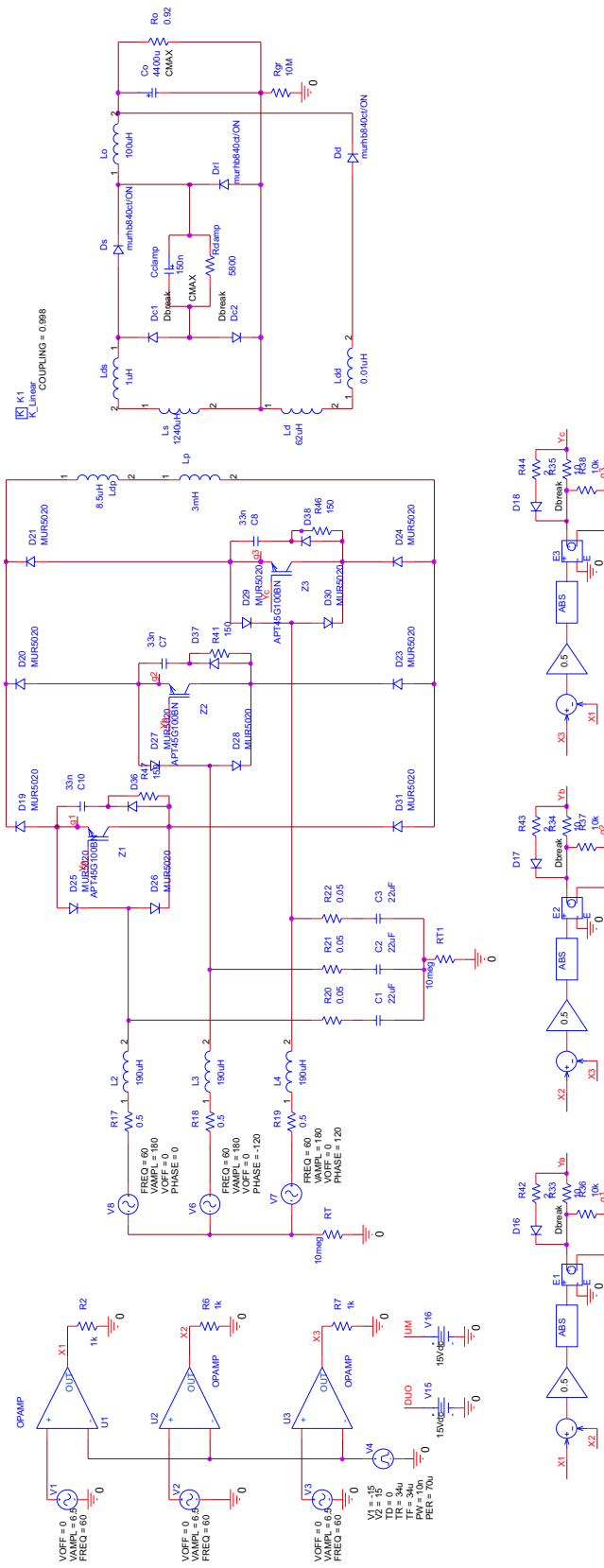


Figura A.6: Esquemático da simulação do RTUBI em Orcad.

Apêndice B

Rotinas de Cálculo dos Compensadores

B.1 Compensador de Corrente de Entrada do Capítulo 3

```

function rtbuck23uPID clc
% Parametros de Projeto para Filtro LC na carga
Vp = 311;           % tensao de pico de fase
Io = 33.33;        % corrente de carga
f= 60;             % frequencia de rede
C = 23E-6;         % capacitancia do filtro de entrada
L = 0.175E-3;      % indutancia serie
R = 0.1;           % resistencia serie
Lo = 75E-3;        % indutancia buck
Co = 470E-6;
Ro = 9;            % resistencia de carga
Ki = 0.02;         % ganho do sensor de corrente
Vt = 5;            % tensao de pico da triangular
RSE = 0.05;        % resistencia serie equivalente do capacitor
%_____ %
wc = 1/(sqrt(L*C)); % freq. ang. de corte
w = 2*pi*60;       % freq. ang. de rede
s = tf('s');
%_____ %
% FT MODELO CA
disp('Função de Transferencia do Conversor com Ganho do Sensor')
disp('*****') Giod
= (sqrt(3/2)*Vp/Io)*(((s^2)/(wc^2))+ (R*C)*s + (1-(w^2/wc^2))) /
((Lo*Co)*s^2 + (Lo/Ro)*s +1));
Giod

fp2 = 1/(2*pi*RSE*C); fp1 = 0; fc = 1/ (2*pi*(sqrt(L*C))); fz =fc;

Rip = 1E4; Riz = Rip*((fp2/fz)-1); Rfz = Rip; Ci = 1 /
(2*pi*Riz*fz); Cf = 1 / (2*pi*Rfz*fz); Rref =
((Rip+Riz)*Rfz)/(Rip+Riz+Rfz);

fprintf(' Rip = %4.0f Ohms\n',Rip)
fprintf(' Riz = %6.0f Ohms\n',Riz)
fprintf(' Rfz = %4.0f Ohms\n',Rfz)
fprintf(' Rref = %4.0f Ohms\n',Rref)
fprintf(' Ci = %4.4d F\n',Ci)
fprintf(' Cf = %4.4d F\n',Cf)
disp('*****')
disp('Função de Transferencia do Controlador')
disp('*****') C =
(Vt/Ki)*(((1+Riz*Ci*s)*(1+Cf*Rfz*s)) / ((Cf*(Rip+Riz)*s)*(1 +
(Ci*((Rip*Riz)/(Rip+Riz))*s))))); C
disp('*****')
sisotool(Giod,C)

```

B.2 Compensador de Corrente de Carga do Capítulo 3

```

function rtbuck23uIo clc
% Parametros de Projeto
Vp = 311;           % tensao de pico de fase
Io = 33.33;        % corrente de carga
f= 60;             % frequencia de rede
C = 23E-6;         % capacitancia do filtro de entrada
L = 0.175E-3;      % indutancia serie
R = 0.1;           % resistencia serie
Lo = 75E-3;        % indutancia buck
Co = 470E-6;
Ro = 9;            % resistencia de carga
Kio = 0.02;        % ganho do sensor de corrente
Vt = 5;            % tensao de pico da triangular
RSE = 0.05;        % resistencia serie equivalente do capacitor
%_____
wo = Ro/Lo;        % freq. ang. de corte do filtro da carga
wc = 1/(sqrt(L*C)); % corte do filtro ac
w = 2*pi*60;       % freq. ang. de rede
s = tf('s');
%_____
% FT MODELO CA
disp('Função de Transferencia da Carga do Conversor Giod')
disp('*****')
Giod = (sqrt(3/2)*Vp/Io)*(((s^2)/(wc^2)) + (R*C)*s + (1-(w^2/wc^2)))
/ ((Lo*Co)*s^2 + (Lo/Ro)*s + 1);
Giod
disp('*****')

% G(s) = id(s)/md(s)
% PID compensador de corrente de entrada -> dois polos e um zero
disp('*****')
disp('Função de Transferencia do Controlador Sem Ganho')
disp('*****')
disp('*****')

wz =wo*1.1
wp = wc*0.8

C = (s + wz)/(s*(s + wp))

sisotool(Giod)

disp('*****')
disp('Projeto Fisico do Controlador Analogico')
disp('*****')

```

```

Kc = input('Informe o ganho do compensador:'); pause(1)
%Ganho btido por meio do rltool

R1 = 1.2E3;
C1= 1/(Kc*R1);
C2 = -C1 * ((-wp+wz)/wz);
R2 = 1/(wz*C2);

fprintf('  Kc = %5.0d\n',Kc)
fprintf('  R1 = %4.3d Ohms\n',R1)
fprintf('  R2 = %4.3d Ohms\n',R2)
fprintf('  C1 = %4.3d F\n',C1)
fprintf('  C2 = %4.3d F\n',C2)

disp('*****')
disp('*****')
disp('Função de Transferencia do Controlador')
disp('*****')

Ciod = (1/R1)*((C2*R2*s + 1)/(C1*C2*R2*s^2 + s*(C1+C2)))
sisotool(Giod,Ciod)

```

B.3 Compensador Contínuo da Corrente de Entrada do Capítulo 5

```

Vp = 180;           % tensao de pico de fase
Io = 2500/48;      % corrente de carga
a = 9/14           % relação de transformação
Io = Io*a         % corrente refletida ao primario
f= 60;            % frequencia de rede
C = 22E-6;        % capacitancia do filtro de entrada
L = 0.19E-3;      % indutancia serie
R = 0.1;          % resistencia serie
Ki = 120/1000;    % ganho do sensor de corrente
Vt = 5;           % tensao de pico da triangular
RSE = 0.05;       % resistencia serie equivalente do capacitor
fs = 30e3;
%_____ %
wc = 1/(sqrt(L*C)); % freq. ang. de corte

w = 2*pi*60;      % freq. ang. de rede

s = tf('s');
%_____ %
% FT MODELO CA

```



```

disp('Função de Transferencia do Conversor com Ganho do Sensor')
disp('*****')

Giod = (Ki/Vt)*(Io / (((s^2)/(wc^2))+ (R*C)*s + (1-(w^2/wc^2))))

disp('*****')
disp('Função de Transferencia do Controlador Sem Ganho')
disp('*****')
disp('*****')

wz = 2*pi*fs/20

Ci = (s + wz)/s

%sisotool(Giod)

wcr = 2*pi*(30000/3);

Kp = 20*log10(abs((Io / (((wcr^2)/(wc^2))+ (R*C)*wcr
(1-(w^2/wc^2))))))

Kpwm = 20*log10(abs(1/Vt))

Ksi = 20*log10(abs(Ki))

Kgi = Kp + Kpwm + Ksi

Kci_db = Kgi - 20*log10(abs(wcr + wz)) - 20*log10(abs(1/wcr))

Kci = 10^(Kci_db/20)

Ci = Kci * (s + wz)/s

R1 = 5000;

R2 = Kci * R1;

C1 = 1/(wz*R2);

fprintf(' R1 = %4.3d Ohms\n',R1)
fprintf(' R2 = %4.3d Ohms\n',R2)
fprintf(' C1 = %4.3d F\n',C1)

sisotool(Giod,Ci)

```

B.4 Compensador Contínuo da Tensão de Carga do Capítulo 5

```

Vp = 180;           % tensao de pico de fase
Io = 2500/48;      % corrente de carga
f= 60;            % frequencia de rede
C = 22E-6;        % capacitancia do filtro de entrada
L = 0.19E-3;      % indutancia serie
R = 0.1;          % resistencia serie
Lo = 100E-6;      % indutancia buck
Co = 4400E-6;     % capacitancia do filtro da carga
Ro = 0.92;        % resistencia da carga
Kio = 0.15;       % ganho do sensor de corrente
Vt = 5;           % tensao de pico da triangular
RSE = 0.05;       % resistencia serie equivalente do capacitor
np = 14;          % espiras do primario
ns = 9;           % espiras do secundario
nd = 3;           % espiras desmagnetizante
Kvo = 0.15; fs=30000 Id=2.4

% _____ %
% Transformações de impedancia para o primario do transformador
% _____ %
Iop= (ns/np)*Io

Rop= Ro*(ns/np)^2;

Lop= Lo*(ns/np)^2;

Cop= Co*(np/ns)^2;

Ls = L*(np/ns)^2;

Cs = C*(ns/np)^2;

Vps = Vp*(ns/np);

Rs = R*(np/ns)^2;
% _____ %
wo = 1/sqrt(Lo*Co);           % freq. ang. de corte do filtro da carga
wc = 1/(sqrt(Ls*Cs)); % corte do filtro ac
w = 2*pi*60;                 % freq. ang. de rede

s = tf('s');
% _____ %
% FT MODELO CA
disp('Função de Transferencia da Carga do Conversor Gv')
disp('*****')

```

```

Gv = (sqrt(3/2)*Vps/Io)*(((s^2)/(wc^2))+ (Rs*Cs)*s +
(1-(w^2/wc^2))) / ((Lo*Co)*s^2 + (Lo/Ro)*s +1));

Gv

disp('*****')

% G(s) = id(s)/md(s)

% PID compensador de corrente de entrada -> dois polos e um zero

disp('*****')
disp('Função de Transferencia do Controlador Sem Ganho')
disp('*****')
disp('*****')

wcr = 2*pi*(f/(3*f));

wz = 2*pi*(f/1.8);

Cv = (s + wz)/s

Kp = 20*log10(abs((sqrt(3/2)*Vps/Io)*(((wcr^2)/(wc^2))+ (Rs*Cs)*wcr
+ (1-(w^2/wc^2))) / ((Lo*Co)*wcr^2 + (Lo/Ro)*wcr +1))))

Kpwm = 20*log10(abs(1/Vt))

Ksi = 20*log10(abs(1/Kio))

Kso = 20*log10(abs(Kvo))

Kin = 20*log10(abs(Id))

Kgi = Kp + Kso + Ksi %+ Kin

Kcv_db = Kgi - 20*log10(abs(wcr + wz)) - 20*log10(abs(1/wcr))

Kcv = 10^(Kcv_db/20)

Cv = Kcv * (s + wz)/s

C1 = 100e-6;

R2 = 1/(wz*C1);

R1 = R2 / Kcv;

```

```
fprintf(' R1 = %4.3d Ohms\n',R1)
fprintf(' R2 = %4.3d Ohms\n',R2)
fprintf(' C1 = %4.3d F\n',C1)
```

```
sisotool(Gv,Cv)
```

B.5 Compensador Discreto da Corrente de Entrada do Capítulo 6

```
Vp = 180;           % tensao de pico de fase
Io =(2500/48)*(9/14)% corrente de carga
f= 60;             % frequencia de rede
C = 22E-6;         % capacitancia do filtro de entrada
L = 0.190E-3;      % indutancia serie
R = 0.1;           % resistencia serie
RSE = 0.05;        % resistencia serie equivalente do capacitor
fa = 15000;        % frequencia de amostragem
Ki = 120/1000;     % ganho do sensor de corrente
Kad = 32767/2.5;   % ganho do conversor AD onde 32767 = (2^16)/2 -1
Kpwm_z= 2/1332;    % ganho do pwm
Kpwm = 1/5;
fs = 30e3;         %freq. chaveamento

%_____ %
wc = 1/(sqrt(L*C)); % freq. ang. de corte

w = 2*pi*60;       % freq. ang. de rede

s = tf('s');
%_____ %
% FT MODELO CA
disp('Função de Transferencia do Conversor com Ganho do Sensor')
disp('*****')

Giod = (Ki*Kpwm)*(Io / (((s^2)/(wc^2))+ (R*C)*s + (1-(w^2/wc^2))))

fz_ci = fs/9;

fcr_ftla= fs/3;

wz = 2*pi*fz_ci;

wcr = 2*pi*fcr_ftla;

disp('*****')
```

```

disp('Função de Transferencia do Controlador Sem Ganho')
disp('*****')
disp('*****')

Ci = (s + wz)/s

disp('*****')
disp('Frequencias Caracteristicas')
disp('*****')

fprintf('   freq. zero do compensador= %4.3d Hz\n',fz_ci)

fprintf('   freq. polo do conversor= %4.3d Hz\n',wc/(2*pi))

fprintf('   freq. corte da FTLA = %4.3d Hz\n',fcr_ftla)

disp('*****')
disp('Ganhos na Freq. de Corte Desejada')
disp('*****')

Kp = 20*log10(abs((Io / (((wcr^2)/(wc^2))+ (R*C)*wcr +
(1-(w^2/wc^2))))))

Kpwm_db= 20*log10(abs(Kpwm_z))

Ki_db = 20*log10(abs(Ki))

Kad_db = 20*log10(abs(Kad))

Kgi = Kp + Kpwm_db + Ki_db

Kci_db = Kgi - 20*log10(abs(wcr + wz)) - 20*log10(abs(1/wcr))

Kci = 10^(Kci_db/20)

disp('*****')
disp('Função de Transferencia do Controlador Continuo Com Ganho')
disp('*****')
disp('*****')

Ci = Kci * (s + wz)/s

R1 = 5000;

R2 = Kci * R1;

C1 = 1/(wz*R2);

```

```

fprintf('   R1 = %4.3d Ohms\n',R1)
fprintf('   R2 = %4.3d Ohms\n',R2)
fprintf('   C1 = %4.3d F\n',C1)

% sisotool(Giod,Ci)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%   Discretização dos Modelos   %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

waa = pi*10E3;           % freq. ang. do filtro anti-aliasing
%_____ %
% FT MODELO CA
%disp('Função de Transferencia do Conversor com Ganho do Sensor')
%disp('*****')

Gi = (Io / (((s^2)/(wc^2))+ (R*C)*s + (1-(w^2/wc^2))));

%disp('*****')

%Função de tranferencia do filtro anti-aliasing;
Ga = waa/(s+waa);

Ta=1/fa;

Gp = Gi*Ga;

Gpz = c2d(Gp,Ta,'zoh');

Ta=1/fa;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%   Ganhos Amostradores   %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Ks = Ki * Kpwm_z * Kad;

fprintf('   ganhos dos amostradores = %4.3d \n',Ks)

%num
a=Ks
%den
b=1

num=[a]; den=[b];

Gks=tf(num,den);

```

```

Kz = c2d(Gks,Ta,'zoh');

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Controlador de Corrente Discreto%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

a = Kci * (2+Ta*wz)/2;

b = (Ta*wz-2)/(Ta*wz+2);

z = tf('z');

disp('*****')
disp('Função de Transferencia do Controlador Discreto Com Ganho')
disp('*****')
disp('*****')

Ciz = a*(z+b)/(z-1)

rltool

disp('*****')
disp('Coeficientes da Equação de Diferenças')
disp('*****')

a_14bits=a*2^14

a_b_14bits=a*abs(b)*2^14

```

B.6 Compensador Discreto da Tensão de Carga do Capítulo 6

```

Vp = 180;           % tensao de pico de fase
np = 14;           % espiras do primario
ns = 9;            % espiras do secundario
nd = 2;            % espiras desmagnetizante
Vo = 48;           % tensao na carga
Io =(2500/Vo)      % corrente de carga
Ro = Vo/Io         %resistencia da carga
f= 60;             % frequencia de rede
C = 22E-6;         % capacitancia do filtro de entrada
L = 0.190E-3;      % indutancia serie
R = 0.1;           % resistencia serie
Lo = 100E-6;       % indutancia buck
Co = 4400E-6;      % capacitancia do filtro da carga
RSE = 0.05;        % resistencia serie equivalente do capacitor
fa = 15000;        % frequencia de amostragem

```

```

Ki = 120/1000;      % ganho do sensor de corrente
Kad = 32767/2.5;   % ganho do conversor AD onde 32767 = (2^16)/2 -1
Kpwm_z= 2/1332;   % ganho do pwm discreto
Kpwm = 1/5;       % ganho do pwm contínuo
Kv = 120/1000;    % ganho do sensor de tensão
fs = 30e3;        % freq. chaveamento
Id=2.4*(np/ns)    % componente da corrente direta refletida

% _____ %
% Reflexão de Impedâncias
% _____ %
Iop= (ns/np)*Io

Rop= Ro*(ns/np)^2;

Lop= Lo*(ns/np)^2;

Cop= Co*(np/ns)^2;

Ls = L*(np/ns)^2;

Cs = C*(ns/np)^2;

Vps = Vp*(ns/np);

Rs = R*(np/ns)^2;
% _____ %
wo = 1/sqrt(Lo*Co);      % freq. ang. de corte do filtro da carga

wc = 1/(sqrt(Ls*Cs));    % corte do filtro ac

w = 2*pi*60;             % freq. ang. de rede

s = tf('s');
% _____ %
% FT MODELO CA
% disp('Função de Transferência do Conversor com Ganho do Sensor')
% disp('*****')

Gv = (sqrt(3/2)*Vps/Io)*(((s^2)/(wc^2)) + (Rs*Cs)*s +
(1-(w^2/wc^2))) / ((Lo*Co)*s^2 + (Lo/Ro)*s + 1);

fz_cv = f/1.5;

fcr_ftla= fs/3;

wz = 2*pi*fz_cv;

```



```

wcr = 2*pi*fcr_ftla;

disp('*****')
disp('Função de Transferencia do Controlador Sem Ganho')
disp('*****')
disp('*****')

Cv = (s + wz)/s

disp('*****')
disp('Frequencias Caracteristicas')
disp('*****')

fprintf('   freq. zero do compensador= %4.3d Hz\n',fz_cv)

fprintf('   freq. polo do conversor= %4.3d Hz\n',wo/(2*pi))

fprintf('   freq. corte da FTLA = %4.3d Hz\n',fcr_ftla)

disp('*****')
disp('Ganhos na Freq. de Corte Desejada')
disp('*****')

Kp = 20*log10(abs((sqrt(3/2)*Vps/Io)*(((wcr^2)/(wc^2))+ (Rs*Cs)*wcr
+ (1-(w^2/wc^2))) / ((Lo*Co)*wcr^2 + (Lo/Ro)*wcr +1))))

% Kpwm_db= 20*log10(abs(Kpwm_z))

Kid_db = 20*log10(abs(Id))

Ki_db = 20*log10(abs(1/Ki))

Ksv_db = 20*log10(abs(Kv))

Kgv = Kp + Ksv_db + Ki_db %+ Kid_db

Kcv_db = Kgv - 20*log10(abs(wcr + wz)) - 20*log10(abs(1/wcr))

Kcv = 10^(Kcv_db/20)

disp('*****')
disp('Função de Transferencia do Controlador Continuo Com Ganho')
disp('*****')
disp('*****')

Cv = Kcv * (s + wz)/s

Cl = 100e-6;

```

```

R2 = 1/(wz*C1);

R1 = R2 / Kcv;

fprintf('  R1 = %4.3d Ohms\n',R1)
fprintf('  R2 = %4.3d Ohms\n',R2)
fprintf('  C1 = %4.3d F\n',C1)
%
% sisotool(Giod,Ci)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%   Discretização dos Modelos   %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

waa = pi*10E3;          % freq. ang. do filtro anti-aliasing
%_____ %
% FT MODELO CA
%disp('Função de Transferencia do Conversor com Ganho do Sensor')
%disp('*****')

Gv = (sqrt(3/2)*Vps/Io)*(((s^2)/(wc^2))+ (Rs*Cs)*s +
(1-(w^2/wc^2))) / ((Lo*Co)*s^2 + (Lo/Ro)*s +1));

%disp('*****')

%Função de tranferencia do filtro anti-aliasing;
Ga = waa/(s+waa);

Ta=1/fa;

Gp = Gv*Ga;

Gpz = c2d(Gp,Ta,'zoh');

Ta=1/fa;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%   Ganhos Amostradores   %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Ks = Kv * (1/(Kad*Ki)) * Kad;

fprintf('  ganhos dos amostradores = %4.3d \n',Ks)

%num
a=Ks
%den

```

```
b=1

num=[a]; den=[b];

Gks=tf(num,den);

Kz = c2d(Gks,Ta,'zoh');

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Controlador de Corrente Discreto%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

a = Kcv * (2+Ta*wz)/2;

b = (Ta*wz-2)/(Ta*wz+2);

z = tf('z');

disp('*****')
disp('Função de Transferencia do Controlador Discreto Com Ganho')
disp('*****')
disp('*****')

Cvz = a*(z+b)/(z-1)

rltool

disp('*****')
disp('Coeficientes da Equação de Diferenças')
disp('*****')

a_14bits=a*2^14

a_b_14bits=a*abs(b)*2^14
```


Apêndice C

Projeto do Estágio de Potência e Cálculo dos Esforços

Projeto de Potência para um Retificador Trifásico Abaixador Isolado por Único Estágio *220Vca - 48Vcc 2,5kW*



Doutorando Diego Greff

Junho de 2008

Especificações do Projeto do Conversor:

$E := 127 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3}$	tensão retificada máxima;	$E = 311.085$
$E_{\min} := E \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)$	tensão retificada mínima;	$E_{\min} = 269.408$
$V_o := 48$	V	tensão na carga;
$P_o := 2500$	W	potência na carga;
$I_o := \frac{P_o}{V_o}$	A	corrente de carga;
$R_o := \frac{V_o^2}{P_o}$	$R_o = 0.922$	resistência de carga;
$\Delta i_{LoR} := 10\%$		percentual de ondulação relativa da corrente indutor L_o ;
$\Delta v_{CoR} := 1\%$		percentual de ondulação relativa da tensão no capacitor C_o ;
$i_{mg\%} := 10\%$		percentual da corrente do primário para magnetização;
$D_M := 0.5$		razão cíclica máxima;
$D := 0.3$		razão cíclica de operação;
$f := 30000$	Hz	freqüência de comutação;
$T := \frac{1}{f}$	s	período de comutação;

Cálculo dos Transformadores - núcleo THORNTON

Parâmetros de Projeto dos Transformadores:

$\eta := 0.75$	rendimento do conversor;
$\Delta B := 0.18$	variação do fluxo eletromagnético;
$J_t := 450$	densidade de corrente;
$k_w := 0.4$	fator de utilização do carretel;
$k_p := 0.7$	fator de utilização do núcleo;

C.1) Cálculo do $A_e \cdot A_w$

$$A_e A_w := \frac{2 \cdot P_o \cdot 10^4}{k_w \cdot k_p \cdot J_t \cdot f \cdot \Delta B \cdot \eta} \quad A_e A_w = 97.982 \quad \text{cm}^4$$

Valores de A_e e A_w para o núcleo NEE 76 segundo o fabricante:

$A_e := 6.45$	cm^2		
$A_w := 9.68 \cdot 0.67$	cm^2	$A_e \cdot A_w = 41.832$	cm^4

Projeto de Potência para um Retificador Trifásico Abaixador Isolado por Único Estágio 220Vca - 48Vcc 2,5kW



Doutorando Diego Greff

Junho de 2008

$$n := 3$$

número de núcleos associados;

$$n \cdot A_e \cdot A_w = 125.496$$

cm⁴

C.2) Número de espiras do primário

$$N_p := \frac{E_{\min} \cdot 10^4}{2 \cdot n \cdot A_e \cdot \Delta B \cdot f}$$

$$N_p = 13.844$$

$$n_p := 14$$

espiras

espiras

C.3) Número de Espiras do Secundário:

$$n_s := 1.1 \frac{n_p \cdot (V_o + 1.5 \cdot D)}{D \cdot E_{\min}}$$

$$n_s = 8.597$$

$$n_s := 9$$

espiras

espiras

C.4) Corrente de pico no primário:

$$i_{p_pk} := \frac{4 \cdot P_o}{\eta \cdot E_{\min}}$$

$$i_{p_pk} = 46.087$$

A

C.5) Indutância magnetizante referida ao primário:

$$L_m := \frac{n_p \cdot \Delta B \cdot (n \cdot A_e)}{i_{mg\%} \cdot i_{p_pk} \cdot 10^4}$$

$$L_m = 1.058 \times 10^{-3}$$

H

$$A_L := 5315 \cdot 10^{-9}$$

$$L_{mag} := n_p^2 \cdot (n \cdot A_L)$$

$$L_{mag} = 3.125 \times 10^{-3}$$

H

C.6) Indutância Lo pela Ondulação Relativa:

$$L_o := \frac{E \cdot (1 - D_M) \cdot D_M \cdot T}{I_o \cdot \Delta i_{LoR}}$$

$$L_o = 4.977 \times 10^{-4}$$

H

C.7) Número de Espiras Desmagnetizante:

$$n_d := n_p \cdot \frac{V_o}{E} \cdot \frac{1 - D_M}{D_M}$$

$$n_d = 2.16$$

$$n_d := 2$$

espiras

espiras

C.8) Corrente Magnetizante de Pico:

$$i_{mag_pk} := \frac{E}{L_m} \cdot D \cdot T$$

$$i_{mag_pk} = 2.94$$

A

Projeto de Potência para um Retificador Trifásico Abaixador Isolado por Único Estágio 220Vca - 48Vcc 2,5kW



Doutorando Diego Greff

Junho de 2008

C.9) Corrente Desmagnetizante de Pico:

$$i_{dmag_pk} := \frac{n_p}{n_d} \cdot i_{mag_pk}$$

$$i_{dmag_pk} = 20.581$$

A

C.10) Razão Desmagnetizante:

$$\delta_{dmag} := \left(\frac{n_d}{n_p} \right)^2 \cdot \frac{L_m \cdot i_{dmag_pk}}{V_o \cdot T}$$

$$\delta_{dmag} = 0.278$$

C.11) Corrente Desmagnetizante Média:

$$I_{dmag} := i_{dmag_pk} \cdot \delta_{dmag} - \left(\frac{n_p}{n_d} \right)^2 \cdot \frac{V_o \cdot \delta_{dmag}^2}{2 \cdot f \cdot L_m}$$

$$I_{dmag} = 2.858$$

A

C.12) Corrente Máxima em Lo:

$$i_{LoM} := I_o - I_{dmag} + \left(\frac{n_s}{n_p} \cdot E - V_o \right) \cdot \frac{D}{2 \cdot f \cdot L_o}$$

$$i_{LoM} = 50.752$$

A

C.13) Corrente Mínima em Lo:

$$i_{LoM} := I_o - I_{dmag} - \left(\frac{n_s}{n_p} \cdot E - V_o \right) \cdot \frac{D}{2 \cdot f \cdot L_o}$$

$$i_{LoM} = 47.698$$

A

C.14) Ondulação da Corrente em Lo:

$$\Delta i_{Lo} := \frac{V_o \cdot (1 - D) \cdot T}{L_o}$$

$$\Delta i_{Lo} = 2.25$$

A

C.15) Corrente Média em Lo:

$$I_{Lo} := \frac{i_{LoM} + i_{LoM}}{2}$$

$$I_{Lo} = 49.225$$

A

C.16) Corrente Média na Carga:

$$I_o := I_{Lo} + I_{dmag}$$

$$I_o = 52.083$$

A

C.17) Corrente de Pico em Co:

$$i_{Co_pk} := (i_{LoM} + i_{dmag_pk}) - I_o$$

$$i_{Co_pk} = 19.25$$

A

C.18) Razão Derivada do

Capacitor:

$$\delta_{co} := \left(\frac{n_d}{n_p} \right)^2 \cdot \frac{L_m \cdot i_{Co_pk}}{V_o \cdot T}$$

$$\delta_{co} = 0.26$$

Projeto de Potência para um Retificador Trifásico Abaixador Isolado por Único Estágio *220Vca - 48Vcc 2,5kW*



Doutorando Diego Greff

Junho de 2008

C.19) Cálculo da Capacitância Co pela Ondulação Relativa :

$$C_o := \frac{i_{Co_pk} \cdot \delta_{Co} \cdot T}{V_o \cdot \Delta V_{CoR}} - \left(\frac{n_p}{n_d} \right)^2 \cdot \frac{(\delta_{Co} \cdot T)^2}{2 \cdot L_m \cdot \Delta V_{CoR}} \quad C_o = 1.736 \times 10^{-4} \quad F$$

$$RSE := \frac{\Delta V_{CoR}}{\Delta i_{LoR}} \quad RSE = 0.1 \quad \Omega$$

Dois capacitores eletrolíticos comerciais da Epcos de 4400uF-100V e RSE dentro do especificado anteriormente foram associados série obtendo-se a capacitância equivalente:

$$C_o := 2200 \cdot 10^{-6} \quad F$$

C.20) Ondulação da Tensão no Capacitor :

$$\Delta V_{Co} := \frac{i_{Co_pk} \cdot \delta_{Co} \cdot T}{C_o} - \left(\frac{n_p}{n_d} \right)^2 \cdot \frac{V_o \cdot (\delta_{Co} \cdot T)^2}{2 \cdot L_m \cdot C_o} \quad \Delta V_{Co} = 0.038 \quad V$$

$$n_p = 14$$

primário

$$n_s = 9$$

secundário

$$n_d = 2$$

terciário

enrolar o terciário primeiro

C.21) Cálculo de factibilidade dos transformadores :

$$S_{pri} := \frac{i_{p_pk}}{\sqrt{2} \cdot 0.85 \cdot J_t} \quad S_{pri} = 0.085 \quad \text{cm}^2 \quad \text{seção do condutor para o primário}$$

$$S_{sec} := \frac{i_{LoM}}{\sqrt{2} \cdot 0.85 \cdot J_t} \quad S_{sec} = 0.094 \quad \text{cm}^2 \quad \text{seção do condutor para o secundário}$$

$$S_{ter} := \frac{i_{dmag_pk}}{\sqrt{2} \cdot 0.85 \cdot J_t} \quad S_{ter} = 0.038 \quad \text{cm}^2 \quad \text{seção do condutor para o terciário}$$

$$\phi_{max} := \frac{2.7.5}{\sqrt{f}} \quad \phi_{max} = 0.087 \quad \text{cm} \quad \text{diâmetro máximo do condutor para esta frequência}$$

Da tabela de fios AWG opta-se pelo fio com diâmetro superior ao ϕ_{max} , sendo o fio **19** e diâmetro:

$$\phi_{Co} := 0.091 \quad \text{AWG 19} \quad \phi_{19} := 0.1 \quad \text{diâmetro AWG19} \quad A_{iso19} := 0.007794$$

$$n_{Co_pri} := \frac{S_{pri}}{A_{iso19}} \quad n_{Co_pri} = 10.931$$

$$n_{Co_pri} := 11$$

número de fios para um condutor primário

Projeto de Potência para um Retificador Trifásico Abaixador Isolado por Único Estágio 220Vca - 48Vcc 2,5kW



Doutorando Diego Greff

Junho de 2008

$$n_{co_{sec}} := \frac{S_{sec}}{A_{iso19}} \quad n_{co_{sec}} = 12.038$$

$n_{co_{sec}} := 12$ número de fios para um condutor secundário

$$n_{co_{ter}} := \frac{S_{ter}}{A_{iso19}} \quad n_{co_{ter}} = 4.882$$

$n_{co_{ter}} := 5$ número de fios para um condutor terciário

Fator de aproveitamento da janela pelo condutor:

$$k_{ut} := \frac{n_{co_{pri}} A_{iso19} \cdot n_p + n_{co_{sec}} A_{iso19} \cdot n_s + n_{co_{ter}} A_{iso19} \cdot n_d}{A_w} \quad k_{ut} = 0.327$$

Quantidade de Condutor AWG19 necessária:

Perímetro para três núcleos NEE 76

$$p_c := 2.54 \cdot 2 + 6 \cdot 2.54 \quad p_c = 20.32 \quad \text{cm}$$

metros de condutor:

$$l_{cp} := \frac{n_{co_{pri}} (n_p) p_c \cdot 1.2}{100} \quad l_{cp} = 37.551 \quad \text{m} \quad \text{comprimento total primário}$$

$$l_{cp1} := \frac{n_p \cdot p_c \cdot 1.2}{100} \quad l_{cp1} = 3.414 \quad \text{m} \quad \text{comprimento de cada condutor}$$

$$l_{cs} := \frac{n_{co_{sec}} (n_s) p_c \cdot 1.2}{100} \quad l_{cs} = 26.335 \quad \text{m} \quad \text{secundário comprimento total}$$

$$l_{cs1} := \frac{n_s \cdot p_c \cdot 1.2}{100} \quad l_{cs1} = 2.195 \quad \text{m} \quad \text{comprimento de cada condutor}$$

$$l_{cd} := \frac{n_{co_{ter}} (n_d) p_c \cdot 1.2}{100} \quad l_{cd} = 26.335 \quad \text{m} \quad \text{secundário comprimento total}$$

$$l_{cd1} := \frac{n_d \cdot p_c \cdot 1.2}{100} \quad l_{cd1} = 2.195 \quad \text{m} \quad \text{comprimento de cada condutor}$$

Cálculo dos Indutores - núcleo MAGNETICS

$\Delta B := 0.6$	toroidal Kool-Mu
$J := 300$	densidade de corrente para o indutor
$k_w := 1$	fator de utilização do carretel;
$n_a := 2$	número de indutores associados em serie;
$L_o = 4.977 \times 10^{-4} \text{ H}$	indutância do filtro de saída;

Projeto de Potência para um Retificador Trifásico Abaixador Isolado por Único Estágio *220Vca - 48Vcc 2,5kW*



Doutorando Diego Greff

Junho de 2008

$$AeAw_{Lo} := \frac{\frac{L_o}{n_a} \cdot i_{LoM}^2 \cdot 10^4}{k_w \cdot J \cdot \Delta B} \quad AeAw_{Lo} = 35.612$$

Especificações para o Toroidal Magnetics 77908-A7:

$$Ae := 2.27 \quad \text{cm}^2 \quad Aw_T := \pi \cdot \left(\frac{4.8}{2}\right)^2 \quad Aw_T = 18.096$$

$$Ae \cdot Aw_T = 41.077 \quad \text{cm}^4$$

$$l_e := 19.95 \quad \text{cm} \quad \mu := 26$$

$$n_t := \frac{AeAw_{Lo}}{Ae \cdot Aw_T} \quad n_t = 0.867$$

$$n_t := 2 \quad \text{numero de nucleos por indutor}$$

$$AeAw_T := n_t \cdot (Ae \cdot Aw_T) \quad AeAw_T = 82.154$$

$$A_{Lo} := \frac{0.4 \cdot \pi \cdot \mu \cdot Ae}{l_e \cdot 10^8} \quad A_{Lo} = 3.718 \times 10^{-8}$$

$$A_{Lo} := 37 \cdot 10^{-9} \quad \frac{H}{\text{espira}}$$

C.22) Número de espiras do indutor de filtragem::

$$n_{Lo} := \sqrt{\frac{\frac{L_o}{n_a}}{A_{Lo} \cdot n_t}} \quad n_{Lo} = 57.992$$

$$n_{Lo} := 58 \quad \text{espiras} \quad 000$$

$$S_{Lo} := \frac{i_{LoM}}{\frac{\sqrt{2}}{0.85J}} \quad S_{sec} = 0.094 \quad \text{cm}^2 \quad \text{seção do condutor para o indutor } Lo$$

$$nco_{Lo} := \frac{S_{Lo}}{A_{iso19}} \quad nco_{Lo} = 18.057$$

$$nco_{Lo} := 18 \quad \text{número de fios para um condutor secundário}$$

fator de aproveitamento da janela pelo condutor:

$$k_{Lo} := \frac{nco_{Lo} \cdot A_{iso19} \cdot n_{Lo}}{Aw_T} \quad k_{Lo} = 0.45 \quad \text{factível.}$$

$$Lo_{atual} := n_t \cdot A_{Lo} \cdot n_{Lo}^2 \quad Lo_{atual} = 2.489 \times 10^{-4}$$

**Projeto de Potência para um Retificador Trifásico Abaixador
Isolado por Único Estágio** *220Vca - 48Vcc 2,5kW*



Doutorando Diego Greff

Junho de 2008

Cálculo dos Esforços de Tensão nos Diodos do Secundário:

C.23) Tensão de pico no diodo Ds:

$$V_{Ds_pk} := \frac{n_s}{n_d} \cdot V_o \qquad V_{Ds_pk} = 216$$

C.24) Tensão de pico no diodo Drl:

$$V_{Drl_pk} := \frac{n_s}{n_p} \cdot E \qquad V_{Drl_pk} = 199.983$$

C.25) Tensão de pico no diodo Dd:

$$V_{Dd_pk} := \frac{n_d}{n_p} \cdot E + V_o \qquad V_{Dd_pk} = 92.441$$

Projeto de Potência para um Retificador Trifásico Abaixador**Isolado por Único Estágio****220Vca - 48Vcc 2,5kW**

Doutorando Diego Greff

Junho de 2008

Calculo dos Esforços**Cálculo Térmico para os IGBTs**
 $V_{sw} := 311V$ tensão de pico nos interruptores;

 $V_o := 48V$ tensão de saída;

 $f_s := 30 \times 10^3 \text{ Hz}$ frequência de comutação;

$$T_s := \frac{1}{f_s}$$

 $V_t := 2.25V$
 $i_{Lom} := 47A$ corrente mínima no indutor L_o ;

 $i_{LoM} := 53A$ corrente máxima no indutor L_o ;

 $n_p := 14$ número de espiras do primário;

 $n_s := 9$ número de espiras do secundário;

 $n_d := 2$ número de espiras do enrolamento desmagnetizante;

 $L_M := 1.5mH$ indutância magnetizante;

 $D := 0.3$ razão ciclica de operação; $t_{on} := D \cdot T$

C.23) Corrente de pico minima no interruptor:

$$i_{swm} := \frac{n_s}{n_p} \cdot i_{Lom} \quad i_{swm} = 30.214 \text{ A}$$

C.24) Corrente de pico maxima no interruptor:

$$i_{swM} := \frac{n_s}{n_p} \cdot i_{LoM} \quad i_{swM} = 34.071 \text{ A}$$

C.25) Corrente eficaz no interruptor:

$$i_{sw_ef} := \frac{n_s}{n_p} \cdot \sqrt{D \cdot \left[i_{Lom}^2 + i_{Lom} \cdot (i_{LoM} - i_{Lom}) + 3 \cdot (i_{LoM} - i_{Lom})^2 \right]}$$

$$i_{sw_ef} = 17.951 \text{ A}$$

Projeto de Potência para um Retificador Trifásico Abaixador**Isolado por Único Estágio*****220Vca - 48Vcc 2,5kW***

Doutorando Diego Greff

Junho de 2008

C.26) Corrente media no interruptor:

$$I_{sw} := \frac{n_s}{n_p} \cdot \left(i_{Lom} + \frac{i_{LoM} - i_{Lom}}{2} \right) \cdot D$$

$$I_{sw} = 9.643 \text{ A}$$

 $V_{CEon} := 2.12V$ queda de tensão no interruptor em condução;

 $I_{Cnom} := 28A$ corrente nominal;

 $E_{ts} := 1.2 \cdot 10^{-3} J$ energia dissipada;

C.27) Potencia dissipada no interruptor em condução:

$$P_{sw_on} := V_{CEon} \cdot I_{sw}$$

$$P_{sw_on} = 20.443 \text{ W}$$

C.28) Potencia dissipada no interruptor durante as comutações:

$$P_{sw_comut} := E_{ts} \cdot f_s$$

$$P_{sw_comut} = 36 \text{ W}$$

C.29) Potencia dissipada no diodo da ponte em condução:

$$I_{Dp} := \frac{I_{sw}}{2}$$

 $V_{FM} := 1.5V$ queda de tensão no diodo em condução;

$$P_{Dp_on} := V_{FM} \cdot I_{Dp}$$

$$P_{Dp_on} = 7.232 \text{ W}$$

C.30) Potencia dissipada no diodo da ponte no bloqueio:

 $Q_{rrDp} := 470 \cdot 10^{-9} C$ carga elétrica na recuperação reversa do diodo;

Projeto de Potência para um Retificador Trifásico Abaixador**Isolado por Único Estágio****220Vca - 48Vcc 2,5kW**

Doutorando Diego Greff

Junho de 2008

 $V_{bus} := 311\text{ V}$ tensão no barramento cc;

$$P_{Dp_off} := \frac{Q_{rrDp} \cdot V_{bus} \cdot f_s}{2}$$

$$P_{Dp_off} = 2.193\text{ W}$$

C.31) Potencia dissipada por diodo da ponte:

$$P_{Dp} := P_{Dp_on} + P_{Dp_off}$$

$$P_{Dp} = 9.425\text{ W}$$

C.32) Potencia dissipada na ponte retificadora:

$$P_{retif} := 2 \cdot P_{sw_on} + 2 \cdot P_{sw_comut} + 4 \cdot P_{Dp}$$

$$P_{retif} = 150.584\text{ W}$$

Perdas nos Diodos do Secundário

C.32) Corrente eficaz no diodo Ds:

$$i_{Ds_ef} := \sqrt{D \cdot \left[i_{Lom}^2 + i_{Lom} \cdot (i_{LoM} - i_{Lom}) + 3 \cdot (i_{LoM} - i_{Lom})^2 \right]}$$

$$i_{Ds_ef} = 27.923\text{ A}$$

C.33) Corrente media no diodo Ds:

$$I_{Ds} := \left(i_{Lom} + \frac{i_{LoM} - i_{Lom}}{2} \right) \cdot D$$

$$I_{Ds} = 15\text{ A}$$

 $V_{FM_Ds} := 1\text{ V}$ queda de tensão no diodo em condução;

C.34) Potencia dissipada no diodo Ds em condução:

$$P_{Ds_on} := V_{FM_Ds} \cdot I_{Ds}$$

$$P_{Ds_on} = 15\text{ W}$$

Projeto de Potência para um Retificador Trifásico Abaixador**Isolado por Único Estágio****220Vca - 48Vcc 2,5kW**

Doutorando Diego Greff

Junho de 2008

$$Q_{rr_Ds} := 490 \cdot 10^{-9} \text{ C} \quad \text{carga elétrica na recuperação reversa do diodo;}$$

$$V_{Ds} := \frac{n_s}{n_p} V_{sw} \quad V_{Ds} = 199.929 \text{ V}$$

C.35) Potencia dissipada no bloqueio do diodo Ds :

$$P_{Ds_off} := \frac{Q_{rr_Ds} \cdot V_{Ds} \cdot f_s}{2}$$

$$P_{Ds_off} = 1.469 \text{ W}$$

C.36) Potencia dissipada no diodo Ds :

$$P_{Ds} := P_{Ds_on} + P_{Ds_off}$$

$$P_{Ds} = 16.469 \text{ W}$$

$$D_c := 1 - D \quad \text{razao ciclica complementar;}$$

C.37) Corrente eficaz no diodo Drl:

$$i_{Drl_ef} := \sqrt{D_c \cdot \left[i_{Lom}^2 + i_{Lom} \cdot (i_{LoM} - i_{Lom}) + 3 \cdot (i_{LoM} - i_{Lom})^2 \right]}$$

$$i_{Drl_ef} = 42.653 \text{ A}$$

C.38) Corrente media no diodo Drl:

$$i_{Drl} := \left(i_{Lom} + \frac{i_{LoM} - i_{Lom}}{2} \right) \cdot D_c$$

$$i_{Drl} = 35 \text{ A}$$

$$V_{FM_Drl} := 1 \text{ V}$$

$$P_{Drl_on} := V_{FM_Drl} \cdot i_{Drl}$$

C.39) Perda no diodo Drl em condução:

$$P_{Drl_on} = 35 \text{ W}$$

$$Q_{rr_Drl} := 490 \cdot 10^{-9} \text{ C} \quad \text{carga elétrica na recuperação reversa do diodo;}$$

$$V_{Drl} := \frac{n_s}{n_p} V_{sw} \quad V_{Drl} = 199.929 \text{ V}$$

Projeto de Potência para um Retificador Trifásico Abaixador**Isolado por Único Estágio****220Vca - 48Vcc 2,5kW**

Doutorando Diego Greff

Junho de 2008

C.40) Perda no bloqueio do diodo Drl:

$$P_{Drl_off} := \frac{Q_{rr_Drl} \cdot V_{Drl} \cdot fs}{2}$$

$$P_{Drl_off} = 1.469 \text{ W}$$

C.18) Perda no diodo Drl:

$$P_{Drl} := P_{Drl_on} + P_{Drl_off}$$

$$P_{Drl} = 36.469 \text{ W}$$

C.41) Corrente Magnetizante de Pico:

$$i_{mag_pk} := \frac{V_{sw} \cdot D}{L_M \cdot fs}$$

$$i_{mag_pk} = 2.073 \text{ A} \quad \text{A}$$

C.42) Corrente Desmagnetizante de Pico:

$$i_{dmag_pk} := \frac{n_p}{n_d} \cdot i_{mag_pk}$$

$$i_{dmag_pk} = 14.513 \text{ A} \quad \text{A}$$

C.43) Razão Desmagnetizante:

$$\delta_{dmag} := \left(\frac{n_d}{n_p} \right)^2 \cdot \frac{L_M \cdot i_{dmag_pk}}{V_o \cdot T}$$

$$\delta_{dmag} = 0.278$$

C.44) Corrente Desmagnetizante Média:

$$i_{Dd} := i_{dmag_pk} \cdot \delta_{dmag} - \left(\frac{n_p}{n_d} \right)^2 \cdot \frac{V_o \cdot \delta_{dmag}^2}{2 \cdot fs \cdot L_M}$$

$$i_{Dd} = 2.015 \text{ A} \quad \text{A}$$

$$V_{FM_Dd} := 0.3 \text{ V}$$

queda de tensão no diodo em condução;

$$P_{Dd_on} := V_{FM_Dd} \cdot i_{Dd}$$

C.45) Perda no diodo Dd em condução:

$$P_{Dd_on} = 0.605 \text{ W}$$

$$Q_{rr_Dd} := 490 \cdot 10^{-9} \text{ C}$$

carga elétrica na recuperação reversa do diodo;

$$V_{Dd} := \frac{n_d}{n_s} V_{sw}$$

$$V_{Dd} = 69.111 \text{ V}$$

C.46) Perda no bloqueio do diodo Dd:

$$P_{Dd_off} := \frac{Q_{rr_Dd} \cdot V_{Dd} \cdot fs}{2}$$

$$P_{Dd_off} = 0.508 \text{ W}$$

Projeto de Potência para um Retificador Trifásico Abaixador**Isolado por Único Estágio*****220Vca - 48Vcc 2,5kW***

Doutorando Diego Greff

Junho de 2008

C.47) Perda no diodo Dd:

$$P_{Dd} := P_{Dd_on} + P_{Dd_off}$$

$$P_{Dd} = 1.112 \text{ W}$$

C.48) Perda nos diodos do secundario:

$$P_{Dsec} := P_{Ds} + P_{Drl} + P_{Dd}$$

$$P_{Dsec} = 54.051 \text{ W}$$

C.49) Perda total no retificador:

$$P_{Total} := P_{retif} + P_{Dsec}$$

$$P_{Total} = 204.636 \text{ W}$$

Cálculo Térmico

C.50) interruptor:

$$T_{Jsmax} := 150 \quad \text{temperatura maxima na junção;}$$

$$R_{\theta JCSw} := 0.64 \quad \text{resistividade termica entre capsula e junção do interruptor;}$$

$$T_{CSw} := T_{Jsmax} - P_{sw_on} \cdot R_{\theta JCSw} \cdot \frac{1}{1W} \quad \text{temperatura no encapsulamento devido a variação de temperatura no interruptor;}$$

$$T_{CSw} = 136.917$$

C.51) diodo da ponte:

$$R_{\theta JCDb} := 0.7 \quad \text{resistividade termica entre capsula e junção do diodo;}$$

$$T_{CDb} := T_{Jsmax} - P_{Dp} \cdot R_{\theta JCDb} \cdot \frac{1}{1W} \quad \text{temperatura no encapsulamento devido a variação de temperatura no diodo da ponte;}$$

$$T_{CDb} = 143.403$$

Para o Diodo do Secundário :

$$R_{\theta JCDs} := 0.5 \quad \text{resistividade termica entre capsula e junção do diodo Ds;}$$

$$T_{CDs} := T_{Jsmax} - P_{Ds} \cdot R_{\theta JCDs} \cdot \frac{1}{1W} \quad \text{temperatura no encapsulamento devido a variação de temperatura no diodo Ds;}$$

Projeto de Potência para um Retificador Trifásico Abaixador**Isolado por Único Estágio****220Vca - 48Vcc 2,5kW**

Doutorando Diego Greff

Junho de 2008

$$T_{CDs} = 138.471$$

Para o Diodo de Roda Livre :

$$R_{\theta JCDrl} := 0.5$$

resistividade termica entre capsula e junção do diodo Drl;

$$T_{CDrl} := T_{Jmax} - P_{Drl} \cdot R_{\theta JCDb} \cdot \frac{1}{1W}$$

temperatura no encapsulamento devido a variação de temperatura no diodo Drl;

$$T_{CDrl} = 124.471$$

Para todos os dispositivos em um mesmo dissipador:

$$T_{amb} := 30$$

$$T_{Hmax} := \frac{T_{CDrl} - T_{amb}}{P_{Total}}$$

$$T_{Hmax} = 0.462 \frac{1}{W}$$

reistencia termica do dissipador

Apêndice D

Conversor Forward/Flyback

D.1 Introdução

Algumas estruturas utilizando conversores cc-cc à jusante de retificadores trifásicos tipo Buck foram propostas no passado e resgatadas recentemente [21]. No entanto tais propostas empregam no mínimo um interruptor adicional, o que demanda o acréscimo de circuitos de comando e controle adicionais aos já utilizados para o retificador PWM.

Um conversor que se mostra atrativo para tal aplicação e tais premissas quanto o retificador Buck seria o conversor forward/flyback proposto inicialmente em [45], objeto de variação topológica [38] e de estudos posteriores [12]. Neste conversor, a conexão do terceiro enrolamento à carga proporciona uma diversidade de modos de operação inimaginada para um conversor forward clássico.

Neste capítulo apresentam-se a análise qualitativa e quantitativa do conversor forward/flyback, em modos de operação específicos, para atender aos requisitos de operação para retificadores trifásicos tipo Buck, ou seja, o caminho contínuo de corrente para a carga. O conversor que será analisado opera em modo de condução contínua para o indutor de filtragem e modo de condução descontínua para a desmagnetização do transformador na carga por meio do terceiro enrolamento.

D.2 Análise Qualitativa

Seja o conversor forward/flyback, apresentado na Fig. D.1. Define-se que este seja composto por dois sub-conversores: um forward e um flyback. Salienta-se que para os fins deste trabalho o sub-conversor forward apresentar-se-á em modo de condução contínua (MCC) e o sub-conversor flyback em modo de condução descontínua (MCD). Assim, o conversor apresenta três etapas de operação.

D.2.1 Primeira Etapa de Operação:

Esta fase se inicia com a habilitação do interruptor Sw , onde no primário do transformador dá-se a circulação da corrente no indutor L_o refletida ao primário, $\left(\frac{n_s}{n_p}\right) \cdot i_{Lo}(t)$, adicionada à corrente de magnetização do transformador $i_{mag}(t)$. A tensão do primário é refletida ao secundário do transformador. Pelo diodo D_s circula

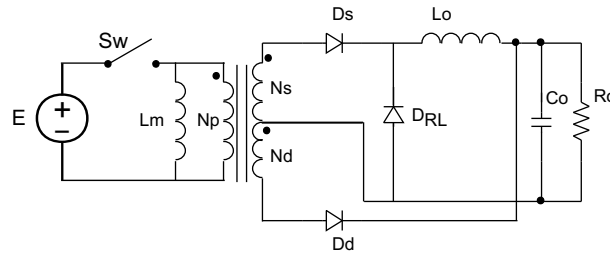


Figura D.1: Conversor forward/flyback.

a corrente do indutor L_o e o diodo D_d apresenta-se inversamente polarizado. Esta etapa de operação pode ser observada na Fig. D.2(a).

D.2.2 Segunda Etapa de Operação:

No instante em que o interruptor Sw é desabilitado dá-se a inversão instantânea de polaridade nos enrolamentos do transformador. O diodo D_s é inversamente polarizado, a corrente $i_{L_o}(t)$ circula pelo diodo roda-livre D_{RL} e o diodo D_d é diretamente polarizado pela tensão de carga V_o , iniciando a circulação da corrente desmagnetizante $i_{dmag}(t)$. Assim o transformador é desmagnetizado na carga. A Fig. D.2(b) ilustra a segunda etapa de operação.

D.2.3 Terceira Etapa de Operação:

Esta etapa se inicia com a completa desmagnetização do transformador, extinguindo-se pela corrente no diodo D_d . Ainda, a corrente de carga circula pelo diodo roda-livre D_{RL} e ao final desta etapa deverá apresentar o valor mínimo de corrente no indutor L_o , I_{Lmag} , (Fig. D.2(c)).

D.3 Análise Quantitativa

Das etapas de operação apresentadas, pode-se concluir que o número de espiras do enrolamento desmagnetizante é fundamental para o funcionamento do conversor forward/flyback nos modos de operação desejados. O modo de condução descontínua para o sub-conversor flyback pode ser obtido valendo-se do equilíbrio *volt · segundo* entre o enrolamento primário e o enrolamento desmagnetizante do transformador sendo definido pela expressão:

$$E \cdot t_c \leq \frac{n_p}{n_d} \cdot V_o \cdot t_a \quad (D.1)$$

Isolando a razão entre o número de espiras do enrolamento primário e do enrolamento desmagnetizante, obtém-se a *razão desmagnetizante* para a condução descontínua do sub-conversor flyback:

$$\frac{n_d}{n_p} \leq \frac{V_o}{E} \cdot \frac{(1-D)}{D} \quad (D.2)$$

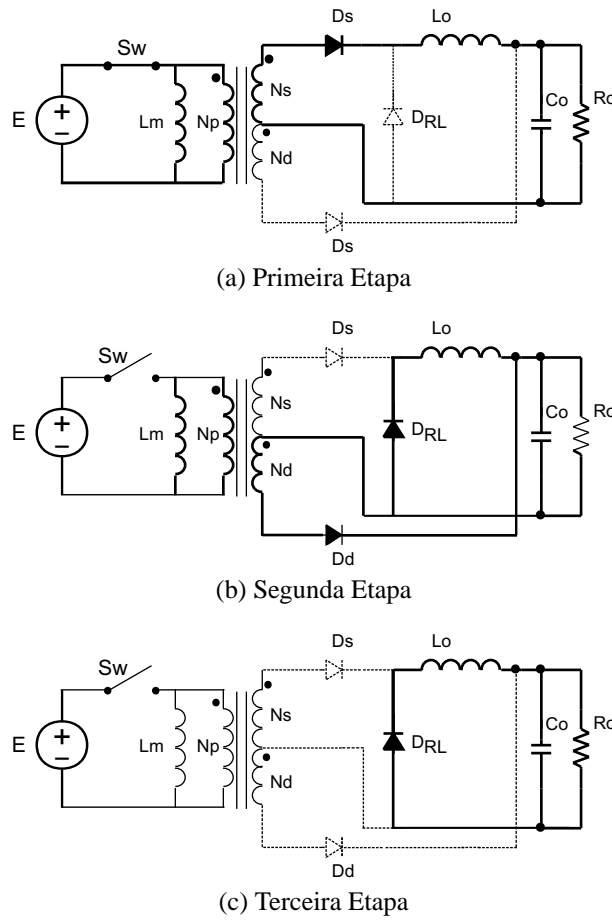


Figura D.2: Etapas de operação do conversor forward/flyback.

D.3.1 Análise Quantitativa por Etapas de Operação:

Primeira Etapa de Operação:

Seja a corrente no indutor L_o definida pela equação D.3:

$$i_{L_o}(t) = i_{L_{om}} + \frac{\left(\frac{n_s}{n_p} \cdot E - V_o\right)}{L_o} \cdot (t - t_o) \quad (D.3)$$

Conforme apresentado na análise qualitativa, a corrente no primário do transformador é a equação D.3 refletida ao primário adicionada da corrente magnetizante, sendo esta definida por:

$$i_{mag}(t) = \frac{E}{L_M} \cdot (t - t_o) \quad (D.4)$$

A corrente na carga é a corrente no indutor L_o :

$$i_o(t) = i_{L_o}(t) \quad (D.5)$$

As tensões nos enrolamentos do transformador para esta etapa de operação são dadas pelas equações:

$$v_{n_p}(t) = E \quad (\text{D.6})$$

$$v_{n_s}(t) = \frac{n_s}{n_p} \cdot E \quad (\text{D.7})$$

$$v_{n_d}(t) = \frac{n_d}{n_p} \cdot E \quad (\text{D.8})$$

Segunda Etapa de Operação:

Nesta etapa a corrente no diodo de roda-livre é a mesma no indutor L_o , sendo o decréscimo desta definido por:

$$i_{L_o}(t) = i_{L_oM} - \frac{V_o}{L} \cdot (t - t_c) \quad (\text{D.9})$$

A desmagnetização do transformador dá-se por meio da seguinte corrente:

$$i_{d_{mag}}(t) = \frac{n_p}{n_d} \cdot i_{mag_{pk}} - \left(\frac{n_p}{n_d}\right)^2 \cdot \frac{V_o}{L_M} \cdot (t - t_c) \quad (\text{D.10})$$

A corrente na carga é a soma entre a corrente no indutor L_o e a corrente desmagnetizante $i_{d_{mag}}(t)$ sendo representada pela seguinte equação:

$$i_o(t) = i_{L_o}(t) + i_{d_{mag}}(t) \quad (\text{D.11})$$

As tensões nos enrolamentos do transformador para esta etapa de operação são definidas por:

$$v_{n_p}(t) = \frac{n_p}{n_d} \cdot V_o \quad (\text{D.12})$$

$$v_{n_s}(t) = \frac{n_s}{n_d} \cdot V_o \quad (\text{D.13})$$

$$v_{n_d}(t) = V_o \quad (\text{D.14})$$

Terceira Etapa de Operação:

Nesta etapa o transformador encontra-se completamente desmagnetizado e têm-se a circulação da corrente de carga pelo diodo de roda-livre.

$$i_o(t) = i_{D_{RL}}(t) = i_{L_o}(t) \quad (\text{D.15})$$

$$i_{D_s}(t) = i_{D_d}(t) = 0 \quad (\text{D.16})$$

As tensões nos enrolamentos para esta etapa de operação são dadas pelas equações:

$$v_{n_p}(t) = 0 \quad (\text{D.17})$$

$$v_{n_s}(t) = 0 \quad (\text{D.18})$$

$$v_{n_d}(t) = 0 \quad (\text{D.19})$$

Do apresentado sobre as etapas de operação pode-se estimar as formas de onda obtidas para o conversor forward/flyback, estando o sub-conversor forward operando em modo de condução contínua e o sub-conversor flyback em modo de condução descontínua. Tais formas de onda podem ser observadas na Fig. D.3. Como principal conclusão das formas de onda esperadas para este conversor fica evidente que a tensão sobre o interruptor será elevada, ou seja, o dobro da tensão da fonte de tensão de entrada.

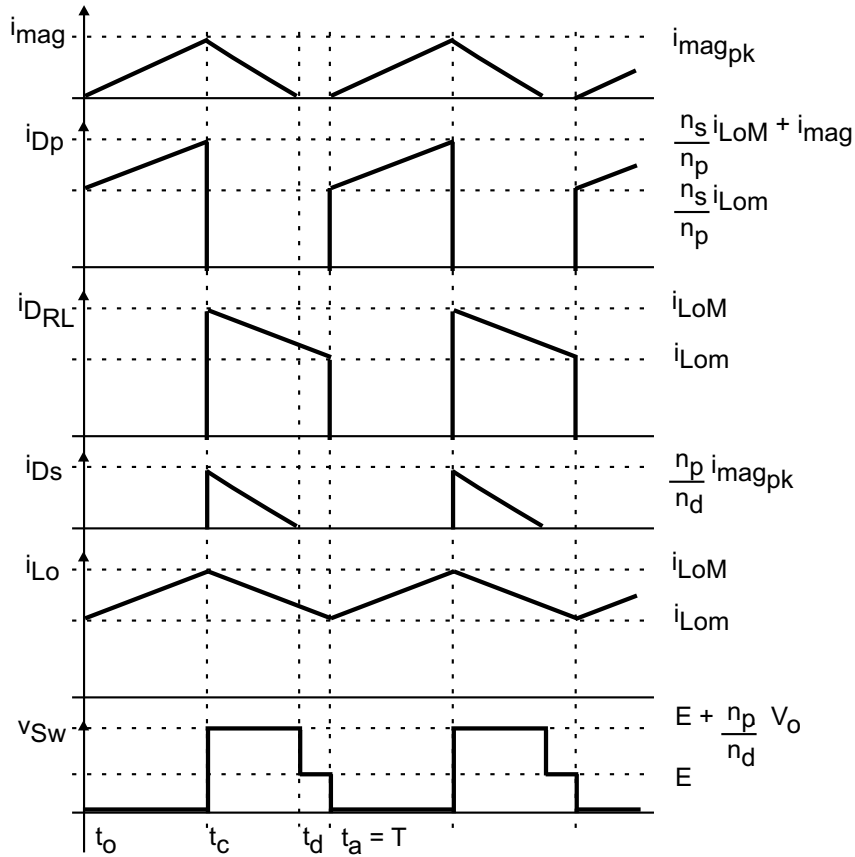


Figura D.3: Em ordem descendente as formas-de-onda para a operação do conversor forward/flyback: (a) corrente magnetizante; (b) corrente no diodo D_p ; (c) corrente no diodo roda-livre; (d) corrente no diodo D_s ; (e) corrente no indutor L_o ; (f) tensão no interruptor.

D.4 Equações Relevantes

D.4.1 Análise da Ondulação da Corrente no Indutor L_o :

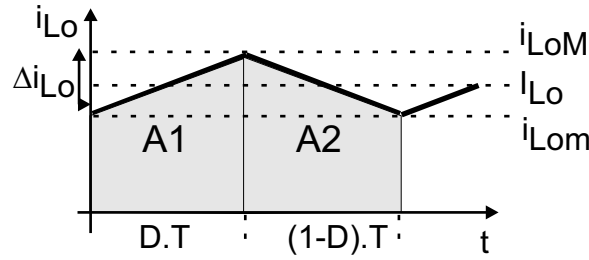
A ondulação da corrente do indutor L_o , definida como Δi_{L_o} , é uma das características fundamentais para que o sub-conversor forward opere no modo de condução contínua. Caso tal ondulação seja maior que o valor médio da corrente no indutor I_{L_o} o sub-conversor operará em modo de condução descontínua, o que não será objeto de estudo deste trabalho.

O valor de Δi_{L_o} é definido pela diferença entre o valor máximo, i_{L_oM} , e o valor mínimo da ondulação, i_{L_oM} , sendo que a média destes define o valor médio da corrente no indutor. Tais considerações podem ser melhor entendidas quando observadas na Fig. D.4.

Para a obtenção de uma expressão que defina a ondulação da corrente, parte-se das seguinte equações que relacionam os valores extremos e médio de corrente com a ondulação:

$$i_{L_oM} = I_{L_o} + \frac{\Delta i_{L_o}}{2} \quad (\text{D.20})$$

$$i_{L_oM} = I_{L_o} - \frac{\Delta i_{L_o}}{2} \quad (\text{D.21})$$

Figura D.4: Corrente no indutor L_o .

Da equação D.9, define-se a corrente no indutor durante o período de condução do interruptor, ou seja, $(t - t_o) = D \cdot T$:

$$i_{Lo}(t) = i_{LoM} + \frac{\left(\frac{n_s}{n_p} \cdot E - V_o\right)}{L_o} \cdot D \cdot T \quad (D.22)$$

Ainda, para a equação D.9, caracteriza-se esta para o período no qual o interruptor encontra-se desabilitado, ou seja, $(t - t_c) = (1 - D) \cdot T$:

$$i_{Lo}(t) = i_{LoM} - \frac{V_o}{L_o} \cdot (1 - D) \cdot T \quad (D.23)$$

$$\Delta i_{Lo} = i_{LoM} - i_{LoM} \quad (D.24)$$

A corrente em L_o para $D \cdot T$ é a corrente máxima i_{LoM} . Define-se assim a igualdade:

$$i_{LoM} = i_{LoM} + \frac{\left(\frac{n_s}{n_p} \cdot E - V_o\right)}{L_o} \cdot D \cdot T \quad (D.25)$$

A equação anterior, resulta em uma das representações da ondulação da corrente Δi_{Lo} :

$$\Delta i_{Lo} = \frac{\left(\frac{n_s}{n_p} \cdot E - V_o\right)}{L_o} \cdot D \cdot T \quad (D.26)$$

Substituindo a equação D.26 nas equações D.20 e D.21, representa-se estas em uma notação mais adequada pela frequência de comutação f_s :

$$i_{LoM} = I_{Lo} + \left(\frac{n_s}{n_p} \cdot E - V_o\right) \cdot \frac{D}{2 \cdot f_s \cdot L_o} \quad (D.27)$$

$$i_{LoM} = I_{Lo} - \left(\frac{n_s}{n_p} \cdot E - V_o\right) \cdot \frac{D}{2 \cdot f_s \cdot L_o} \quad (D.28)$$

Para que se obtenha uma representação definitiva para as equações anteriores, pode-se utilizar ainda a equação da corrente média na carga, que é a soma da corrente média no indutor L_o e da corrente média desmagnetizante I_{dmag} .

$$I_o = I_{Lo} + I_{dmag} \quad (D.29)$$

$$i_{LoM} = I_o - I_{dmag} + \left(\frac{n_s}{n_p} \cdot E - V_o\right) \cdot \frac{D}{2 \cdot f_s \cdot L_o} \quad (D.30)$$

$$i_{Lom} = I_o - I_{dmag} - \left(\frac{n_s}{n_p} \cdot E - V_o \right) \cdot \frac{D}{2 \cdot f_s \cdot L_o} \quad (D.31)$$

D.4.2 Análise da Corrente Desmagnetizante:

A corrente média desmagnetizante é obtida do cálculo da área da Fig. D.5 pelo período de comutação T . Para a completa desmagnetização do núcleo do transformador a corrente de pico desmagnetizante deve ser extinta em um intervalo máximo de tempo definido por $t_d - t_c = (1 - D) \cdot T$.

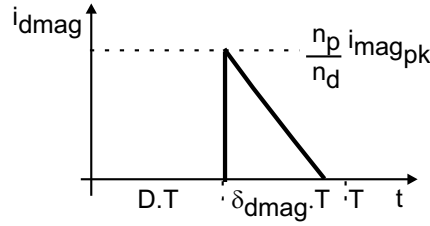


Figura D.5: Corrente desmagnetizante.

Seja a corrente desmagnetizante de pico $i_{dmag_{pk}}$:

$$i_{dmag_{pk}} = \frac{n_p}{n_d} \cdot i_{mag_{pk}} \quad (D.32)$$

$$i_{dmag_{pk}} = \frac{n_p}{n_d} \cdot \frac{E \cdot D}{f_s \cdot L_M} \quad (D.33)$$

A equação que representa a desmagnetização do transformador no tempo:

$$i_{dmag}(t) = i_{dmag_{pk}} - \left(\frac{n_p}{n_d} \right)^2 \cdot \frac{V_o \cdot (t - t_c)}{L_M} \quad (D.34)$$

O valor médio I_{dmag} é obtido da seguinte integração pelo período de comutação:

$$I_{dmag} = \frac{1}{T} \int_{t_c}^{t_d} i_{dmag_{pk}} dt - \frac{1}{T} \int_{t_c}^{t_d} \left[\left(\frac{n_p}{n_d} \right)^2 \cdot \frac{V_o \cdot t}{L_{mag}} \right] dt \quad (D.35)$$

que têm por resultado:

$$I_{dmag} = i_{dmag_{pk}} \cdot \frac{(t_d - t_c)}{T} - \left(\frac{n_p}{n_d} \right)^2 \cdot \frac{V_o \cdot (t_d - t_c)^2}{2 \cdot T \cdot L_{mag}} \quad (D.36)$$

Pode-se definir o período de desmagnetização por uma *razão desmagnetizante*, δ_{dmag} :

$$\delta_{dmag} = \frac{(t_d - t_c)}{T} \quad (D.37)$$

representa-se a equação D.36 pela *razão desmagnetizante*:

$$I_{d\text{mag}} = i_{d\text{mag}_{pk}} \cdot \delta_{d\text{mag}} - \left(\frac{n_p}{n_d}\right)^2 \cdot \frac{V_o \cdot (\delta_{d\text{mag}})^2}{2 \cdot f_s \cdot L_{\text{mag}}} \quad (\text{D.38})$$

D.4.3 Análise da Ondulação da Tensão no Capacitor C_o :

O capacitor C_o do filtro drena a componente alternada da soma entre a corrente do indutor L_o , $i_{L_o}(t)$ e a corrente desmagnetizante $i_{d\text{mag}}(t)$. A Fig. D.6 ilustra a corrente no capacitor. Estando o capacitor em regime permanente, pode-se afirmar que a energia sob a curva do semi-ciclo positivo da forma de onda deve ser igual a área sob a curva do semi-ciclo negativo, o que caracteriza o *equilíbrio de carga do capacitor*.

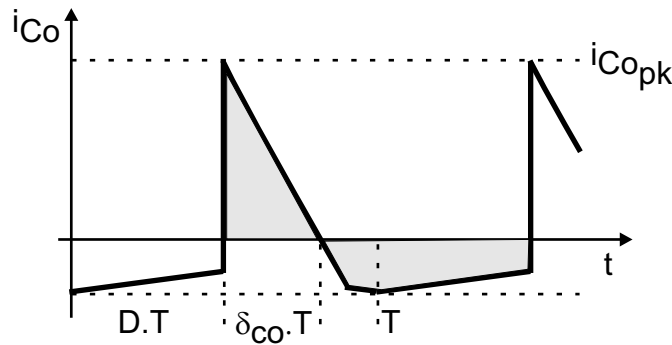


Figura D.6: Corrente no capacitor C_o .

A corrente no capacitor é definida pela equação:

$$i_{C_o}(t) = [i_{L_o}(t) + i_{d\text{mag}}(t)] - I_o \quad (\text{D.39})$$

A corrente de pico para o semi-ciclo positivo da Fig. D.6 é dada pela expressão:

$$i_{C_o_{pk}} = (i_{L_o_{pk}} + i_{d\text{mag}_{pk}}) - I_o \quad (\text{D.40})$$

Tal valor de corrente de pico necessita de um intervalo de tempo para o cruzamento em zero. Aqui, define-se este intervalo de tempo como *razão de carga* dada pela seguinte diferença de tempos:

$$t_{c_o} - t_c = \delta_{C_o} \cdot T \quad (\text{D.41})$$

Ou ainda, a seguinte equação:

$$\delta_{C_o} = \left(\frac{n_d}{n_p}\right)^2 \cdot \frac{f_s \cdot L_{\text{mag}} \cdot i_{C_o_{pk}}}{V_o} \quad (\text{D.42})$$

A corrente no capacitor para o semi-ciclo positivo é definida por:

$$i_{C_o}(t) = i_{C_o_{pk}} - \left(\frac{n_d}{n_p}\right)^2 \cdot \frac{V_o}{L_{\text{mag}}} \cdot t \quad (\text{D.43})$$

Seja ainda, a ondulação da tensão no capacitor C_o :

$$\Delta v_{C_o} = \frac{1}{C_o} \int_{t_c}^{t_{co}} i_{C_o pk} dt - \frac{1}{C_o} \int_{t_c}^{t_{co}} \left[\left(\frac{n_d}{n_p} \right)^2 \cdot \frac{V_o}{L_{mag}} \cdot t \right] dt \quad (D.44)$$

A representação da equação de ondulação Δv_{C_o} , em função da *razão de carga* e da frequência de comutação, dá-se na seguinte forma:

$$\Delta v_{C_o} = \left(\frac{i_{C_o pk} \cdot \delta_{C_o}}{f_s \cdot C_o} \right) - \left[\left(\frac{n_d}{n_p} \right)^2 \cdot \frac{V_o \cdot \delta_{C_o}^2}{2 \cdot f_s^2 \cdot L_{mag} \cdot C_o} \right] \quad (D.45)$$

D.4.4 Valores de Pico de Tensão e de Corrente nos Semicondutores

Das equações obtidas anteriormente pode-se obter equações que representam a tensão e a corrente sobre os dispositivos semicondutores, interruptor e diodos. Tais equações são fundamentais para o projeto da nova topologia que será proposta no próximo capítulo. Tensão de Pico no Interruptor:

$$v_{sw pk} = E \quad (D.46)$$

Corrente de Pico no Interruptor:

$$i_{sw pk} = \frac{n_s}{n_p} \cdot i_{LoM} \quad (D.47)$$

Tensão de Pico no Diodo D_s :

$$v_{D_s pk} = \frac{n_s}{n_d} \cdot V_o \quad (D.48)$$

Corrente de Pico no Diodo D_s :

$$i_{D_s pk} = i_{LoM} \quad (D.49)$$

Tensão de Pico no Diodo D_d :

$$v_{D_d pk} = \frac{n_d}{n_p} \cdot E + V_o \quad (D.50)$$

Corrente de Pico no Diodo D_d :

$$i_{D_d pk} = i_{d mag pk} \quad (D.51)$$

Tensão de Pico no Diodo D_{RL} :

$$v_{D_{RL} pk} = \frac{n_s}{n_p} \cdot V_o \quad (D.52)$$

Corrente de Pico no Diodo D_{RL} :

$$i_{D_{RL} pk} = i_{LoM} \quad (D.53)$$

D.5 Modelagem por Espaço de Estados

Pode-se extrair do apresentado até o momento sobre o conversor forward/flyback que o ganho estático do conversor é definido ou pelo sub-conversor forward ou pelo sub-conversor flyback. Ainda, nas considerações e equacionamentos anteriores, admite-se e deseja-se que o ganho estático é determinado pelo sub-conversor forward.

Para as considerações sobre o controle em malha fechada deste conversor, obtém-se primeiramente o modelo CA para o sub-conversor forward operando MCC e faz-se a obtenção da característica em frequência por simulação para comprovar a validade do modelo adotado.

D.6 Modelo Equivalente do Circuito CA

Sejam as equações de estado para a tensão no indutor L_o e a corrente no capacitor C_o para cada intervalo de operação:

Primeiro Intervalo de Operação:

$$\langle v_{Lo}(t) \rangle = \frac{n_s}{n_p} \cdot \langle e(t) \rangle - \langle v_o(t) \rangle \quad (D.54)$$

$$\langle i_{Co}(t) \rangle = \langle i_{Lo}(t) \rangle - \langle i_o(t) \rangle \quad (D.55)$$

$$\langle i_e(t) \rangle = \frac{n_s}{n_p} \cdot \langle i_{Lo}(t) \rangle + \langle i_{mag}(t) \rangle \quad (D.56)$$

Segundo Intervalo de Operação:

$$\langle v_{Lo}(t) \rangle = -\langle v_o(t) \rangle \quad (D.57)$$

$$\langle i_{Co}(t) \rangle = (\langle i_{Lo}(t) \rangle + \langle i_{d\text{mag}}(t) \rangle) - \langle i_o(t) \rangle \quad (D.58)$$

Terceiro Intervalo de Operação:

$$\langle v_{Lo}(t) \rangle = -\langle v_o(t) \rangle \quad (D.59)$$

$$\langle i_{Co}(t) \rangle = \langle i_{Lo}(t) \rangle - \langle i_o(t) \rangle \quad (D.60)$$

Admitindo-se que cada intervalo de operação apresenta a sua razão cíclica aqui representadas por $d(t)$, $d'(t)$ e $d''(t)$ onde a soma desta é 1 assume-se que a equação da tensão no indutor L_o para um período de comutação:

$$\langle v_{Lo}(t) \rangle = \left(\frac{n_s}{n_p} \cdot \langle e(t) \rangle - R_o \cdot \langle i_o(t) \rangle \right) \cdot d(t) - (R_o \cdot \langle i_o(t) \rangle) \cdot d'(t) - (R_o \cdot \langle i_o(t) \rangle) \cdot d''(t) \quad (D.61)$$

$$L_o \cdot \frac{d\langle i_{Lo}(t) \rangle}{dt} = \left(\frac{n_s}{n_p} \cdot \langle e(t) \rangle \right) \cdot d(t) - R_o \cdot \langle i_o(t) \rangle \quad (D.62)$$

Admitindo-se pequenas perturbações para a tensão da fonte ($\langle e(t) \rangle$), para a corrente na carga ($\langle i_o(t) \rangle$), e nos intervalos de operação ($d(t)$, $d'(t)$, $d''(t)$) em torno dos pontos de operação (E , I_o , D , D' e D''):

$$\begin{aligned} \langle e(t) \rangle &= E + \tilde{e}(t) \\ \langle i_o(t) \rangle &= I_o + \tilde{i}_o(t) \\ d(t) &= D + \tilde{d}(t) \\ d'(t) &= D' + \tilde{d}'(t) \\ d''(t) &= D'' + \tilde{d}''(t) \end{aligned} \quad (D.63)$$

Substituindo as equações em D.63 na equação D.62 e eliminando as componentes contínuas resulta a equação de pequenos sinais linearizada para a tensão no indutor:

$$L_o \cdot \frac{d\tilde{i}_{Lo}(t)}{dt} = \left(\frac{n_s}{n_p}\right) \cdot \tilde{e}(t) \cdot D + \left(\frac{n_s}{n_p}\right) \cdot E \cdot \tilde{d}(t) - R_o \cdot \tilde{i}_o(t) \quad (D.64)$$

Ainda, a corrente no capacitor C_o é definida pelas correntes:

$$C_o \cdot \frac{d\langle v_o(t) \rangle}{dt} = (\langle i_{Lo}(t) \rangle - \langle i_o(t) \rangle) \cdot d(t) + (\langle i_{Lo}(t) \rangle + \langle i_{demag}(t) \rangle - \langle i_o(t) \rangle) \cdot d'(t) + (\langle i_{Lo}(t) \rangle - \langle i_o(t) \rangle) \cdot d''(t) \quad (D.65)$$

Novamente valendo-se da igualdade da soma das razões cíclicas para um período de operação do conversor:

$$d(t) + d'(t) + d''(t) = 1 \quad (D.66)$$

A equação da corrente no capacitor C_o apresenta-se na seguinte representação.

$$C_o \cdot \frac{d\langle v_o(t) \rangle}{dt} = \langle i_{Lo}(t) \rangle - \langle i_o(t) \rangle + \langle i_{demag}(t) \rangle \cdot d'(t) \quad (D.67)$$

Substituindo as equações D.63 obtém-se a equação de pequenos sinais linearizada para a corrente no capacitor:

$$C_o \cdot \frac{d\tilde{v}_o(t)}{dt} = \tilde{i}_{Lo}(t) - \tilde{i}_o(t) + \tilde{i}_{demag}(t) \cdot D' + I_{dmag} \cdot \tilde{d}'(t) \quad (D.68)$$

A corrente $\tilde{i}_{demag}(t)$ apresenta-se em modo descontínuo e a obtenção de tal componente seria trabalhosa e desnecessária para os propósitos deste trabalho.

Finalizando o modelo, a equação da corrente na fonte de tensão E é representada pela equação de pequenos sinais linearizada.

$$\tilde{i}_e(t) = \frac{n_s}{n_p} \cdot [I_{Lo} \cdot \tilde{d}(t) + \tilde{i}_{Lo}(t) \cdot D] + I_{mag} \cdot \tilde{d}(t) + \tilde{i}_{mag}(t) \cdot D \quad (D.69)$$

Considerando novamente que o sub-conversor forward em MCC seja o maior responsável pela transferência de energia entre a fonte de entrada e a carga, pode-se suprimir das equações D.64 e D.67 as componentes relacionadas com a corrente desmagnetizante.

Tal artifício simplifica o modelo do conversor forward/flyback ao modelo de um conversor forward clássico e conseqüentemente obtém-se uma função de transferência de um sistema de segunda ordem que representa o conversor forward/flyback operando nos modos pré-definidos.

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{n_s}{n_p} \cdot \frac{E}{L_o \cdot C_o \cdot s^2 + \frac{L_o}{R_o} \cdot s + 1} \quad (D.70)$$

As semelhança entre um conversor forward e um conversor forward/flyback no domínio da frequência foi comprovada pela simulação de um conversor forward/flyback em PSIM e da função de transferência de um conversor forward em Mathcad. Os conversores apresentam os seguinte parâmetros na tabela D.1:

Para o conversor forward/flyback foram realizadas simulações em PSim perturbando a razão cíclica com um sinal senoidal com amplitude de 5% e 10% da razão cíclica D e frequência entre 100Hz e 7.500Hz.

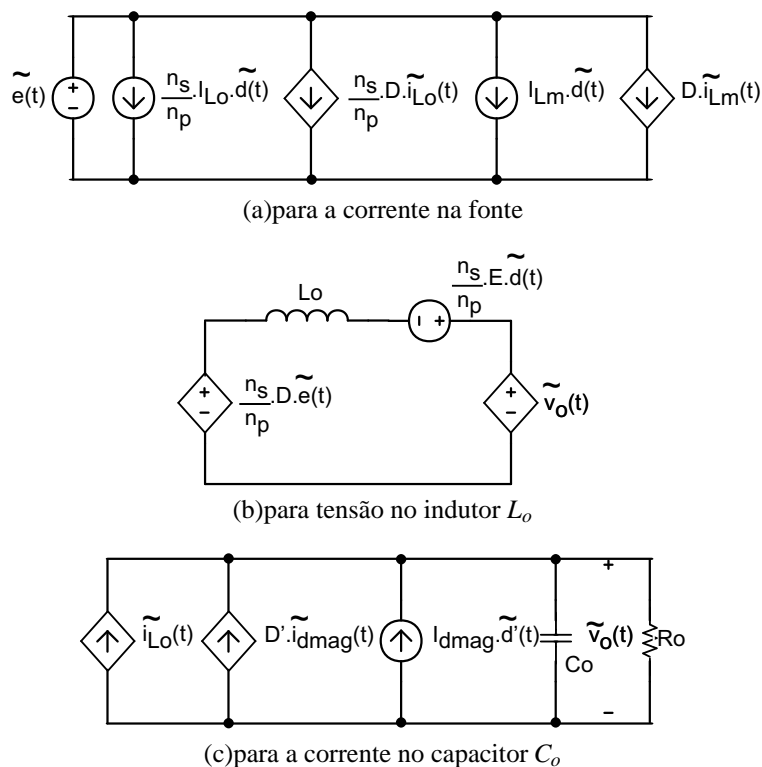


Figura D.7: Circuito equivalente em pequenos sinais para o conversor forward/flyback.

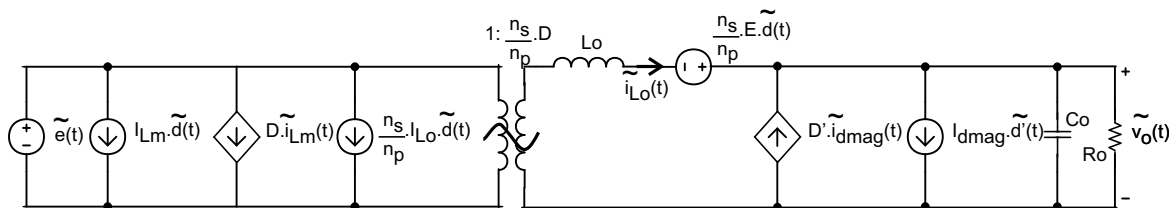


Figura D.8: Modelo parcial de pequenos sinais do conversor forward/flyback.

Ao sinal da tensão na carga foi realizada a transformada rápida de Fourier (FFT), segundo os recursos do simulador, e registrada a amplitude da tensão no espectro na frequência da perturbação. Para tais valores de $\tilde{v}_o(s)$ foram divididos pela amplitude da perturbação da razão cíclica D , ou seja, $\tilde{d}(s)$.

Os valores de $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ para 5% e 10% de perturbação foram transformados em dB para que fossem utilizados em um Diagrama de Bode onde está traçada a função de transferência do conversor forward definida em D.70.

O Diagrama de Bode com os valores obtidos em simulação e a função de transferência do conversor forward apresentam-se na Fig. D.9. Nota-se a coincidência entre os valores obtidos na simulação e o traçado da função de transferência. Do exposto, comprova-se que o conversor forward (MCC)/flyback (MCD) pode ser considerado um conversor forward em MCC quando analisado no domínio da frequência.

Tabela D.1: Parâmetros para as simulações do modelo de um conversor forward/flyback

$E = 540V$	$f_s = 30kHz$	$D = 0,3$
$L_o = 1,35mH$	$C_o = 33\mu F$	$R_o = 1,8\Omega$
$n_p = 22espiras$	$n_s = 10espiras$	$n_d = 2espiras$

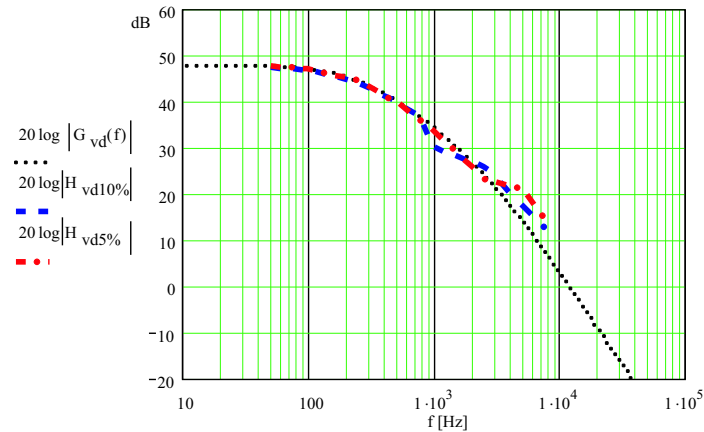


Figura D.9: Diagrama de Bode de Magnitude para a confirmação do modelo.

D.7 Conclusões

O conversor forward/flyback analisado para o modo de condução contínua para seu sub-conversor forward e em modo de condução descontínua para seu sub-conversor flyback apresenta-se como uma boa proposta para o isolamento ohmico de retificadores trifásicos, no caso o retificador Buck.

Sendo o conversor forward/flyback uma variação topológica do conversor forward, com uma diversidade de modos de operação devida a associação dos sub-conversores, o ganho estático do conversor é definido pelo sub-conversor que apresenta-se em modo de condução contínuo o que simplifica as análises em outros modos de condução.

Assim, o conversor forward/flyback, quando analisado no domínio da frequência, pode ser considerado ou como um conversor forward ou como um conversor flyback dependendo de qual sub-conversor assume a maior parcela da potência transferida à carga.

Para os fins deste estudo, o conversor forward/flyback pode ser controlado com a função de transferência de um conversor forward, consideração esta dependente da frequência de corte adotada para os compensadores, o que facilita o controle da estrutura e seu emprego.

Referências Bibliográficas

- [1] D. S. Greff; I. Barbi. *Three-Phase PWM Buck Rectifier with High-Frequency Isolation*. In *VII Conferência Internacional de Aplicações Industriais, VII INDUSCON.*, pages 461 – 470, Recife, PE., Abril 2006.
- [2] D. S. Greff; I. Barbi. *A Single-Stage High-Frequency Isolated Three-Phase AC/DC Converter*. In *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference.*, pages 2648 – 2653, Paris, France., November 2006.
- [3] I. Barbi. *Eletrônica de Potência*. Edição do Autor, Florianópolis, 3 edition, 2000.
- [4] I. Barbi. *Projetos de Fontes Chaveadas*. Edição do Autor, Florianópolis, 1 edition, 2001.
- [5] I. Barbi. *Teoria Fundamental do Motor de Indução*. Editora da UFSC/Eletróbás, Florianópolis, 1 edition, 1985.
- [6] Flávio Alberto Bardemaker Batista. *Modulação Vetorial Aplicada a Retificadores Trifásicos PWM Unidirecionais*. Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina - Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, Abril 2006.
- [7] M. Baumann and J. W. Kolar. *Comparative evaluation of modulation methods for a three-phase/switch buck power factor corrector concerning the input capacitor voltage ripple*. In *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference - PESC 2001.*, pages 1327–1332, July 2001.
- [8] Deivis Borgonovo. *Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos Empregando a Transformação de Park*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina - Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, Março 2001.
- [9] S.E. Joung; S.H. Huh; J.S. Kim; D.S. Hyun; J.Y. Choi; G. Choe. *A soft-switched DSP based isolated three-phase PWM buck rectifier*. In *Telecommunications Energy Conference, 1997. INTELEC 97., 19th International.*, pages 338 – 343, Melbourne, Vic., October 1997.
- [10] G.H. Cho C.T. Rim, D.Y. Hu. *Transformers as equivalent circuits for switches: general proofs and D-Q transformation-based analyses*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 26(4):777 – 785, July/August 1990.
- [11] T.G. Habetler; D.M. Divan. *Rectifier/inverter reactive component minimization*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 25(2):307 – 316, March/April 1989.
- [12] Fernando Soares dos Reis. *Estudio y Criterios de Minimizacion y Evaluation de Las Interferencias Electromagneticas Conducidas en Los Convertidores CA-CC*. Tesis doctoral, Universidad Politecnica de Madrid - Escuela Tecnica Superior de Ingenieros Industriales, Madrid, Septiembre 1995.
- [13] Ivo Barbi e Diego Santos Greff. *Three-phase ac-dc converter with high-frequency insulation by single stage*, patente industria pct/br2007/000084, 2006.

- [14] T. Grossen; E. Menzel; J.H.R. Enslin. *Three-phase buck active rectifier with power factor correction and low EMI*. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 146(6):591 – 596, November 1999.
- [15] M. Rodic F. Mihalic, D. Kos and M. Milanovic. *Snubbers in the Three-phase AC to DC Buck Converter*. In *Proc. International Power Electronics and Motion Control Conf.-(EPE-PEMC 2006)*, pages 940–945, Portoroz, August 2006.
- [16] B.W. Williams; B.W. Williams; M. Mirkazemi-Moud; D. Tooth; S.J. Finney. *A three-phase AC to DC Converter with Controllable Displacement Factor*. In *Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record.*, pages 996 – 1000, Atlanta, GA, June 1995.
- [17] D. S. Greff. *A Three-Phase Buck Rectifier with High-Frequency Isolation by Single-Stage*. In *39th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference - PESC 2008.*, pages 1129 – 1133, Rhodes, Greece., June 2008.
- [18] D. G. Holmes and T. A. Lipo. *Pulse Width Modulation for Power Electronics*. IEEE Press and John Wiley Sons, Inc., USA, 1 edition, 2003.
- [19] J. Holtz. *Pulsewidth Modulation - A Survey*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 39(5):410 – 420, December 1992.
- [20] J.R. Espinoza; G. Joos. *State variable decoupling and power flow control in PWM current-source rectifiers*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45(1):173 – 180, February 1998.
- [21] M. Baumann; U. Drogenik; J.W. Kolar. *New wide input voltage range three-phase unity power factor rectifier formed by integration of a three-switch buck-derived front-end and a DC/DC boost converter output stage*. In *Telecommunications Energy Conference, 2000. INTELEC 2000., 22th International.*, pages 461 – 470, Phoenix, AZ., September 2000.
- [22] S. Hiti; V. Vlatkovic; D. Borojevic; F.C.Y. Lee. *A new control algorithm for three-phase PWM buck rectifier with input displacement factor compensation*. In *Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record.*, pages 648 – 654, Seattle, WA, June 1993.
- [23] S. Hiti; V. Vlatkovic; D. Borojevic; F.C.Y. Lee. *A new control algorithm for three-phase PWM buck rectifier with input displacement factor compensation*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 9(2): 173 – 180, March 1994.
- [24] V. Vlatkovic; D. Borojevic; F.C.Y. Lee. *A novel sinewave in ac to dc with high-frequency transformer isolation*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 10(2):430 – 438, March 1995.
- [25] V. Vlatkovic; D. Borojevic; F.C.Y. Lee. *Input filter design for power factor correction circuits*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 11(1):199 – 205, January 1996.
- [26] V. Vlatkovic; D. Borojevic; X. Zhuang; F.C.Y. Lee. *Analysis and design of a zero-voltage switched, three-phase PWM rectifier with power factor correction*. In *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE.*, pages 1352 – 1360, Toledo, Spain, June 1992.
- [27] V. Vlatkovic; D. Borojevic; X. Zhuang; F.C.Y. Lee. *A new quasi-single-stage isolated three-phase ZVZCS buck PWM rectifier*. In *Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE.*, pages 449 – 455, Baveno, Italy, June 1996.
- [28] Dirke Lendeke. *Projeto de um Filtro Ativo Paralelo de 1kVA Usando Técnicas de Controle Analógico e Digital*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina - Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, Fevereiro 2003.

- [29] J. W. Kolar M. Baumann. *Parallel Connection of Two Three-Phase Three-Switch Buck-Type Unity-Power-Factor Rectifier Systems With DC-Link Current Balancing*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(6):3042 – 3053, December 2007.
- [30] Y. Konishi M. Ishibashi and M. Nakaoka. *Three-phase Current-Fed Converter with Resonant Snubber and Commutation Inductors*. In *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference - PESC 2000.*, pages 1228–1232, Galway, June 2000.
- [31] J.R.Espinoza; G. Joos; L. Moran. *Decoupled control of the active and reactive power in three-phase PWM rectifiers based on non-linear control strategies*. In *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC '99 Record.*, pages 131 – 136, Charleston, SC, June 1999.
- [32] Samir Ahmad Mussa. *Controle de Um Conversor CA-CC Trifásico PWM de Três Níveis com Fator de Potência Unitário Utilizando DSP*. Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina - Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, Dezembro 2003.
- [33] T. Nussbaumer and J. W. Kolar. *Advanced Modulation Scheme for Three-phase Three-Switch Buck-Type PWM Rectifier Preventing Mains Current Distortion Originating from Sliding Input Filter Capacitor Voltage Intersections*. In *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference - PESC 2003.*, pages 1086–1091, July 2003.
- [34] T. Nussbaumer and J. W. Kolar. *Improving mains current quality for three-phase three-switch buck-type PWM rectifiers*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(4):967 – 973, July 2006.
- [35] K. Inagaki; T. Furuhashi; A. Ishiguro; M. Ishida; S. Okuma. *A new PWM control method for ac to dc converters with high-frequency transformer isolation*. In *Industry Applications Society Annual Meeting, 1989., Conference Record of the 1989 IEEE*, pages 783 – 789, San Diego, CA, October 1989.
- [36] X. Wang; B.-T. Ooi. *Unity PF Current-Source rectifier Based on Dynamic Trilogic PWM*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(3):288–294, July 1993.
- [37] J. Dekter R. Sheehy and N. Machin. *Three phase power factor corrected isolated buck for 48 V/100 A rectifier with secondary active clamp*. In *Proc. International Telecommunications Energy Conf.-(INTELEC-2002)*, pages 101–106, September 2002.
- [38] J. Sebastian; J. Uceda; M. Rico. *The Double Forward/Flyback Converter*. In *Second European Conference on Power Electronics and Applications, EPE '87.*, pages 173 – 178, Grenoble, France, September 1987.
- [39] Joaquim Eloir Rocha. *Retificador Trifásico em Ponte Completa com Modulação por Largura de Pulso Otimizada*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina - Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, Dezembro 1987.
- [40] R. Garcia-Gil; J.M. Espi; E.J. Dede; E. Sanchis-Kilders. *A bidirectional and isolated three-phase rectifier with soft-switching operation*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(3):765 – 773, June 2005.
- [41] M. Baumann T. Nussbaumer and J. W. Kolar. *Comparative evaluation of modulation methods of a three-phase buck + boost PWM rectifier. Part II: Experimental verification*. In *Power Electronics, IET*, pages 268 – 274, June 2008.
- [42] M. Baumann T. Nussbaumer and J. W. Kolar. *Comprehensive Design of a Three-Phase Three-Switch Buck-Type PWM Rectifier*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(2):551 – 562, March 2007.
- [43] L. Malesani; P. Tenti. *Three-Phase AC/DC PWM Converter with Sinusoidal AC Currents and Minimum Filter Requirements*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 23(1):71 – 77, January/February 1987.

-
- [44] J.W. Kolar; U. Drogenik; F.C. Zach. *VIENNA rectifier II-a novel single-stage high-frequency isolated three-phase PWM rectifier system. IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 46(4):674 – 691, August 1999.
- [45] J.N. Park; T.R. Zoloum. *A Dual Mode Forward/Flyback Converter. In Power Electronics Specialists Conference, 1982. PESC '82 Record.*, pages 3 – 13, Cambridge, MA, June 1982.
- [46] N.R. Zargari; G. Joos; P.D. Ziogas. *Input Filter Design for PWM Current-Source Rectifiers. IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(6):1573 – 1579, November/December 1994.
- [47] S. Manias; P.D. Ziogas. *A novel sinewave in ac to dc with high-frequency transformer isolation. IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 32(4):430 – 438, June 1985.

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)