

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

**RETIFICADORES TRIFÁSICOS COM FATOR DE
POTÊNCIA UNITÁRIO BASEADOS NOS
TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS/BIFÁSICOS**

ALCEU ANDRÉ BADIN
Proponente

IVO BARBI
Orientador

Florianópolis, fevereiro de 2009.

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

**RETIFICADORES TRIFÁSICOS COM FATOR DE
POTÊNCIA UNITÁRIO BASEADOS NOS
TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS/BIFÁSICOS**

Tese submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de
Doutor em Engenharia Elétrica.

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO:

ELETRONICA DE POTÊNCIA E ACIONAMENTOS ELÉTRICOS

Proponente:
ALCEU ANDRÉ BADIN

Orientador:
IVO BARBI

Florianópolis, fevereiro de 2009.

RETIFICADORES TRIFÁSICOS COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO BASEADOS NOS TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS/BIFÁSICOS

ALCEU ANDRÉ BADIN

'Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, na área de concentração de Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.'



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador



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

Banca Examinadora:



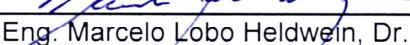
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Presidente



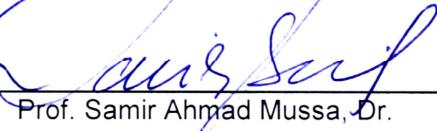
Prof. Ênio Valmor Kassick, Dr.



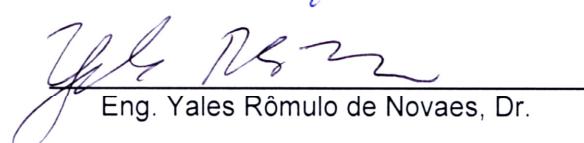
Prof. Flávio A. Bardemaker Batista, Dr



Eng. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.



Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.



Eng. Yales Rômulo de Novaes, Dr.

A meus Pais Alcides e Décia.

Aos meus irmãos Alan, Neiva e Neli.

Aos meus sobrinhos João Afonso, Vitória e Vitor Gabriel.

A minha amada Elisa.

“O homem pode ser desculpado por sentir certo orgulho pelo fato de ter atingido, embora não através dos próprios esforços, o topo da escala orgânica, e o fato de ter subido até lá, em vez de ter sido colocado ali originalmente, pode proporcionar-lhe esperanças de um destino ainda mais elevado no futuro distante. Mas não estamos preocupados com esperanças ou receios, apenas com a verdade, até onde nossa razão nos permite alcançar. Forneci as provas da melhor maneira que sabia, e devemos agradecer, ao que me parece, pelo fato de que o homem, com todas as suas nobres qualidades, com a simpatia que sente pelos menos favorecidos, com a benevolência que se estende não apenas aos outros homens, mas à mais humilde criatura viva, com seu intelecto que o compara aos deuses ao penetrar no movimento e na constituição do sistema solar - com todos esses poderes exaltados - o Homem ainda guarde em sua estrutura corporal a marca inapagável de sua origem primitiva.”

(Charles Darwin: *A Descendência do Homem*)

Agradecimentos

Só posso iniciar agradecendo aos meus pais por todo incentivo e incondicional apoio em todos os momentos decisivos da minha vida, pelos valorosos ensinamentos que não se adquiriu na academia.

Aos meus irmãos Alan, Neiva e Neli por todo ajuda, carinho e companheirismo.

Aos precursores do programa de pós-graduação e aos que o mantém e o renovam continuamente. À Universidade Federal de Santa Catarina, a CAPES e ao CNPq pelo apoio financeiro.

Ao Professor Ivo Barbi, pela orientação e motivação durante, praticamente, toda minha vida acadêmica. Agradeço pela amizade, pelo ensino e por todas as oportunidades de crescimento profissional que me proporcionou.

Aos pesquisadores que compuseram a banca avaliadora, Ênio Valmor Kassick, Flábio Bardemker Batista, Marcelo Lobo Heldwein, Samir Ahmad Mussa e Yales Rômulo de Novaes por todo o tempo despendido no aprimoramento e avaliação deste trabalho.

A todos meus colegas, amigos e professores do INEP, em especial aos meus grandes amigos Cícero e André por todo o companheirismo em boa parte dessa caminhada.

Aos meus amigos do windsurf pelas confraternizações e amizade sempre presente.

Aos técnicos Antônio Pacheco e Luiz Coelho pela competência na execução dos protótipos. Aos demais funcionários do INEP que sempre deram suporte em todas as atividades administrativas e técnicas.

Aos meus sobrinhos João Afonso, Vitor Gabriel e Vitória por toda a alegria que me proporcionam e proporcionaram.

A Elisa pela paciência, parceria e inesquecíveis momentos sem os quais tornaria ainda mais difícil esse trabalho. "...*Till there was you!*"

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

RETIFICADORES TRIFÁSICOS COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO BASEADOS NOS TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS/BIFÁSICOS

Alceu André Badin

Fevereiro/2009

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras chave: retificadores trifásicos, conversão CA-CC, qualidade de energia, correção do fator de potência, conexões Scott e Le-Blanc.

Número de Páginas: 189

Este trabalho apresenta o estudo dos retificadores de tensão trifásicos isolados em baixa freqüência, com fator de potência unitário e regulação das tensões de saída, baseados nos transformadores trifásicos/bifásicos. Trata-se de conversores que transferem energia de uma fonte CA trifásica para uma fonte CC, fazendo circular na fonte CA uma corrente senoidal de alta qualidade. A separação de circuitos proporcionada pelos transformadores trifásicos/bifásicos, como a conexão Scott e a conexão Le-Blanc, permite o uso de retificadores monofásicos elevadores (boost) e abaixadores (buck) para obter uma retificação trifásica a três fios. Abordam-se, inicialmente, a conexão série do retificador elevador e, posteriormente, as estruturas abaixadoras série, paralelo e série-paralelo. Todas as estruturas são analisadas matematicamente e avaliadas em simuladores numéricos computacionais. São propostas estratégias de controle em malha fechada e metodologias de projetos para cada estrutura estudada. Complementarmente às simulações, são implementados três protótipos para corroborar os resultados das análises teóricas. Os resultados experimentais validam os resultados teóricos obtidos.

Thesis abstract presented do UFSC as a partial requirement to obtain the degree of Doctor in Electrical Engineering

UNITY POWER FACTOR THREE-PHASE RECTIFIERS BASED ON THREE-PHASE/TWO-PHASE TRANSFORMERS.

Alceu André Badin

February/2009

Advisor: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Concentration area: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: three-phase rectifiers, CA-CC converters, power quality, power factor correction, Scott and Le-Blanc transformers.

Number of pages: 189

Isolated three-phase rectifiers with unity power factor and regulated output voltage, based on three-phase/two-phase transformer are presented in this work. These rectifiers are converters capable of managing the power transfer from a three-phase AC source to a DC source, and demanding a sinusoidal current at the AC source side. The circuits separation provided by the three-phase/ two-phase transformers, such as the Scott connection and the Le-Blanc connection, allow the use of single-phase boost and buck topologies for three-phase rectification with high power factor. First, a three-phase series-boost rectifier is proposed. Then, the buck, series, parallel and series-parallel topologies are proposed. All of the structures are analyzed mathematically and evaluated with numeric simulators. Design methodologies and control strategies are proposed in closed loop control for each of the studied topologies. Finally, three prototypes are implemented to corroborate the theoretical analysis results. The experimental results validate the theoretical results.

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO GERAL	1
1.1 OBJETIVOS E METODOLOGIA	8
1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	9
CAPÍTULO 2 - TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS/BIFÁSICOS	10
2.1 INTRODUÇÃO	10
2.2 CONEXÃO SCOTT	11
2.3 CONEXÃO LE-BLANC.....	14
2.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	18
2.4.1 <i>Conexão Scott</i>	18
2.4.2 <i>Conexão Le-Blanc</i>	20
2.5 CONCLUSÕES	22
CAPÍTULO 3 - RETIFICADOR TRIFÁSICO ELEVADOR SÉRIE	24
3.1 INTRODUÇÃO	24
3.2 ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE	25
3.3 MODELAGEM E CONTROLE DINÂMICO	30
3.3.1 <i>Controle com Malhas de Tensões Independentes</i>	31
3.3.2 <i>Controle com Malha de Tensão Compartilhada</i>	34
3.4 PROCEDIMENTO DE PROJETO	38
3.4.1 <i>Dimensionamento dos Circuitos de Potência</i>	38
3.4.2 <i>Projeto do Controlador</i>	44
3.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	49
3.5.1 <i>Retificador com Controle Independente</i>	49
3.5.2 <i>Retificador com Malha de Tensão Compartilhada</i>	52
3.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	54
3.6.1 <i>Retificador com Controle Independente</i>	57
3.6.2 <i>Retificador com Malha de Tensão Compartilhada</i>	59
3.7 CONCLUSÕES	62
CAPÍTULO 4 - RETIFICADOR TRIFÁSICO ABAIXADOR SÉRIE	63
4.1 INTRODUÇÃO	63
4.2 ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE	66
4.2.1 <i>Retificador Abaixador Monofásico em Condução Contínua</i>	67
4.2.2 <i>Retificador Trifásico Abaixador Série</i>	75
4.3 MODELAGEM E CONTROLE DINÂMICO	86
4.3.1 <i>Característica de Saída com o Controle Feedforward [52]</i>	87
4.3.2 <i>Controle da Tensão de Saída</i>	89
4.4 PROCEDIMENTO DE PROJETO	91
4.4.1 <i>Dimensionamento dos Circuitos de Potência</i>	91
4.4.2 <i>Exemplo de Projeto</i>	96
4.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	100
4.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	103
4.7 CONCLUSÕES	108
CAPÍTULO 5 - RETIFICADOR TRIFÁSICO ABAIXADOR PARALELO	110
5.1 INTRODUÇÃO	110
5.2 ANÁLISE ESTÁTICA.....	111
5.2.1 <i>Resultados de Simulação</i>	115
5.2.2 <i>Limitação do Índice de Modulação</i>	116
5.3 CONTROLE DINÂMICO	119

<i>5.3.1 Estratégia de Controle</i>	119
<i>5.3.2 Modelagem Linear para o Controle da Tensão de Saída</i>	119
5.4 PROCEDIMENTO DE PROJETO	121
<i>5.4.1 Dimensionamento dos Circuitos de Potência</i>	121
<i>5.4.2 Exemplo de projeto</i>	123
5.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	127
5.6 CONCLUSÕES	130
CAPÍTULO 6 - RETIFICADOR TRIFÁSICO ABAIXADOR SÉRIE-PARALELO	131
6.1 INTRODUÇÃO	131
6.2 ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE	132
6.3 CONTROLE DINÂMICO	140
<i>6.3.1 Estratégia de Controle</i>	140
<i>6.3.2 Modelagem Linear para o Controle da Tensão de Saída</i>	149
6.4 ESPECIFICAÇÕES E PROJETO	150
<i>6.4.1 Dimensionamento dos Circuitos de Potência</i>	151
<i>6.4.2 Projeto do Controlador</i>	152
6.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	153
<i>6.5.1 Carga Resistiva</i>	153
<i>6.5.2 Carga Ativa e Distorção Harmônica na Tensão de Entrada</i>	155
6.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	156
6.7 CONCLUSÕES	164
CONCLUSÕES GERAIS.....	166
A. APÊNDICE	170
A.1 CONEXÃO SCOTT	170
A.2 CONEXÃO LE-BLANC	171
A.3 RETIFICADOR ABAIXADOR MONOFÁSICO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA – ANÁLISE ESTÁTICA	172
A.4 RETIFICADOR TRIFÁSICO ABAIXADOR SÉRIE – ANÁLISE ESTÁTICA	173
A.5 RETIFICADOR TRIFÁSICO ABAIXADOR SÉRIE – MALHA FECHADA	174
A.6 RETIFICADOR TRIFÁSICO ABAIXADOR PARALELO – ANÁLISE ESTÁTICA	175
A.7 RETIFICADOR TRIFÁSICO ABAIXADOR PARALELO – MALHA FECHADA	176
A.8 RETIFICADOR TRIFÁSICO ABAIXADOR SÉRIE-PARALELO – ANÁLISE ESTÁTICA	177
A.9 RETIFICADOR TRIFÁSICO ABAIXADOR SÉRIE-PARALELO – CONTROLE SIMPLIFICADO	
178	
A.10 RETIFICADOR TRIFÁSICO ABAIXADOR SÉRIE-PARALELO –CONTROLE COM <i>FEEDFOWARD</i> DE TENSÃO	179
A.11 RETIFICADOR TRIFÁSICO ABAIXADOR SÉRIE-PARALELO – CONTROLE COM <i>FEEDFOWARD</i> DE TENSÃO E DISTORÇÃO HARMÔNICA NA TENSÃO DE ENTRADA	180
A.12 RETIFICADOR TRIFÁSICO ABAIXADOR SÉRIE-PARALELO – CONTROLE COM <i>FEEDFOWARD</i> DE CORRENTE E DISTORÇÃO HARMÔNICA DE ENTRADA	181
A.13 RETIFICADOR TRIFÁSICO ABAIXADOR SÉRIE-PARALELO – CONTROLE COM <i>FEEDFOWARD</i> DE CORRENTE	182
A.14 RETIFICADOR TRIFÁSICO ABAIXADOR SÉRIE-PARALELO – CONTROLE COM <i>FEEDFOWARD</i> DE CORRENTE E CARGA NÃO-LINEAR	183
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	184

SIMBOLOGIA E ABREVIACÕES

<i>Símbolos adotados para grandezas</i>		
Símbolo	Descrição	Unidade
V	Tensão	volt (V)
I	Corrente	ampere (A)
S	Potência aparente	volt-ampere (VA)
P	Potência instantânea ou potência ativa	watt (W)
R	Potência reativa	volt-ampere (VA)
M _i	Índice de modulação	Adimensional
T	Período	Segundo (s)
t	Tempo	Segundo (s)
w	Freqüência angular	Radianos por segundo (Rad/s)
f	Freqüência	hertz (Hz)
D	Razão cíclica	Adimensional
N	Somatório do número de espiras	Espira
n	Número de espiras do enrolamento	Espira
H(s)	Função de transferência	(não definida)
C(s)	Função de transferência do controlador	(não definida)
s	Variável complexa	(não definida)
Δ	Variação de uma grandeza	(não definida)
η	Rendimento	Adimensional
a	Ganho estático	Adimensional

<i>Subíndices e modificadores</i>	
Símbolo	Descrição
—	Refere-se à grandeza parametrizada
‘	Refere-se à grandeza simplificada
c	Refere-se ao controlador
C	Refere-se ao capacitor
D	Referente ao diodo
e	Refere-se à malha de equilíbrio de tensão
ef	Refere-se ao valor eficaz da grandeza representada
eq	Refere-se ao resultado equivalente
f	Refere-se ao filtro de entrada
hold-up	Refere-se ao <i>hold-up time</i>
I	Refere-se à corrente
in	Refere-se à entrada
L	Refere-se ao indutor
M	Refere-se ao transformador M
m	Refere-se ao sinal modulante
max	Refere-se ao valor máximo da grandeza representada
med	Refere-se ao valor médio da grandeza representada
min	Refere-se ao valor mínimo da grandeza representada
nom	Refere-se ao valor nominal
o	Refere-se à saída
p, pk	Refere-se ao valor de pico da grandeza representada

<i>Subíndices e modificadores</i>	
pri	Refere-se ao primário do transformador
PWM	Refere-se ao modulador PWM
r	Refere-se à rede
ref	Referência de uma grandeza
s	Refere-se à portadora
S	Refere-se ao interruptor
rse	Refere-se à resistência série equivalente
sec	Refere-se ao enrolamento secundário do transformador
sh	Refere-se à resistência <i>shunt</i>
T	Refere-se ao transformador T
v	Refere-se à tensão

<i>Símbolos adotados para elementos de circuitos</i>		
Símbolo	Descrição	Unidade
A, B e C	Fases da rede	(não definida)
ab, cb, ca	Enrolamentos do transformador	(não definida)
C	Capacitor	farad (F)
D	Diodo	(não definida)
L	Indutor	henry (H)
R	Resistor	ohms (Ω)
S	Interruptor	(não definida)
T	Transformador	(não definida)
V	Fonte de alimentação	Tensão (V)
α e β	Fases do enrolamento secundário do transformador	(não definida)

<i>Acrônimos e abreviaturas</i>	
Símbolo	Significado
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CCM	<i>Continuous Conduction Mode (Modo de condução contínua)</i>
CI	Círculo Integrado
EMI	Electromagnetic Interference (Interferência Eletromagnética)
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
LC	Círculo indutivo-capacitivo
MOSFET	<i>Metal-Oxide-semiconductor field-effect-transistor</i>
PFC	<i>Power Factor Correction (Correção de Fator de Potência)</i>
PID	<i>Proportional Integral Derivative</i>
PWM	<i>Pulse width Modulation (Modulação por largura de pulso)</i>
Semikron	Fabricante de componentes eletrônicos
THD	Total Harmonic Distortion (Taxa de distorção harmônica)
UC3854A	Círculo integrado do fabricante Unitrode
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
Unitrode	Fabricante de círculos integrados

ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 1.1: Retificador trifásico isolado	5
Fig. 1.2: Retificador trifásico com fator de potência unitário. [13].....	6
Fig. 1.3: Retificador trifásico elevador série.....	6
Fig. 1.4: Retificador trifásico abaixador série.....	7
Fig. 1.5: Retificador trifásico abaixador paralelo.....	7
Fig. 1.6: Retificador trifásico abaixador série-paralelo.....	8
Fig. 2.1: Transformador trifásico na conexão Scott.....	12
Fig. 2.2: Vetores derivados da conexão Scott.....	12
Fig. 2.3: Diagrama fasorial das correntes no transformador M.....	14
Fig. 2.4: Conexão Le-Blanc.....	15
Fig. 2.5: Vetores derivados da conexão Le-Blanc.....	15
Fig. 2.6: Correntes de entrada.....	18
Fig. 2.7: Corrente e tensão (/100) em uma das fases de entrada.....	18
Fig. 2.8: Potências nos enrolamentos CO , BC e CB	19
Fig. 2.9: Potência ativa P_{CO} e potência aparente S_{CO}	19
Fig. 2.10: Tensões dos enrolamentos secundários.....	19
Fig. 2.11: Correntes de entrada.....	20
Fig. 2.12: Corrente e tensão(/100) em uma das fases de entrada.....	20
Fig. 2.13: Potências nos primários.....	21
Fig. 2.14: Potências nos enrolamentos cb , ac' e ab'	21
Fig. 2.15: Potências nos enrolamentos ac e ab	21
Fig. 2.16: Potências ativas P_{ab} e $P_{ab'}$ e potências aparentes S_{ab} .e $S_{ab'}$	22
Fig. 2.17: Tensão no enrolamento secundário α e suas componentes.....	22
Fig. 2.18: Tensão no enrolamento secundário β e suas componentes.....	22
Fig. 3.1: Retificador trifásico com fator de potência unitário paralelo.....	25
Fig. 3.2: Retificador trifásico com fator de potência unitário e ponto neutro.....	25
Fig. 3.3: Circuito equivalente do retificador trifásico proposto.....	26
Fig. 3.4: Estados topológicos do retificador trifásico proposto.....	26
Fig. 3.5: Circuito equivalente do filtro de saída.....	28
Fig. 3.6: Potências instantâneas de entrada dos retificadores monofásicos.....	29
Fig. 3.7: Composição da tensão de saída.....	30
Fig. 3.8: Diagrama de blocos das malhas de controle.....	31
Fig. 3.9: Diagrama de blocos da malha de controle de corrente	32
Fig. 3.10: Diagrama de blocos das malhas de tensão independentes	34
Fig. 3.11: Diagrama de blocos da malha de tensão	34
Fig. 3.12: Diagrama completo das malhas de controle.....	35
Fig. 3.13: Malhas de controle das tensões de saída	36
Fig. 3.14: Diagrama de blocos da malha de tensão de regulação do ponto neutro.....	36
Fig. 3.15: Circuito do retificador monofásico T	38
Fig. 3.16: Razão cíclica para um período de funcionamento	39
Fig. 3.17: Ondulação da corrente parametrizada para um semiciclo da rede	40
Fig. 3.18: Diagrama de bode do compensador avanço-atraso de fase.....	45
Fig. 3.19: Diagrama de Bode do sistema em malha aberta com o controlador de corrente	47
Fig. 3.20: Compensador do tipo proporcional-integral com filtro	47
Fig. 3.21: Diagrama de Bode do sistema em malha aberta com o controlador tensão...	49
Fig. 3.22: Correntes de linha $I_A(t)$, $I_B(t)$ e $I_C(t)$	50

Fig. 3.23: Tensões de saída $V_{oT}(t)$, $V_{oM}(t)$ e $V_o(t)/2$	50
Fig. 3.24: Correntes nos indutores elevadores L_T e L_M	50
Fig. 3.25: Correntes de linha durante acréscimo de 50% na carga.....	51
Fig. 3.26: Tensões de saída $V_{oT}(t)$, $V_{oM}(t)$ e $V_o(t)/2$ com transitório de carga.....	51
Fig. 3.27: Tensão $V_{oT}(t)$ (subtraída de 340 V) e corrente $I_T(t)$	51
Fig. 3.28: Correntes de linha $I_A(t)$, $I_B(t)$ e $I_C(t)$	52
Fig. 3.29: Tensões de saída $V_{oT}(t)$, $V_{oM}(t)$ e $V_o(t)/2$	52
Fig. 3.30: Correntes de linha durante acréscimo de 50% na carga.....	53
Fig. 3.31: Tensões de saída $V_{oT}(t)$, $V_{oM}(t)$ e $V_o(t)/2$ com transitório de carga.....	53
Fig. 3.32: Tensões de saída $V_{oT}(t)$, $V_{oM}(t)$ durante um desequilíbrio de carga.....	53
Fig. 3.33: Fotografia do protótipo implementado.	54
Fig. 3.34: Esquema de circuitos do retificador elevador implementado.	55
Fig. 3.35: Fotografia do transformador na conexão Scott.	57
Fig. 3.36: Tensões nas fases A, B e C. (100 V/div. e 5 ms/div).....	58
Fig. 3.37: Correntes de entrada nas fases A, B e C. (20 A/div. e 5 ms/div).....	58
Fig. 3.38: Correntes de entrada dos retificadores elevador. (20 A/div. e 5ms/div).....	58
Fig. 3.39: Corrente (20 A/div.)e tensão(100 V/div.) de entrada na fase A.....	58
Fig. 3.40: Ondulações das tensões de saída $V_{oM}(t)$, $V_{oT}(t)$ e $V_o(t)$.(5 V/div. e 2 ms/div).....	58
Fig. 3.41: Transitório de carga de 33%. ..	58
Fig. 3.42: Tensões nas fases A, B e C. (100 V/div. e 5 ms/div).....	60
Fig. 3.43: Correntes de entrada nas fases A, B e C. (10 A/div. e 5 ms/div).....	60
Fig. 3.44: Correntes de entrada dos retificadores elevador. (20 A/div. e 5 ms/div).....	60
Fig. 3.45: Corrente (20 A/div.)e tensão(100 V/div.) de entrada na fase B.....	60
Fig. 3.46: Ondulações das tensões de saída $V_{oM}(t)$, $V_{oT}(t)$ e $V_o(t)$. (5 V/div. e 2 ms/div).....	60
Fig. 3.47: Correntes de entrada para transitório de carga de 33% desequilibrado. (10 A/div. e 20 ms/div)	60
Fig. 3.48: Tensões de saída $V_{oM}(t)$ e $V_{oT}(t)$ para transitório de carga de 33% desequilibrado. (10 V/div. e 20 ms/div)	61
Fig. 3.49: Correntes de entrada para transitório de carga de 33% sem ponto neutro. (10 A/div. e 10 ms/div)	61
Fig. 3.50: Tensão de saída $V_o(t)$ para transitório de carga de 33% sem ponto neutro....	61
Fig. 3.51: Curva de rendimento do retificador.	61
Fig. 4.1: Retificador monofásico abaixador.	63
Fig. 4.2: Retificador abaixador operando em CCM com controle proposto por [24]. ...	64
Fig. 4.3: Retificador abaixador operando em CCM com controle <i>feedforward</i>	64
Fig. 4.4: Retificador trifásico abaixador série.	65
Fig. 4.5: Retificador trifásico abaixador de tensão série.	66
Fig. 4.6: Estrutura de potência do retificador abaixador monofásico.....	67
Fig. 4.7: Circuito equivalente do retificador buck monofásico.	67
Fig. 4.8: Pulso de comando do interruptor S.	68
Fig. 4.9: Função de comutação do retificador a monofásico em condução contínua....	70
Fig. 4.10: Tensão sobre o interruptor S.	70
Fig. 4.11: Circuito equivalente de saída.	71
Fig. 4.12: Tensões sobre o diodo D e o indutor L_o	71
Fig. 4.13: Ondulação de corrente no indutor L_o com e sem ondulação de alta freqüência.	73
Fig. 4.14: Tensão sobre o interruptor S.	74
Fig. 4.15: Tensão sobre o diodo D.	74
Fig. 4.16: Tensão sobre o indutor L_o	75

Fig. 4.17: Ondulação de corrente através do indutor L_o	75
Fig. 4.18: Circuito equivalente do retificador trifásico abaixador série.....	76
Fig. 4.19: Estados topológicos: (a) os interruptores S_M e S_T conduzem, (b) O interruptor S_M e o diodo D_T conduzem, (c) o interruptor S_T e o diodo D_M conduzem, (d) os diodos D_T e D_M conduzem.....	76
Fig. 4.20: Tensões sobre os interruptores S_T e S_M	78
Fig. 4.21: Tensões sobre os diodos D_T e D_M	78
Fig. 4.22: Circuitos equivalentes (a)sem diodo de roda livre, (b) desacoplamento entre retificadores, (c) tensões de saída dos indutores.....	79
Fig. 4.23: Tensões sobre os indutores L_{oT} e L_{oM}	80
Fig. 4.24: Modelos equivalentes dos indutores acoplados.	81
Fig. 4.25: Circuito equivalente da saída do conversor.	82
Fig. 4.26: Ondulação de corrente no indutor, simplificada.	83
Fig. 4.27: Ondulação de corrente nos indutores L_T e L_M	84
Fig. 4.28: Ondulações de correntes no indutor L_T com e sem componentes de AF.....	85
Fig. 4.29: Tensão sobre o interruptor S_T	85
Fig. 4.30: Tensões sobre os diodos D_T e D_M	85
Fig. 4.31: Tensões sobre os indutores L_o	86
Fig. 4.32: Ondulações de corrente através dos indutores L_T e L_M	86
Fig. 4.33: Diagrama de blocos do controle <i>feedforward</i> aplicado ao retificador trifásico.	87
Fig. 4.34: (a) Célula de comutação e (b) modelo equivalente simplificado do interruptor PWM.....	89
Fig. 4.35: Circuito equivalente do retificador trifásico abaixador série.....	90
Fig. 4.36: Circuito equivalente para pequenos sinais.....	90
Fig. 4.37: Circuitos equivalentes desacoplado para pequenos sinais.	90
Fig. 4.38: Diagrama simplificado da saída do retificador T.....	91
Fig. 4.39: Ondulação de corrente parametrizada em função do ângulo ωt e do índice de modulação.....	92
Fig. 4.40: Relação entre índice de modulação pelo ângulo de tangenciamento das correntes.	93
Fig. 4.41: Compensador proporcional-integral-derivativo.....	99
Fig. 4.42: Diagrama de Bode do sistema em malha aberta do conversor.....	100
Fig. 4.43: Corrente e tensão de entrada escalonada por 10.	101
Fig. 4.44: Detalhe do cruzamento por zero da tensão e da corrente de entrada.	101
Fig. 4.45: Correntes de entrada $I_T(t)$ e $I_M(t)$	101
Fig. 4.46: Análise harmônica das correntes de entrada $I_T(t)$ e $I_M(t)$	101
Fig. 4.47: Ondulação de corrente no indutor L_{oT} e corrente de entrada $I_T(t)$	102
Fig. 4.48: tensões $V_{oM}(t)$, $V_{oT}(t)$ e $V_o(t)$ escalonada por 2.	102
Fig. 4.49: Tensão de saída $V_{oM}(t)$ e corrente no indutor L_{oM} durante transitório de carga de 100%.....	102
Fig. 4.50: Correntes de entrada durante transitório de carga de 100%.....	102
Fig. 4.51: Circuito de potência dimensionado.....	103
Fig. 4.52: Circuito de controle dimensionado para cada retificador monofásico.....	104
Fig. 4.53: Corrente e tensão na entrada do retificador M. (10 A/div, 100 V/div e 5 ms/div).....	104
Fig. 4.54: Correntes nos indutores L_{oT} e L_{oM} . (10 A/div. e 5 ms/div).....	106
Fig. 4.55: Correntes de entrada e corrente no indutor do retificador M (20 A/div. e 5 ms/div).....	106
Fig. 4.56: Correntes de entrada nos retificadores T e M. (10 A/div. e 5 ms/div).....	106

Fig. 4.57: Ondulações das tensões de saída $V_{oT}(t)$ e $V_{oM}(t)$. (5 V/div. e 5 ms/div).....	107
Fig. 4.58: Correntes de entrada no transformador Scott. (10 A/div. e 5 ms/div)	107
Fig. 4.59: Curva de rendimento do retificador	108
Fig. 5.1: Retificador trifásico abaixador paralelo	111
Fig. 5.2: Circuito equivalente do retificador trifásico buck paralelo.....	112
Fig. 5.3: Estados topológicos: (a) o interruptor S_T conduz, (b) o diodo D conduz, (c) o interruptor S_M conduz	112
Fig. 5.4: Tensão sobre o diodo D	113
Fig. 5.5: Circuito equivalente simplificado.....	114
Fig. 5.6: Tensão sobre o indutor L_o	114
Fig. 5.7: Ondulação de corrente no indutor L_o	115
Fig. 5.8: Tensão sobre o diodo D	115
Fig. 5.9: Tensão sobre o indutor L_o	116
Fig. 5.10: Ondulação de corrente no indutor L_o	116
Fig. 5.11: Representação das razões cíclicas $d_T(t)$ e $d_M(t)$	117
Fig. 5.12: Diagrama de blocos da estratégia de controle.....	120
Fig. 5.13: Circuito equivalente com o modelo do interruptor PWM.....	120
Fig. 5.14: Circuito equivalente simplificado	120
Fig. 5.15: Diagrama de Bode assintótico da função de transferência $G_v(s)$	121
Fig. 5.16: Diagrama simplificado da saída do retificador paralelo.	122
Fig. 5.17: Diagrama de Bode do sistema em malha aberta do conversor.....	127
Fig. 5.18: Corrente e tensão de entrada no retificador T	128
Fig. 5.19: Corrente e tensão de entrada no retificador M	128
Fig. 5.20: Correntes de entrada nos retificadores T e M	128
Fig. 5.21: Corrente no indutor L_o	128
Fig. 5.22: Tensão de saída	128
Fig. 5.23:Correntes de entrada durante transitório de carga.....	129
Fig. 5.24: Tensão de saída $V_o(t)$ e corrente no indutor $I_{L_o}(t)$ durante transitório de carga.	129
.....	129
Fig. 6.1: Retificador trifásico abaixador série-paralelo.	131
Fig. 6.2: Circuito equivalente do retificador trifásico buck série-paralelo.....	133
Fig. 6.3: Estados topológicos: (a) os interruptores S_M e S_T conduzem, (b) O interruptor S_M e o diodo D_T conduzem, (c) o interruptor S_T e o diodo D_M conduzem, (d) os diodos D_T e D_M conduzem	133
Fig. 6.4: Tensão sobre os indutor L_o	134
Fig. 6.5: Ondulação de corrente no indutor L_o	135
Fig. 6.6: Tensão sobre os indutor L_o para $t_0=0$	136
Fig. 6.7: Ondulações de corrente através do indutor L_o para $t_0=0$ e a $t_0=T_s/2$	136
Fig. 6.8:Ondulação de corrente no indutor L_o em função de M_i e $t_0\omega_s$	137
Fig. 6.9: Tensões $V_{inT}(t)$, $V_{inM}(t)$ e $V_{inT}(t)+V_{inM}(t)$	138
Fig. 6.10: Tensão sobre o indutor L_o	139
Fig. 6.11: Ondulação de corrente no indutor L_o para $t_0=T_s/2$	139
Fig. 6.12: Ondulação de corrente no indutor L_o para $t_0=0$	140
Fig. 6.13: Diagrama de blocos da estratégia de controle simplificada.....	141
Fig. 6.14: Ondulação de corrente no indutor L_o	142
Fig. 6.15: Detalhe da ondulação de corrente no indutor L_o em alta freqüência.	142
Fig. 6.16: Correntes de entrada e tensões de entrada escalonadas em 20 vezes.....	142
Fig. 6.17: Tensão de saída	142
Fig. 6.18: Ondulação de corrente no indutor L_o	143
Fig. 6.19: Tensão de saída	143

Fig. 6.20: Correntes de entrada e tensões de entrada escalonadas em 20 vezes.....	143
Fig. 6.21: Espectro harmônico das correntes de entrada.....	143
Fig. 6.22: Diagrama de blocos da estratégia de controle com <i>feedforward</i> de tensão...	144
Fig. 6.23: Ondulação de corrente no indutor L_o	144
Fig. 6.24: Tensão de saída.....	144
Fig. 6.25: Correntes de entrada e tensões de entrada escalonadas em 20 vezes.....	145
Fig. 6.26: Espectro harmônico das correntes de entrada.....	145
Fig. 6.27: Espectro harmônico da tensão da fase A.....	145
Fig. 6.28: Espectro harmônico da tensão da fase B.....	145
Fig. 6.29: Espectro harmônico da tensão da fase C.....	145
Fig. 6.30: Ondulação de corrente no indutor L_o	146
Fig. 6.31: Tensão de saída.....	146
Fig. 6.32: Correntes de entrada e tensões de entrada escalonadas em 20 vezes.....	146
Fig. 6.33: Espectro harmônico das correntes de entrada.....	146
Fig. 6.34: Correntes de fase e tensões de fase escalonadas em 10 vezes.....	147
Fig. 6.35: Espectro harmônico das correntes de fase	147
Fig. 6.36: Diagrama de blocos da estratégia de controle com pré-alimentação de tensão e corrente	147
Fig. 6.37: Ondulação de corrente no indutor L_o	148
Fig. 6.38: Tensão de saída.....	148
Fig. 6.39: Correntes de entrada e tensões de entrada escalonadas em 20 vezes.....	148
Fig. 6.40: Espectro harmônico das correntes de entrada.....	148
Fig. 6.41: Correntes de fase e tensões de fase escalonadas em 10 vezes.	148
Fig. 6.42: Espectro harmônico das correntes de fase	148
Fig. 6.43: Circuito equivalente com o modelo do interruptor PWM do retificador....	149
Fig. 6.44: Circuito equivalente de pequenos sinais do conversor série-paralelo.....	150
Fig. 6.45: Circuito equivalente simplificado do conversor série-paralelo.....	150
Fig. 6.46: Diagrama de Bode do sistema em malha aberta do conversor.....	152
Fig. 6.47: Ondulação de corrente no indutor L_o	153
Fig. 6.48: Detalhe da ondulação de corrente no indutor L_o	153
Fig. 6.49: Corrente e tensão da fase A.....	154
Fig. 6.50: Detalhe do cruzamento por zero da tensão e corrente na fase A.	154
Fig. 6.51: Correntes no enrolamento secundário do transformador Scott.....	154
Fig. 6.52: Tensão de saída.....	154
Fig. 6.53: Tensão de saída e corrente no indutor L_o durante transitório de carga.	155
Fig. 6.54: Correntes de fase durante transitório de carga.....	155
Fig. 6.55: Ondulação de corrente no indutor L_o	156
Fig. 6.56: Tensão de saída.....	156
Fig. 6.57: Corrente e tensão da fase A.....	156
Fig. 6.58: Correntes de entrada nas fases A, B e C.	156
Fig. 6.59: Circuito de potência projetado.	157
Fig. 6.60: Transformador T.	157
Fig. 6.61: Transformador M.	157
Fig. 6.62: Circuito de controle com <i>feedforward</i> de tensão projetado.....	158
Fig. 6.63: Corrente e tensão na entrada do retificador M. (10 A/div, 200 V/div e 5 ms/div).....	160
Fig. 6.64: Corrente e tensão na entrada do retificador T. (10 A/div, 200 V/div e 5 ms/div)).....	160
Fig. 6.65: Tensões de entrada no transformador Scott. (100 V/div. e 5 ms/div).....	161
Fig. 6.66: Correntes de entrada e corrente no indutor de saída. (5 A/div. e 5 ms/div).	161

Fig. 6.67: Ondulação de corrente no indutor. (5 A/div. e 2 ms/div)	161
Fig. 6.68: Ondulação de tensão de saída $V_o(t)$. (2 V/div. e 5 ms/div).....	161
Fig. 6.69: Circuito de controle com <i>feedforward</i> de tensão e corrente projetado.....	162
Fig. 6.70: Corrente e tensão na entrada do retificador M com <i>feedforward</i> . (20 A/div, 200 V/div e 5 ms/div)	163
Fig. 6.71: Corrente e tensão na entrada do retificador T com <i>feedforward</i> . (20 A/div, 200 V/div e 5 ms/div)	163
Fig. 6.72: Correntes de entrada no transformador Scott. (10 A/div. e 5 ms/div)	163
Fig. 6.73: Ondulação da tensão de saída $V_o(t)$. (500 mV/div. e 5 ms/div).....	163
Fig. 6.74: Ondulação de baixa freqüência do indutor de saída (1 A/div. e 2 ms/div)..	164
Fig. 6.75: Curva de rendimento do retificador.	164

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 3.1: Especificações de projeto	38
Tabela 3.2: Parâmetros do controlador de corrente	46
Tabela 3.3: Parâmetros do controlador de tensão	48
Tabela 3.4: Lista de componentes utilizados	56
Tabela 4.1: Parâmetros do retificador abaixador em condução contínua	69
Tabela 4.2: Parâmetros do retificador trifásico buck série	79
Tabela 4.3: Especificações de projeto	96
Tabela 4.4: Parâmetros do controlador de tensão	100
Tabela 4.5: Lista de componentes do circuito de controle	105
Tabela 5.1: Parâmetros do retificador trifásico abaixador paralelo	113
Tabela 5.2: Especificações de projeto	124
Tabela 5.3: Parâmetros do controlador de tensão	127
Tabela 6.1: Parâmetros do retificador trifásico abaixador série-paralelo	134
Tabela 6.2: Especificações da simulação	141
Tabela 6.3: Especificações de projeto	150
Tabela 6.4: Parâmetros do controlador de tensão	152
Tabela 6.5: Lista de componentes de potência	157
Tabela 6.6: Lista de componentes	159

Capítulo 1 - Introdução Geral

A dependência da humanidade por fontes energéticas não renováveis e a escassez de investimentos em alternativas renováveis reforçam a necessidade do uso mais eficiente dos recursos energéticos disponíveis. Esse anseio estimula intensamente o desenvolvimento de tecnologias que possibilitem o uso racional e otimizado, bem como o desenvolvimento de novas fontes desse recurso fundamental para a vida. Os esforços para prover soluções são notados nos investimentos públicos e privados em quase todo o globo.

Entre as muitas formas de energia pode-se destacar a elétrica, uma das mais utilizadas pela civilização no último século, devido a sua facilidade no transporte, versatilidade e elevado rendimento nas conversões. O desenvolvimento das técnicas de domínio da energia elétrica está associado intimamente à Engenharia Elétrica. Neste ramo da ciência, realiza-se o estudo desde a geração e transporte até o seu uso nas residências, no controle e automação de processos, nas telecomunicações, em medicina, em redes de computadores, etc. Ela está presente em praticamente todas as atividades da vida humana.

Assim como muitas outras áreas da ciência, a Engenharia Elétrica desenvolve em suas muitas vertentes, tecnologias que contribuem na busca de soluções para a escassez energética. Uma dessas áreas de pesquisa é a Eletrônica de Potência. Essa atua na pesquisa e desenvolvimentos de técnicas de conversão estáticas de energia elétrica, seja na busca da elevação do rendimento, na qualidade no processamento de energia, na redução de custo e volume ou em qualquer outra característica almejada.

O processamento eletrônico de energia elétrica é fundamental para qualquer nação que almeje o desenvolvimento e a qualidade de vida de sua população. Em um momento que há uma busca incessante para evitar o esgotamento das fontes energéticas, a Eletrônica de Potência pode possibilitar a utilização em larga escala de fontes alternativas como solar e eólica, em franco desenvolvimento. [1-2]

A Eletrônica de Potência pode ser definida como uma ciência aplicada ao estudo dos conversores estáticos. É a área da Engenharia Elétrica que lida com o condicionamento da energia elétrica, utilizando elementos da eletrônica, como capacitores, indutores, interruptores, diodos etc., para controlar o fluxo de energia entre diferentes sistemas elétricos. [3] Muitas podem ser as funções desses conversores, desde uma adequação de níveis de corrente e tensão, como retificadores para alimentação de circuitos eletrônicos, até conversores diretos e indiretos de freqüência, corrente e tensão para acionamentos e controles elétricos de máquinas com potência na ordem de dezenas ou centenas de MW.

Nas últimas décadas, com a utilização dos conversores estáticos nas mais diversas aplicações, o conteúdo harmônico de corrente no sistema elétrico passou a ser preocupante. O fator de potência (FP), antes basicamente calculado a partir do fator de deslocamento, ou seja, a defasagem entre a tensão e a corrente na rede, passou a ter outro fator significativo: a distorção da forma de onda da corrente. Essa distorção se deve principalmente à natureza não linear das cargas conectadas ao sistema elétrico como, por exemplo, os equipamentos eletrônicos industriais que utilizam retificadores não controlados e com tiristores. A redução do fator de potência pode ser entendida como um mau aproveitamento da energia disponível.

Os componentes harmônicos de corrente são em geral causados por cargas não lineares, principalmente oriundos de retificadores convencionais com filtro capacitivo, que concentram a demanda de energia nos picos da onda senoidal de tensão da rede de distribuição. [4] Esses harmônicos que não contribuem com a potência ativa, circulam através dos cabos, transformadores e outros componentes do sistema de distribuição e transmissão, produzindo maior aquecimento por efeito Joule. Além disso, os pulsos de corrente concentrados nos picos das tensões senoidais causam deformações na forma de onda da tensão, devido a elementos parasitas presentes nos sistemas. Essa deformação causa prejuízo à qualidade da energia, diminuindo a vida útil e o rendimento de muitas cargas, como os motores de indução. Além disso, os harmônicos injetados na rede provocam interferências eletromagnéticas, comprometendo o funcionamento de circuitos eletrônicos ligados à rede.

Visando uma maior qualidade da energia elétrica e eficiência nas redes de distribuição, muitas restrições foram criadas a fim de limitar a quantidade de harmônicos de corrente gerada por fontes de alimentação CA-CC. [5] Com isso, os retificadores que incorporam na sua estrutura circuitos para correção de fator de potência vêm sendo pesquisados e utilizados no desenvolvimento de fontes de alimentação, sejam essas para pequenas lâmpadas ou até para grandes unidades ininterruptas de energia.

Os retificadores com elevado fator de potência têm como principal princípio, a adequação da forma de onda da sua corrente de entrada. As soluções mais comuns para atenuar os harmônicos utilizam interruptores comutados e modulação por largura de pulso (PWM) em alta freqüência para conformar a corrente de entrada conforme desejado. Essa técnica é aplicada tanto em retificadores monofásicos [6-11] como em trifásicos. [12-19]

Em aplicações onde a potência de saída é superior a 10 kW, o emprego de retificadores trifásicos é o mais adequado, já que possibilita o equilíbrio de corrente entre as três fases da rede de distribuição. Nessa área, as pesquisas e os estudos estão voltados para o desenvolvimento de topologias, métodos de comutação, estratégias de controle, modelagem e técnicas de modulação. [20--22]

Um fator de importante relevância em um retificador é o isolamento galvânico entre a entrada e a saída. A função deste isolamento é separar eletricamente a rede da carga, proporcionando maior segurança contra choques elétricos e falhas do sistema. Em muitos casos o isolamento, ou separação de circuitos, é regulado por normas. [23]

Entre os retificadores isolados, algumas estruturas apresentam um isolamento em alta freqüência [24-26], o que reduz consideravelmente o volume do transformador. Entretanto, devido à confiabilidade, robustez e segurança, os transformadores em baixa freqüência são predominantes em sistemas que exigem o isolamento.

No Brasil praticamente todos os fabricantes de unidades ininterruptas de energia utilizam isolamento a partir de um transformador de baixa freqüência, seja no inversor de saída ou na entrada do retificador. Esse isolamento em retificadores apresenta algumas vantagens sobre as alternativas de isolamento em alta freqüência, que justificam esta opção:

- Redução de interferências eletromagnéticas (EMI) propagadas pela carga ou provenientes da rede: o transformador atua como filtro passa-baixa, devido às suas elevadas indutâncias equivalentes;
- Limitação da corrente de curto-círcuito: A impedância intrínseca do transformador limita a corrente de curto-círcuito;
- Redução de riscos de explosões em áreas inflamáveis;
- Proteção contra descargas atmosféricas: devido às impedâncias já citadas, o transformador tem a propriedade de atenuar os surtos de tensão provenientes da rede, diminuindo consideravelmente o risco de falhas provocadas por estes.

Naturalmente as estruturas não-isoladas podem operar com isolamento incluindo um transformador trifásico/trifásico na entrada. Entretanto, a maior parte dessas estruturas apresenta três ou mais interruptores ativos. Também necessitam de processadores de alto desempenho e complexidade no controle das variáveis de saída. [20-22] Há estruturas que apresentam um número inferior de interruptores, um ou dois [27-28], todavia possuem muitas limitações, principalmente no tocante à redução da distorção harmônica.

Existem também os chamados retificadores multipulsos, ou passivos [29-33], que podem ser isolados. Estes utilizam a multiplicação do número de fases para aumentar o fator de potência de um retificador, diminuindo o número de harmônicos injetados na rede. Normalmente são utilizados em altas potências, acima de 100 kW, mas nada impede que sejam empregados em potências inferiores. Apesar de muito robustos, eles possuem algumas desvantagens: não possuem regulação de tensão de saída, e os transformadores são dimensionados para uma potência aparente maior que a potência ativa processada, devido ao confinamento dos harmônicos de corrente no núcleo e à circulação dos mesmos nos enrolamentos.

Outra alternativa para retificadores trifásicos isolados é o uso de retificadores monofásicos, aproveitando a separação dos circuitos secundários do transformador trifásico/trifásico. Na Fig. 1.1 é mostrado um exemplo dessa técnica, com o retificador monofásico elevador. [34]

Uma vantagem desta solução é que os retificadores monofásicos já possuem padrões de projetos consagrados e é uma tecnologia difundida na

indústria. Os modelos e as técnicas de controle são relativamente simples, e possibilitam um fator de potência unitário. Por fim, apresentam ainda um número mínimo de interruptores ativos igual a três.

Com o objetivo de diminuir o número de interruptores e aproveitar a vantagem do uso de retificadores monofásicos para aplicação em sistemas trifásicos, foi proposto por [35] um retificador trifásico elevador com apenas dois interruptores ativos. Na Fig. 1.2 é mostrada a topologia proposta.

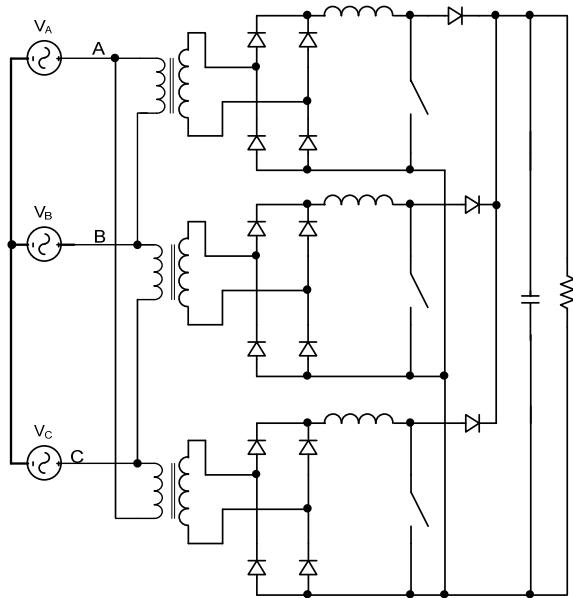


Fig. 1.1: Retificador trifásico isolado.

A idéia principal desta topologia é usar transformadores polifásicos que reduzem o número de fases, com equivalente equilíbrio, para reduzir o número de enrolamentos secundários e consequentemente o número de conversores monofásicos do sistema. Em [36] são apresentados estudos dos aspectos práticos do retificador elevador proposto.

O transformador trifásico/bifásico usado em [34] possuem a conexão Scott. Trata-se de uma conexão entre dois transformadores monofásicos que possibilita a adaptação de uma rede trifásica a uma rede bifásica. Outra opção deste tipo de transformador é a conexão Le-Blanc. [35] Nesse caso utiliza-se um transformador trifásico modificado para se obter uma estrutura similar à conexão Scott.

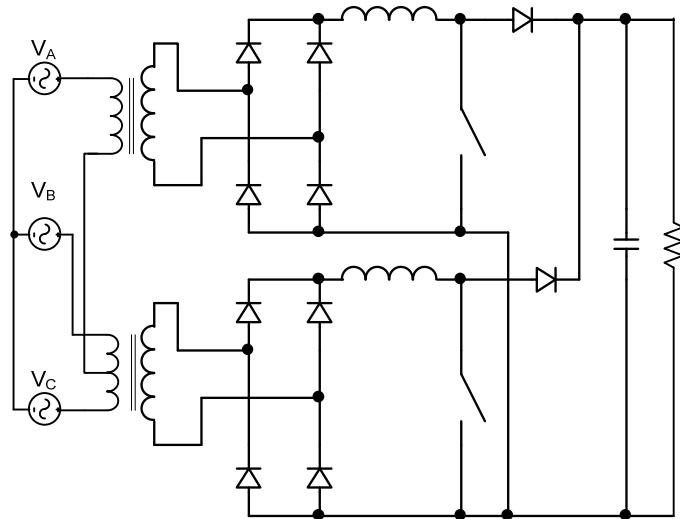


Fig. 1.2: Retificador trifásico com fator de potência unitário. [13]

Em linha com as idéias propostas em [34] e [35], no presente trabalho propõem-se novas conexões para os retificadores baseados nos transformadores trifásico/bifásico, que agregam significativas vantagens.

A primeira proposta é uma variação do retificador trifásico elevador da Fig. 1.2 mostrada na Fig. 1.3. Nessa conexão acrescentam-se duas significativas vantagens: redução da tensão sobre os interruptores e ponto médio regulado no barramento de saída.

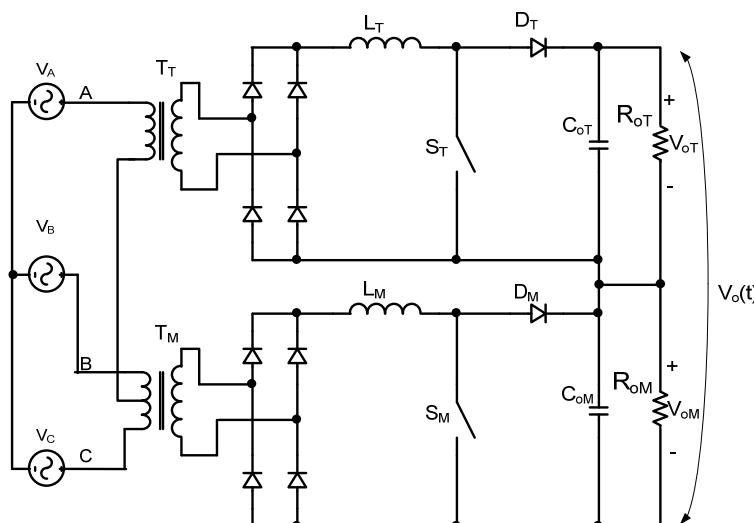


Fig. 1.3: Retificador trifásico elevador série.

São propostas outras três estruturas retificadoras abaixadoras em diferentes conexões. A primeira utilizando uma conexão série que também permite o uso de um ponto médio regulado. O esquema de circuitos desta topologia é mostrado na Fig. 1.4. Como se trata de uma topologia do tipo buck, apresenta entrada em tensão e saída em corrente.

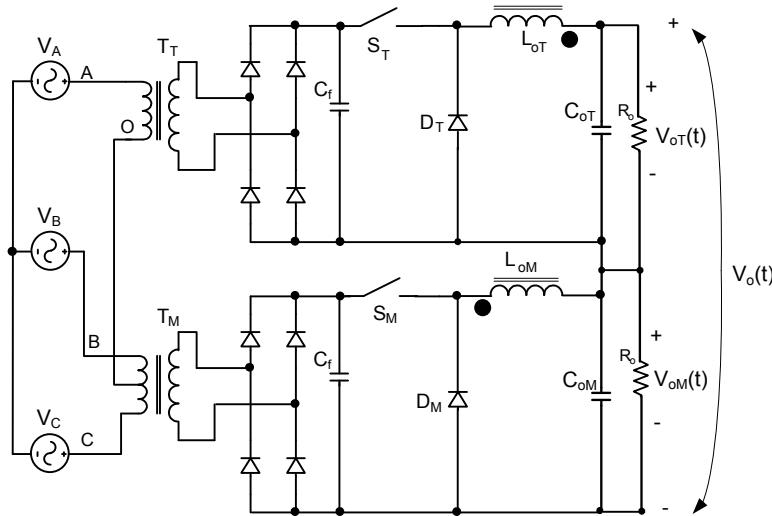


Fig. 1.4: Retificador trifásico abaixador série.

A estrutura do tipo buck não necessita de circuito auxiliar para limitar as correntes de partida. Para os filtros de entrada, aproveitam-se as indutâncias de dispersão do transformador trifásico/bifásico, exigindo apenas o acréscimo dos capacitores dos filtros LC nas entradas.

A conexão paralela do retificador abaixador é apresentada na Fig. 1.5. Essa estrutura necessita de uma limitação na razão cíclica para operar com fator de potência unitário. Em contrapartida, apresenta um único indutor de saída e com ondulação de corrente apenas em alta freqüência, reduzindo significativamente o volume deste elemento magnético.

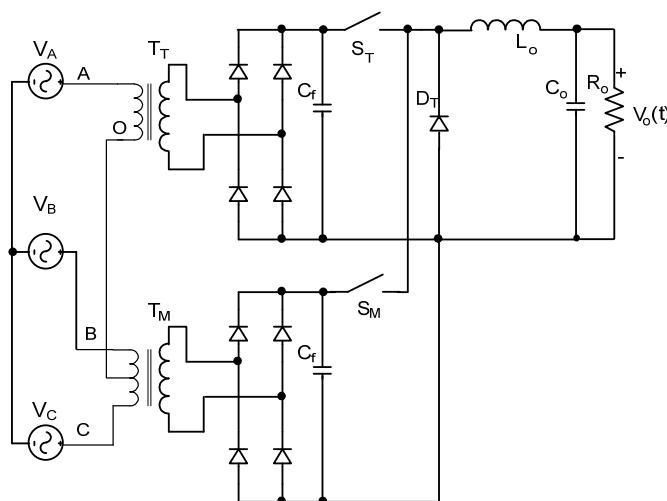


Fig. 1.5: Retificador trifásico abaixador paralelo.

A última variação topológica das estruturas propostas é o retificador abaixador série-paralelo, apresentado na Fig. 1.6. Suas características são

similares ao retificador abaixador paralelo, entretanto opera para qualquer razão cíclica, não havendo necessidade de limitação.

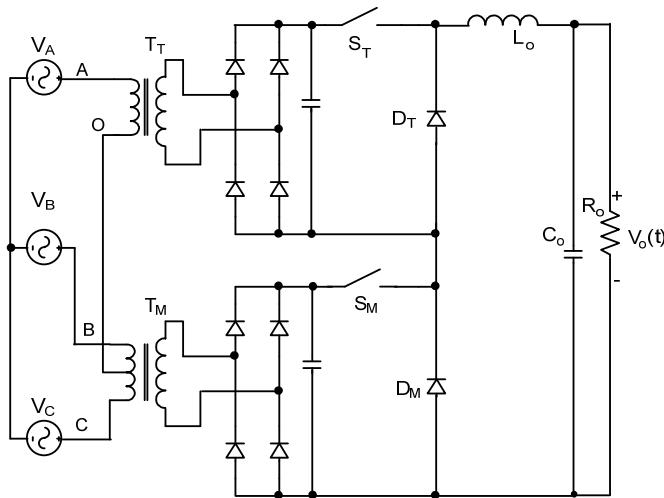


Fig. 1.6: Retificador trifásico abaixador série-paralelo.

1.1 Objetivos e Metodologia

Este trabalho tem como objetivo geral desenvolver novas estruturas de retificadores trifásicos isolados em baixa freqüência com elevado fator de potência, aliando simplicidade e robustez.

Os desdobramentos dos estudos incluem objetivos específicos relacionados com o objetivo geral deste trabalho:

- Análise quantitativa e qualitativa dos retificadores;
- Modelagem linear das estruturas propostas;
- Estudo e aplicação de técnicas de controle dinâmico;
- Verificação por simulação numérica da análise realizada;
- Verificação experimental das análises teóricas realizadas a partir da implementação de protótipos.

A metodologia aplicada é baseada na proposição de novas estruturas e respectivas técnicas de controle a partir de soluções já existentes. A verificação dos resultados será realizada através da análise dos resultados obtidos por simulação e da implementação de protótipos, com a medida das grandezas relacionadas às características de funcionamento de cada estrutura proposta.

1.2 *Organização do trabalho*

O trabalho inicia com uma breve revisão dos dois principais transformadores trifásicos/bifásicos, no Capítulo 2. Primeiramente a conexão Scott e posteriormente a Le-Blanc. Nessa análise são verificadas as principais características de ambos e uma breve comparação entre ambos.

No capítulo 3 apresenta-se o retificador elevador em conexão série. Inicia-se com uma análise em regime permanente do funcionamento do conversor. Posteriormente propõe-se a modelagem linear do comportamento dinâmico e duas estratégias de controle em malha fechada. Por fim são mostradas simulações numéricas e a implementação de um protótipo com o objetivo de validar os resultados teóricos.

Nos capítulos 4, 5 e 6 são abordados os retificadores trifásicos abaixadores nas conexões série, paralela e série-paralela, respectivamente. Em cada capítulo são apresentadas as análises teóricas de cada retificador. Posteriormente, têm-se as análises dinâmicas, as estratégias de controle adotadas e um procedimento de projeto para cada retificador. Para verificação dos resultados teóricos são apresentadas as respectivas simulações numéricas com as grandezas de interesse relacionadas a cada um destes. Os resultados experimentais obtidos são mostrados e discutidos.

Por fim, na seção seguinte são feitas as considerações e conclusões finais referentes a todos os estudos e proposições realizadas neste trabalho. Complementando o texto encontram-se nos apêndices, as listagens dos arquivos de simulações numéricas utilizados.

Capítulo 2 - Transformadores Trifásicos/Bifásicos

2.1 *Introdução*

Os transformadores se destacam principalmente pela multiplicidade de aplicações em que são empregados, desde sistemas elétricos de potência, como usinas e redes de transmissão, até diminutos circuitos eletrônicos. Eles podem ser definidos como conversores de energia elétrica de corrente alternada (CA) que operam baseados nos princípios das leis de Faraday e de Lenz. É um dispositivo principalmente destinado a isolar galvanicamente dois circuitos, transmitindo energia elétrica de um circuito a outro, adequando tensões, correntes e ou impedâncias elétricas.

Construtivamente, o transformador elétrico consiste de dois ou mais enrolamentos de material condutor e um circuito magnético que os acopla.

Existem diferentes transformadores com diferentes tipos de circuitos, mas todos operam sobre o mesmo princípio de indução eletromagnética. Eles podem ser classificados pelo número de fases. Nessa classificação se destacam os trifásicos e os monofásicos, devido principalmente aos sistemas de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica adotados em todo o globo.

Os transformadores polifásicos, onde estão inseridos os trifásicos, são estudados e utilizados desde o fim do século XIX. Existem muitas razões para o aumento ou a diminuição do número de fases, principalmente em sistemas de potência, transmissão e distribuição de energia. Por exemplo, um sistema de transmissão de longa distância utilizando uma transmissão trifásica é economicamente superior a um sistema monofásico. Em contrapartida, em um sistema de distribuição, o monofásico oferece vantagens sobre o trifásico. Na tentativa de aliar essas vantagens de ambos os sistemas, surgiram os transformadores trifásico/bifásico.

Há muitas aplicações em que uma transformação entre sistemas trifásicos e bifásicos é utilizada. Entre elas, a alimentação de sistemas de transporte do tipo trem de alta velocidade. [37-41]

Entre outras aplicações estão sistemas que exigem as seguintes características: [42]

- Prover um sistema trifásico a partir de um sistema bifásico existente;
- Alimentar um motor trifásico a partir de um sistema bifásico;
- Interconectar um sistema bifásico de distribuição a um sistema trifásico de transmissão;
- Alimentar uma carga monofásica a partir de um sistema trifásico e manter um razoável balanço entre as fases.

Os principais transformadores trifásico/bifásico são realizados através das conexões Scott e a Le-Blanc. Ambos possibilitam a transformação de fases mantendo o equilíbrio conveniente. Além disso, são permutáveis entre si e bidirecionais, convertendo um sistema trifásico com defasagens de 120° em um sistema bifásico de 90° e vice-versa.

Neste capítulo faz-se um breve estudo sobre as principais características, vantagens e desvantagens das conexões Scott e Le-Blanc. O uso de um número reduzido de fases, proporcionado por estes, mantendo o equilíbrio do sistema, possibilita a obtenção de retificadores simples e com reduzido número de interruptores.

2.2 Conexão Scott

Em 1894, Charles Scott (1864-1944) apresentou pela primeira vez no encontro da “*National Electric Light Association*” um novo método para obter transformação de fase: o transformador Scott ou “T”. As vantagens dos sistemas bifásicos para distribuição de energia elétrica e as vantagens dos sistemas trifásicos para a sua transmissão o levaram a criar um método que permitisse manter as vantagens individuais de cada sistema. Entre as primeiras aplicações da conexão Scott está a conversão das saídas bifásicas de uma hidrelétrica de Niagara Falls, no estado de Nova Iorque nos EUA, em um sistema trifásico de transmissão que fornecia energia para Buffalo, no mesmo estado, em 1896. [36]

A partir de dois transformadores monofásicos, com a conexão apropriada, tem-se um transformador trifásico/bifásico que possibilita equilíbrio

na distribuição de potência entre as fases. Um dos transformadores monofásicos deve possuir derivação central, sendo este o chamado transformador “principal”, “M” ou “Main”. Nessa derivação é conectado o outro transformador, chamado de transformador “T” ou “teaser”. As conexões adequadas são apresentadas na Fig. 2.1.

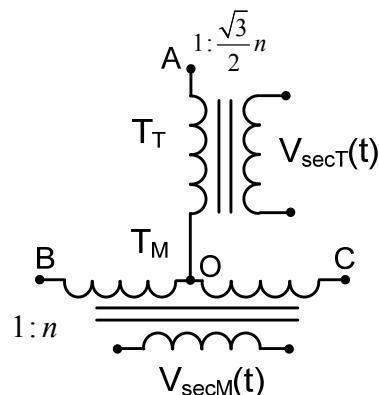


Fig. 2.1: Transformador trifásico na conexão Scott.

Cada enrolamento secundário dos transformadores monofásicos que compõem a conexão Scott constitui uma fase do sistema bifásico. No lado trifásico têm-se três vetores de tensão defasados de 120° e no lado bifásico tem-se dois vetores defasados em 90° . A representação fasorial do transformador é apresentada na Fig. 2.2.

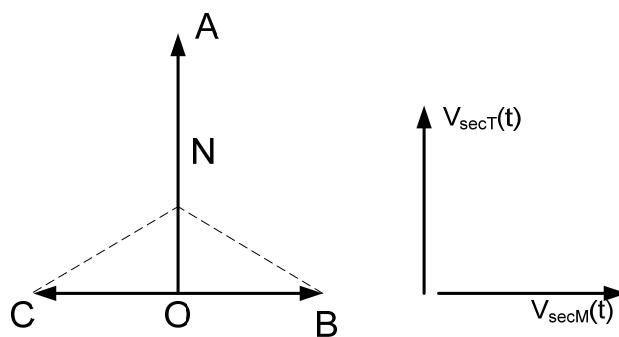


Fig. 2.2: Vetores derivados da conexão Scott.

A derivação central no ponto O não corresponde ao neutro do sistema trifásico. O ponto neutro N pode ser obtido para uma operação a quatro fios, realizando uma derivação no transformador “T” adequadamente.

Os pontos ABC formam claramente um triângulo equilátero. Sendo o vetor CB perpendicular ao vetor AO , obtém-se, por geometria, a relação entre os módulos de ambos, dada pela expressão (2.1).

$$AO = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot CB \quad (2.1)$$

Esta expressão (2.1) corresponde à relação entre as tensões dos primários dos transformadores M e T. Então, a tensão no primário do T é equivalente a cerca de 87% da tensão primária no M. Se o módulo de CB é expressa pela equação (2.2), tem-se que AO é dada por (2.3).

$$CB = 1\text{pu} \quad (2.2)$$

$$AO = 0,866\text{pu} \quad (2.3)$$

Analizando a composição das correntes primárias, pode-se verificar que, por simetria, a corrente I_{AO} é dividida igualmente pelas bobinas CO e OB. Considerando a relação de transformação do transformador M unitária, as respectivas correntes I_{CO} e I_{OB} são representadas por (2.4) e (2.5).

$$I_{CO} = I_{secM} + \frac{I_{AO}}{2} [\text{A}] \quad (2.4)$$

$$I_{OB} = I_{secM} + \frac{I_{AO}}{2} [\text{A}] \quad (2.5)$$

As correntes dos enrolamentos secundários estão em quadratura e são dadas pelas equações (2.6) e (2.7).

$$I_{secM} = 1 \angle 90^\circ \text{pu} \quad (2.6)$$

$$I_{secT} = 1 \angle 0^\circ \text{pu} \quad (2.7)$$

A corrente I_{AO} é obtida a partir da corrente secundária do transformador T, dividida pela relação de transformação do mesmo, dada por (2.8).

$$I_{AO} = \frac{2}{\sqrt{3}} \angle 0^\circ \text{pu} \quad (2.8)$$

Substituindo (2.6) e (2.8) em (2.4) e (2.5), obtém-se as expressões (2.9) e (2.10).

$$I_{CO} = \frac{2}{\sqrt{3}} \angle 120^\circ \text{pu} \approx 1,155 \angle 120^\circ \text{pu} \quad (2.9)$$

$$I_{OB} = \frac{2}{\sqrt{3}} \angle -120^\circ \text{ pu} \approx 1,155 \angle -120^\circ \text{ pu} \quad (2.10)$$

A parcela de corrente no primário do transformador M resultante da corrente do transformador T eleva o valor eficaz de corrente nas bobinas CO e OB. Entretanto, não há reflexos dessa corrente no enrolamento secundário. O fluxo gerado no núcleo é nulo, devido ao sentido das correntes e à divisão igualitária desta entre os enrolamentos CO e OB. Portanto, o núcleo do transformador M é projetado para potência nominal da carga do enrolamento secundário, e as bobinas do primário são projetadas para uma corrente com acréscimo de 15%, aproximadamente. Na Fig. 2.3 é apresentado o diagrama fasorial da composição das correntes no transformador M.

A corrente reativa detectada no transformador M deve ser considerada durante o projeto desse transformador. Essa elevação equivale a 7,75% na quantidade de cobre nos enrolamentos do transformador M.

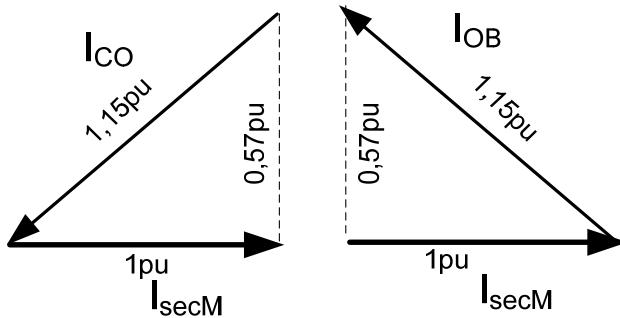


Fig. 2.3: Diagrama fasorial das correntes no transformador M.

2.3 Conexão Le-Blanc

Uma alternativa para a conexão Scott em uma transformação trifásica/bifásica é a conexão Le-Blanc. Esse transformador foi desenvolvido no final do século XIX e não adquiriu a mesma popularidade da conexão Scott. Entretanto, apresenta eficiência similar, sendo uma alternativa atrativa para substituí-lo. [42]

Na Fig. 2.4 é apresentado o esquema da conexão Le-Blanc. Esse transformador possui o lado trifásico ligado em delta, o que permite o uso de um núcleo trifásico, diferentemente da conexão Scott.

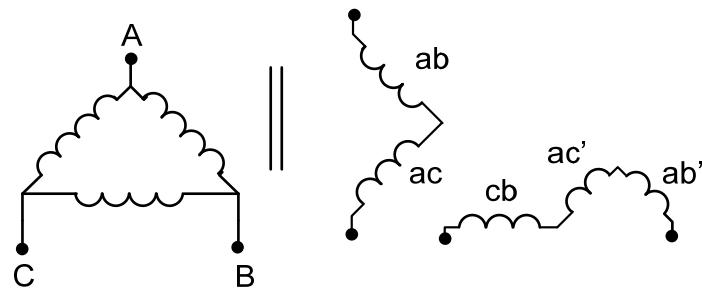


Fig. 2.4: Conexão Le-Blanc.

Na Fig. 2.5 é apresentado o diagrama fasorial das tensões do transformador na conexão Le-Blanc. Por esse se verifica que há um processamento de reativos, idêntico ao Scott, nos enrolamentos dos secundários.

A corrente que circula pelos segmentos *ab* e *ac* é a mesma, assim como a que circula pelos segmentos *bc*, *ac'* e *ab*. Por sua vez, as fases das tensões de cada enrolamento são diferentes. Isso significa que a tensão e a corrente em alguns desses enrolamentos não estarão em fase, configurando o processamento de potência reativa.

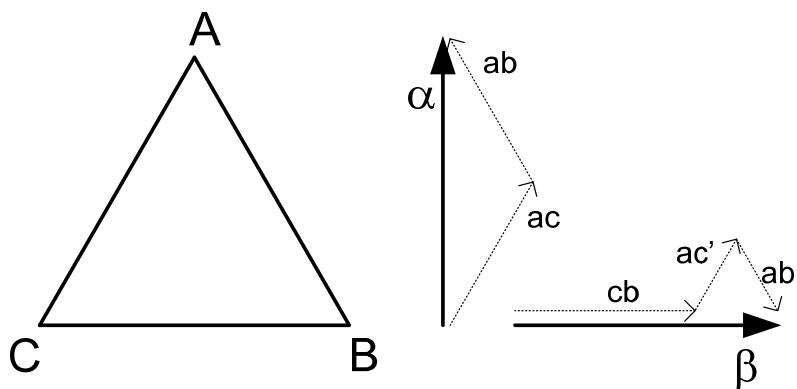


Fig. 2.5: Vetores derivados da conexão Le-Blanc.

Considerando que as correntes dos enrolamentos secundários I_α e I_β estão em fase com as respectivas tensões, V_α e V_β , sendo expressas por (2.11), (2.12), (2.13) e (2.14):

$$V_\alpha = 1 \angle 90^\circ \text{ pu} \quad (2.11)$$

$$V_\beta = 1 \angle 0^\circ \text{ pu} \quad (2.12)$$

$$I_\alpha = 1 \angle 90^\circ \text{ pu} \quad (2.13)$$

$$I_\beta = 1 \angle 0^\circ \text{ pu} \quad (2.14)$$

As correntes nos enrolamentos individuais que compõem os secundários serão expressas por (2.15) e (2.16).

$$I_{ab} = I_{ac} = 1 \angle 0^\circ \text{ pu} \quad (2.15)$$

$$I_{cb} = I_{ac'} = I_{ab'} = 1 \angle 90^\circ \text{ pu} \quad (2.16)$$

As tensões dos enrolamentos individuais, por sua vez, são dadas pelas equações (2.17), (2.18), (2.19), (2.20) e (2.21).

$$V_{cb} = \frac{2}{3} \angle 0^\circ \text{ pu} \quad (2.17)$$

$$V_{ab} = \frac{1}{\sqrt{3}} \angle 120^\circ \text{ pu} \quad (2.18)$$

$$V_{ac} = \frac{1}{\sqrt{3}} \angle -120^\circ \text{ pu} \quad (2.19)$$

$$V_{ab'} = -\frac{1}{3} \angle 120^\circ \text{ pu} \quad (2.20)$$

$$V_{ac'} = \frac{1}{3} \angle -120^\circ \text{ pu} \quad (2.21)$$

As potências reativas de cada um dos enrolamentos podem ser determinadas pelas expressões (2.22), (2.23), (2.24), (2.25) e (2.26).

$$R_{cb} = V_{cb} \cdot I_{cb} \cdot \sin(0^\circ) = 0 \text{ pu} \quad (2.22)$$

$$R_{ab} = V_{ab} \cdot I_{ab} \cdot \sin(-120^\circ - 90^\circ) = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \text{ pu} \quad (2.23)$$

$$R_{ac} = V_{ac} \cdot I_{ac} \cdot \sin(-120^\circ - 90^\circ) = -\frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \text{ pu} \quad (2.24)$$

$$R_{ab'} = V_{ab'} \cdot I_{ab'} \cdot \sin(120^\circ) = -\frac{\sqrt{3}}{6} \text{ pu} \quad (2.25)$$

$$R_{ac'} = V_{ac'} \cdot I_{ac'} \cdot \sin(-120^\circ) = \frac{\sqrt{3}}{6} \text{ pu} \quad (2.26)$$

Verifica-se que para cada componente reativa não nula, existe uma componente complementar. Isso significa que o somatório das potências reativas é nula. Entretanto, os enrolamentos ab , ac ab' e ac' são dimensionados para uma tensão superior ao componente resultante que efetivamente entrega potência ativa para a carga.

Comparando o enrolamento secundário do transformador na conexão Scott com o enrolamento secundário da conexão Le-Blanc verifica-se que o somatório das relações de transformação, para uma tensão e potência de saída padronizada, é superior na Le-Blanc. Na prática, isso significa que os enrolamentos secundários deste último possuem um número maior de espiras, o que significa mais material condutor.

Para a conexão Scott o somatório dos enrolamentos secundários (N_{Scott}) é expressa por (2.27).

$$N_{\text{Scott}} = n_{\text{secT}} + n_{\text{secM}} = 2 \quad (2.27)$$

Os parâmetros n_{secT} e n_{secM} são as relações de transformação dos enrolamentos secundários da conexão Scott.

Para o enrolamento secundário do transformador na conexão Le-Blanc, tem-se que o somatório ($N_{\text{Le-Blanc}}$) é dado pela equação (2.28). As variáveis n_{ac} , n_{ab} , $n_{\text{ac}'}$, $n_{\text{ab}'}$ e n_{cb} são as relações de transformação dos enrolamentos secundários da conexão Le-Blanc.

$$N_{\text{Le-Blanc}} = n_{\text{ac}} + n_{\text{ab}} + n_{\text{ac}'} + n_{\text{ab}'} + n_{\text{cb}} = 2,488 \quad (2.28)$$

Determinando a relação entre ambos os somatórios verifica-se que para a conexão Le-Blanc há um acréscimo de aproximadamente 24% no número de espiras dos enrolamentos secundários. Por sua vez, a conexão Scott, como verificado nas equações (2.9) e (2.10), apresenta uma corrente superior nos enrolamentos do transformador M, o que resulta em um acréscimo de 7,75% no volume de cobre para o primário.

Cabe destacar que o núcleo do transformador na conexão Le-Blanc é do tipo trifásico enquanto que a conexão Scott é composto por dois monofásicos. Isso representa uma redução do volume do núcleo para o primeiro [42], o que significa economia na quantidade de material usado no núcleo.

2.4 Resultados de Simulação

Para confirmar os resultados teóricos obtidos, realizaram-se as simulações dos dois transformadores estudados, considerando modelos ideais de funcionamento. Primeiramente, apresenta-se a conexão Scott e posteriormente a Le-Blanc.

2.4.1 Conexão Scott

O esquema de circuitos e o arquivo de simulação do circuito simulado podem ser encontrados no Apêndice A.

A Fig. 2.6 mostra as correntes de fases da rede. Estas estão defasadas em 120° e apresentam-se equilibradas. Para verificar o defasamento entre a corrente e tensão de entrada mostra-se simultaneamente, na Fig. 2.7, as formas de onda, para uma das fases da rede.

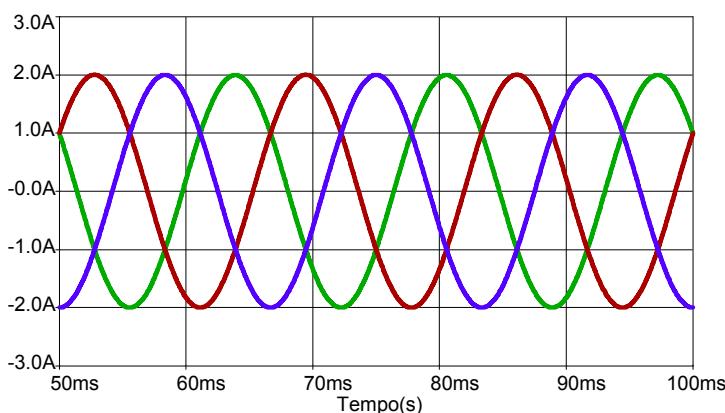


Fig. 2.6: Correntes de entrada.

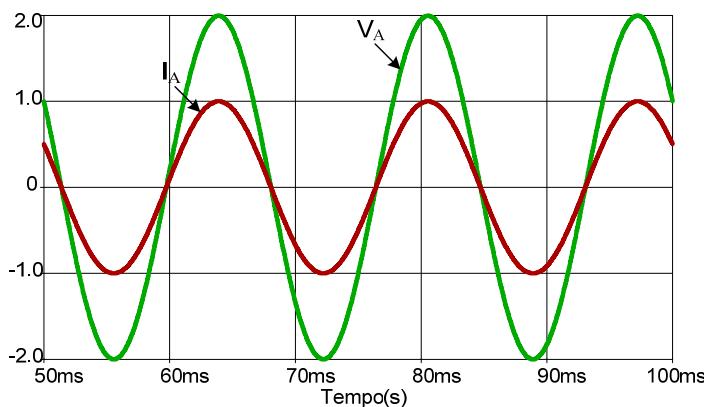


Fig. 2.7: Corrente e tensão (/100) em uma das fases de entrada.

As formas de onda das potências instantâneas processadas pelos enrolamentos CO , BO e CB que compõe o primário do transformador M, são

ilustradas na Fig. 2.8. Nota-se que P_{CO} e P_{BO} apresentam componentes reativas. Os valores das potências aparente e ativa para o enrolamento CO são apresentados na Fig. 2.9.

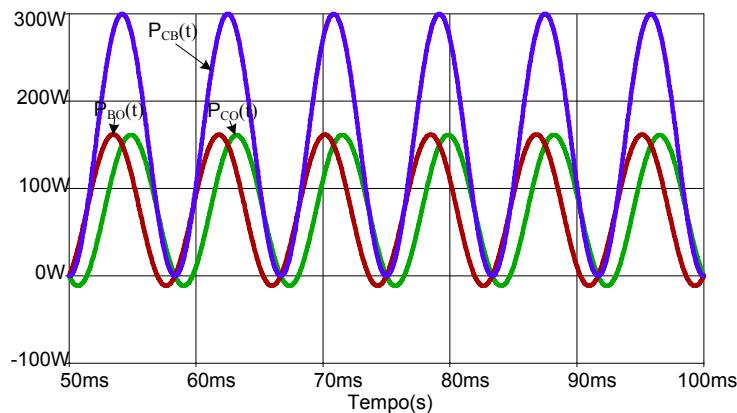


Fig. 2.8: Potências nos enrolamentos CO, BC e CB.

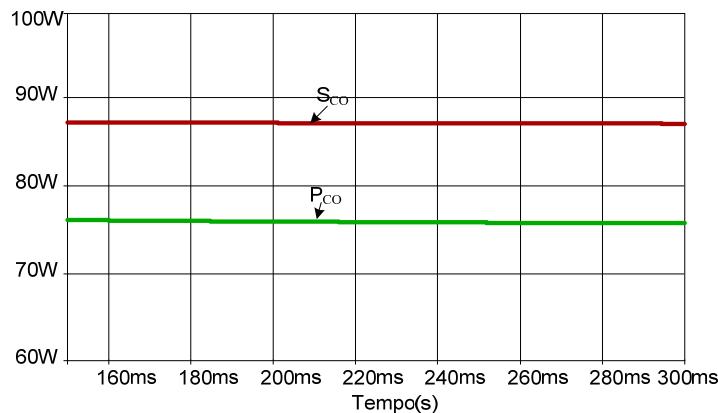


Fig. 2.9: Potência ativa P_{CO} e potência aparente S_{CO} .

A Fig. 2.10 mostra as formas de onda das tensões sobre as bobinas secundárias. Verifica-se que as duas tensões estão em quadratura e tem a mesma amplitude.

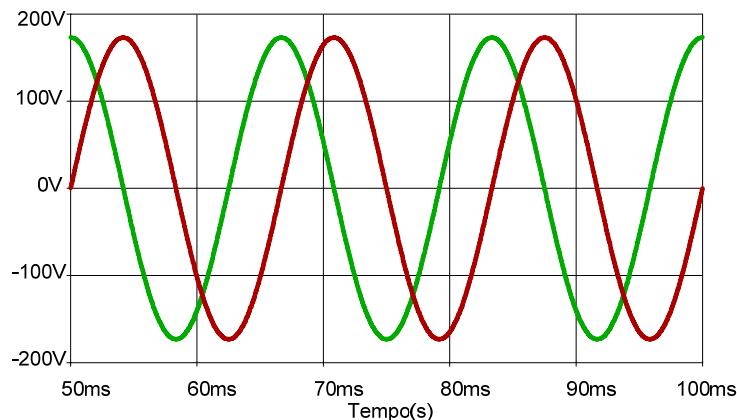


Fig. 2.10: Tensões dos enrolamentos secundários.

2.4.2 Conexão Le-Blanc

O esquema de circuitos e o arquivo de simulação do transformador na conexão Le-Blanc podem ser encontrados no Apêndice A. A relação de transformação é unitária e a carga é puramente resistiva.

A Fig. 2.11 mostra as correntes de fases da rede. Estas estão defasadas em 120° e são equilibradas.

A Fig. 2.12 ilustra as formas de onda de corrente e tensão de uma das fases de entrada. O defasamento entre elas é nulo.

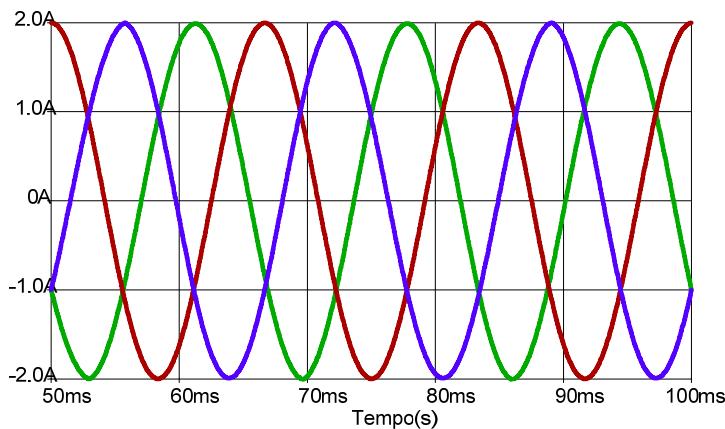


Fig. 2.11: Correntes de entrada.

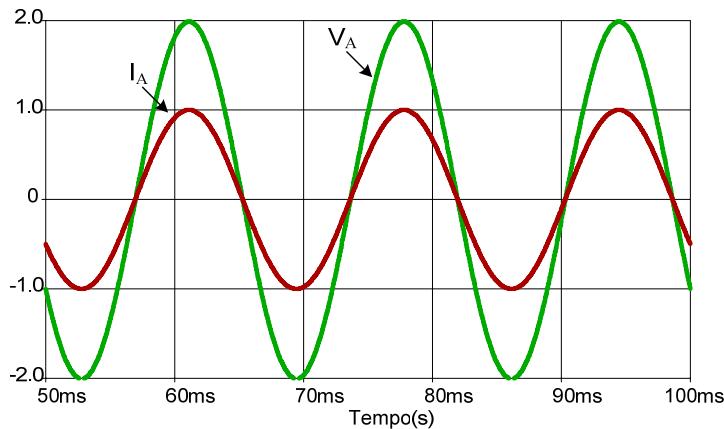
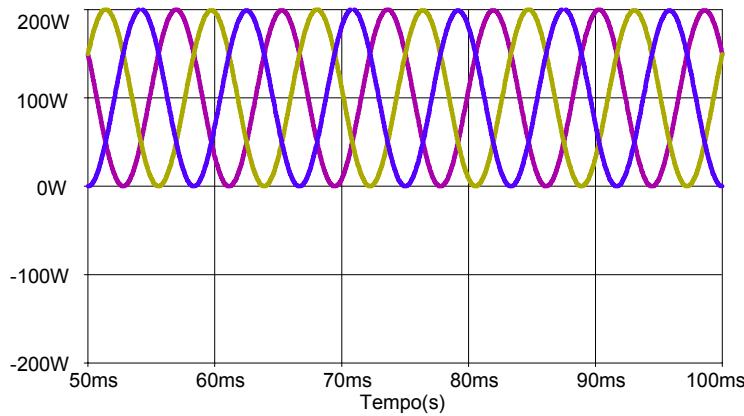
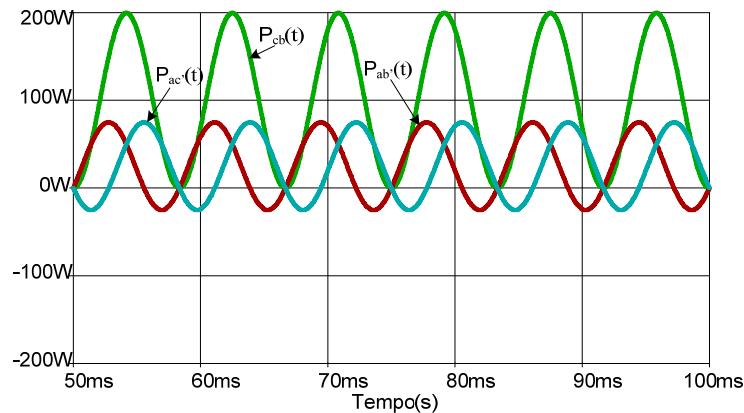
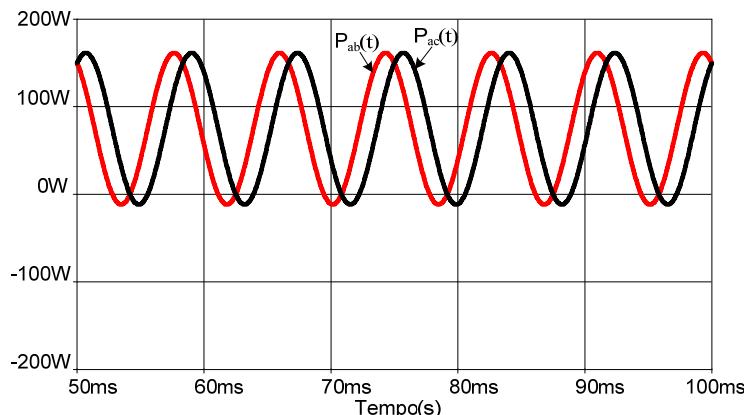


Fig. 2.12: Corrente e tensão(/100) em uma das fases de entrada.

As formas de onda das potências nos enrolamentos primários são apresentadas na Fig. 2.13. Verifica-se que não há reativos processados por estes.

**Fig. 2.13: Potências nos primários.**

As Fig. 2.14 e Fig. 2.15 apresentam as potências individuais de todos os enrolamentos que compõem cada enrolamento secundário da conexão Le-Blanc. Note que os enrolamentos ac , ab , ac' e ab' apresentam parcelas reativas de potência.

**Fig. 2.14: Potências nos enrolamentos cb , ac' e ab' .****Fig. 2.15: Potências nos enrolamentos ac e ab .**

As potências aparentes e ativas dos enrolamentos ab e ab' são representadas na Fig. 2.16.

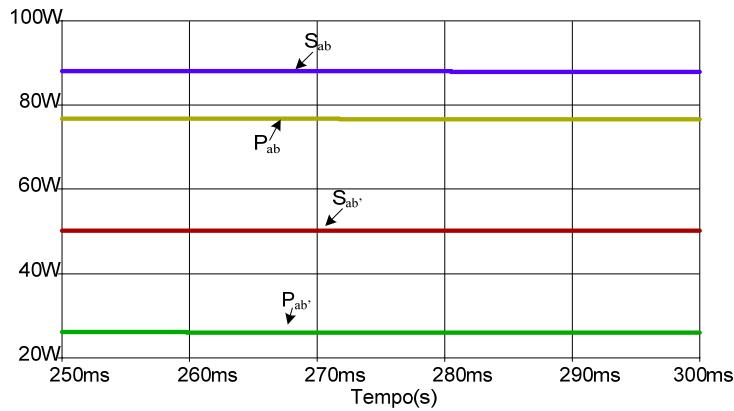


Fig. 2.16: Potências ativas P_{ab} e $P_{ab'}$ e potências aparentes S_{ab} .e $S_{ab'}$.

As tensões dos enrolamentos secundários α e β e suas componentes são ilustradas nas Fig. 2.17 e Fig. 2.18.

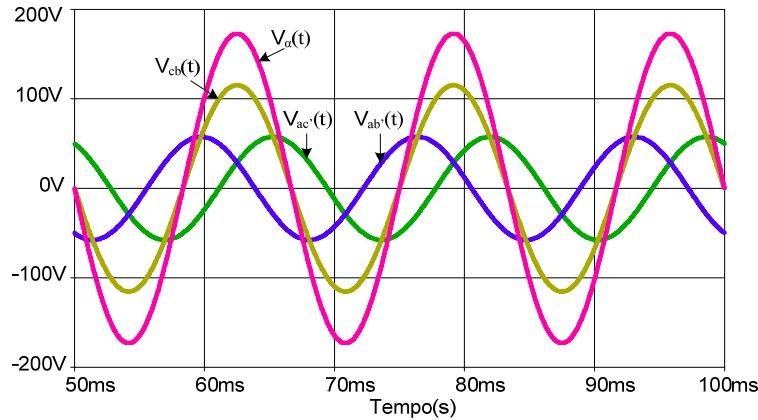


Fig. 2.17: Tensão no enrolamento secundário α e suas componentes.

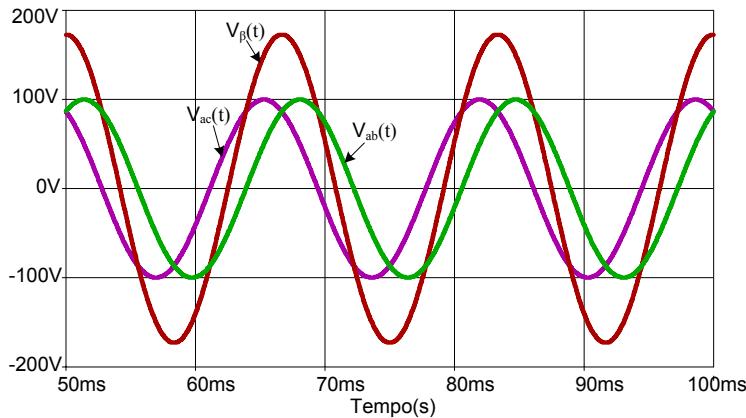


Fig. 2.18: Tensão no enrolamento secundário β e suas componentes.

2.5 Conclusões

O propósito desse capítulo foi revisar e analisar as principais características dos transformadores trifásicos/bifásicos nas conexões Scott e

Le-Blanc. Para verificar a análise apresentada, realizou-se uma simulação para cada uma das conexões.

A conexão Scott, formada pela ligação entre dois transformadores monofásicos, T e M, possibilita uma transformação entre uma rede trifásica e uma rede bifásica. Também pode apresentar um equilíbrio na distribuição de potência entre as fases do enrolamento secundário e primário.

Verificou-se, também, que a corrente no primário do transformador M tem um acréscimo de 15% em comparação a um transformador monofásico com as mesmas especificações. Isso significa um adicional de 7,75% na quantidade de cobre necessária para a construção desse transformador.

O segundo transformador, a conexão Le-Blanc, tem como principal vantagem o uso de um núcleo trifásico. Desta forma se reduz o custo do material magnético, comparada a conexão Scott. Por outro lado, apresenta componentes reativas de potência superiores no enrolamento secundário. Isso representa um aumento de 24% no total de espiras necessárias para os enrolamentos secundários.

Embora a quantidade de cobre seja maior em ambos os transformadores, os núcleos não são dimensionados acima da capacidade de potência ativa processada. Isso se deve ao fato de que as potências reativas não resultarem em uma elevação do fluxo magnético no núcleo.

Por fim, o adequado funcionamento dos transformadores foi demonstrado a partir de uma simulação numérica. Ambos apresentaram uma transformação de fase com equilíbrio de tensões e correntes, para cargas equilibradas. Essa característica é explorada no restante deste trabalho.

Capítulo 3 - Retificador Trifásico Elevador Série

3.1 *Introdução*

Neste capítulo realiza-se o estudo do retificador trifásico isolado com fator de potência unitário baseado no transformador com conexão Scott na conexão série. Nesta topologia obtém-se uma tensão de saída com ponto médio regulado, também chamado ponto neutro.

Em muitas aplicações da energia elétrica faz-se necessário um barramento CC de entrada com ponto médio. Em outras, o ponto médio é muito bem-vindo, pois eventualmente reduz o número de interruptores. Por exemplo, um estágio inversor monofásico precedido de uma entrada com ponto médio pode ser do tipo meia-ponte, eventualmente dispensando o uso de um do tipo ponte completa.

O conversor CA-CC apresentado estabelece na saída uma tensão com ponto médio regulada utilizando apenas dois interruptores. O retificador proposto por [34-35] (Fig. 3.1), e analisado nos aspectos práticos por [43], não apresenta uma tensão de saída com ponto médio regulado. Verifica-se que a saída desse retificador é a conexão em paralelo das saídas dos dois conversores elevadores monofásicos com correção de fator de potência (boost PFC).

A topologia proposta é apresentada na Fig. 3.2. Similar ao retificador da Fig. 3.1, apresenta uma sensível diferença na conexão de saída, ligando-os em série. Observa-se que, além do ponto médio, a tensão sobre os interruptores é reduzida por um fator de dois.

Para a malha de controle dinâmico, são propostas duas técnicas. A primeira é controlar cada conversor de forma independente. [45] A segunda técnica baseia-se em uma malha de tensão comum para ambos os conversores e uma segunda malha aditiva para manter o ponto neutro balanceado. [46-47]

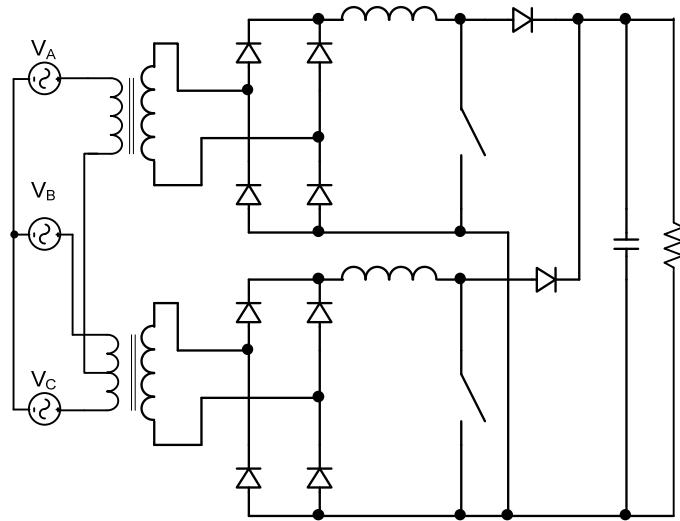


Fig. 3.1: Retificador trifásico com fator de potência unitário paralelo.

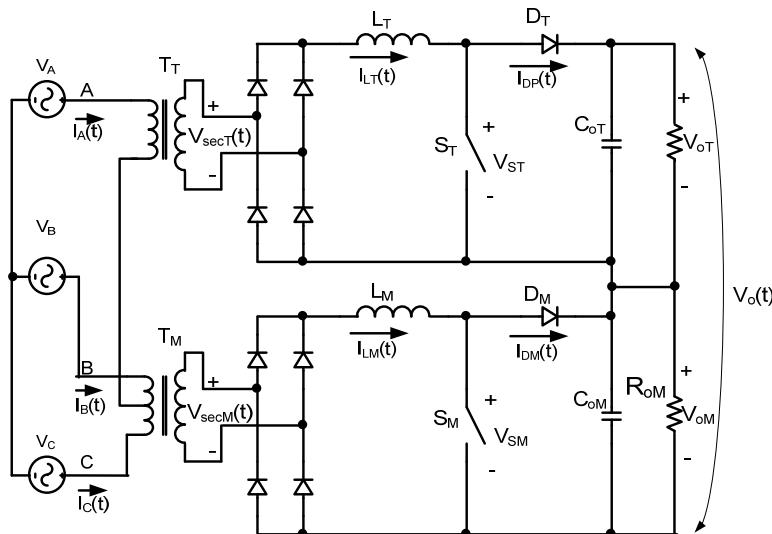
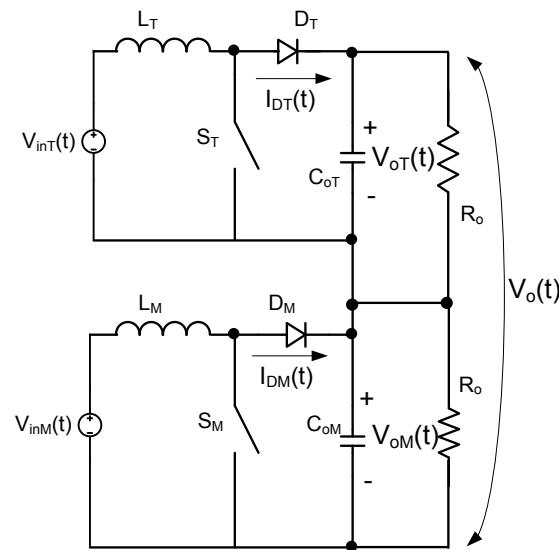


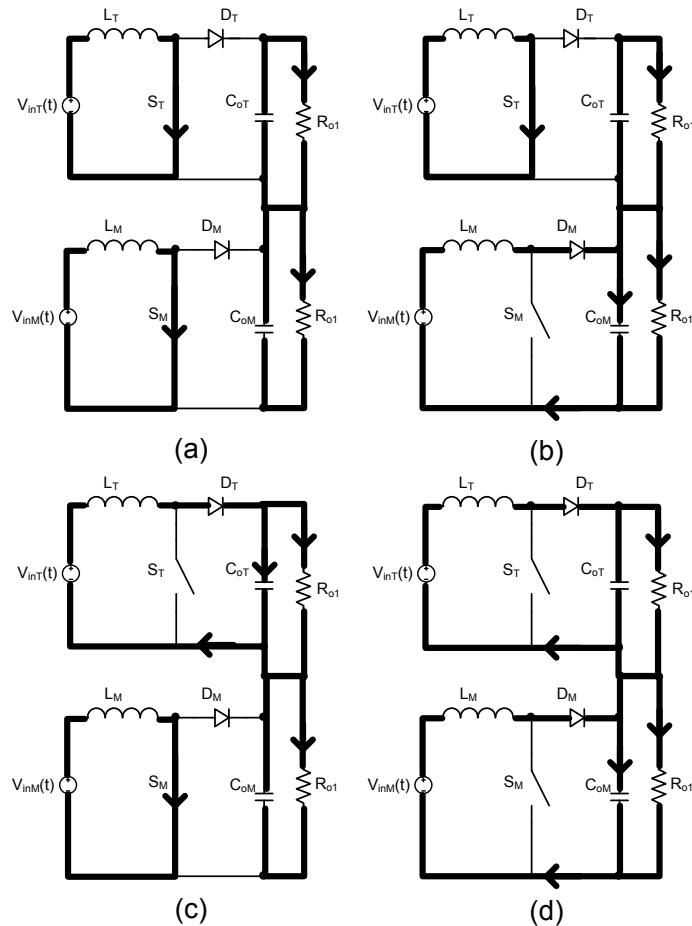
Fig. 3.2: Retificador trifásico com fator de potência unitário e ponto neutro.

3.2 Análise em Regime Permanente

Na análise do retificador trifásico com fator de potência unitário isolado com ponto médio, o transformador de entrada é suposto ideal. Portanto, os enrolamentos secundários do transformador Scott são considerados fontes de alimentação de corrente alternada (CA) ideais. As saídas das pontes completa de diodos retificadores são substituídas pelas fontes de alimentação $V_{inT}(t)$ e $V_{inM}(t)$. Com essas considerações, a topologia da Fig. 3.2 é reduzida ao circuito da Fig. 3.3.

**Fig. 3.3: Circuito equivalente do retificador trifásico proposto.**

Na Fig. 3.4 representam-se os quatro estados topológicos de funcionamento para o novo retificador trifásico baseado na conexão Scott.

**Fig. 3.4: Estados topológicos do retificador trifásico proposto.**

As tensões secundárias do transformador Scott são formas de onda senoidais defasadas em 90º.[47] Portanto, supondo uma tensão de pico dos enrolamentos secundários igual a V_p , as tensões retificadas na entrada do conversor elevador são descritas pelas equações (3.1) e (3.2).

$$V_{inT}(t) = V_p \cdot |\sin(\omega \cdot t)| \quad (3.1)$$

$$V_{inM}(t) = V_p \cdot |\cos(\omega \cdot t)| \quad (3.2)$$

As razões cíclicas dos interruptores são definidas pelas equações (3.3) e (3.4).

$$d_T(t) = 1 - \frac{V_p}{V_{oT}} \cdot |\sin(\omega \cdot t)| \quad (3.3)$$

$$d_M(t) = 1 - \frac{V_p}{V_{oM}} \cdot |\cos(\omega \cdot t)| \quad (3.4)$$

Para se obter o fator de potência unitário, a corrente nos indutores elevadores deve ter a mesma forma da tensão secundária retificada. Portanto, as correntes nos indutores são imagens das tensões secundárias retificadas expressas por (3.1) e (3.2). O parâmetro I_{Lp} é a corrente de pico nos indutores elevadores.

$$I_{LT}(t) = I_{Lp} \cdot |\sin(\omega \cdot t)| \quad (3.5)$$

$$I_{LM}(t) = I_{Lp} \cdot |\cos(\omega \cdot t)| \quad (3.6)$$

A corrente através do interruptor do conversor é dada pela corrente através dos indutores de entrada multiplicada pela razão cíclica. Da mesma forma, a corrente através do diodo elevador é dada pela multiplicação entre a corrente através do indutor pela razão cíclica complementar. Portanto, as correntes através dos diodos são expressas por (3.7) e (3.8).

$$I_{DT}(t) = [1 - d_T(t)] \cdot I_{LT}(t) \quad (3.7)$$

$$I_{DM}(t) = [1 - d_M(t)] \cdot I_{LM}(t) \quad (3.8)$$

Substituindo (3.3), (3.4), (3.5) e (3.6) em (3.7) e (3.8), obtém-se as equações (3.9) e (3.10).

$$I_{DT}(t) = I_{Lp} \cdot \frac{V_p}{V_{oT}} \cdot \sin(\omega \cdot t)^2 \quad (3.9)$$

$$I_{DM}(t) = I_{Lp} \cdot \frac{V_p}{V_{oM}} \cdot \cos(\omega \cdot t)^2 \quad (3.10)$$

A partir das correntes obtidas em (3.9) e (3.10), considerando uma carga resistiva equilibrada, o circuito equivalente resultante é o apresentado pela Fig. 3.5.

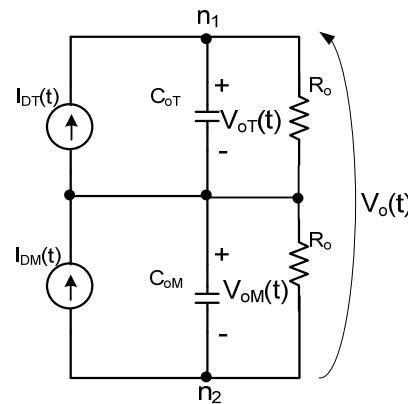


Fig. 3.5: Circuito equivalente do filtro de saída.

Pelas equações dos nós n_1 e n_2 , obtêm-se as equações diferenciais dadas por (3.11) e (3.12).

$$C_{oT} \cdot \frac{d(V_{oT}(t))}{dt} + \frac{V_{oT}(t)}{R_o} = I_{DT}(t) \quad (3.11)$$

$$C_{oM} \cdot \frac{d(V_{oM}(t))}{dt} + \frac{V_{oM}(t)}{R_o} = I_{DM}(t) \quad (3.12)$$

Resolvendo as equações diferenciais e considerando operação em regime permanente obtêm-se as equações (3.13) e (3.14).

$$V_{oT}(t) = \frac{I_{Lp} \cdot \frac{V_p}{V_{oT}} \cdot R_o \cdot (1 + 4 \cdot \omega^2 \cdot R_o^2 \cdot C_{oT}^2 - \cos(2 \cdot \omega \cdot t) - 2 \cdot \omega \cdot R_o \cdot C_{oT} \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t))}{2 + 8 \cdot \omega^2 \cdot R_o^2 \cdot C_{oT}^2} \quad (3.13)$$

$$V_{oM}(t) = \frac{I_{Lp} \cdot \frac{V_p}{V_{oM}} \cdot R_o \cdot (1 + 4 \cdot \omega^2 \cdot R_o^2 \cdot C_{oM}^2 + \cos(2 \cdot \omega \cdot t) + 2 \cdot \omega \cdot R_o \cdot C_{oM} \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t))}{2 + 8 \cdot \omega^2 \cdot R_o^2 \cdot C_{oM}^2} \quad (3.14)$$

Verifica-se que ambas as tensões $V_{oT}(t)$ e $V_{oM}(t)$ são constituídas por duas parcelas, uma contínua e outra alternada. Essas componentes alternadas com freqüência duas vezes maior que a da entrada de cada retificador monofásico são absolutamente necessárias para que se tenha tensão e corrente em fase na entrada, com fator de potência unitário. As potências nos secundários são expressas pelas equações (3.15) e (3.16).

$$P_{oT}(t) = I_{Lp} \sin(\omega \cdot t) \cdot V_p \sin(\omega \cdot t) = I_{Lp} \cdot V_p \sin^2(\omega \cdot t) \quad (3.15)$$

$$P_{oM}(t) = I_{Lp} \cos(\omega \cdot t) \cdot V_p \cos(\omega \cdot t) = I_{Lp} \cdot V_p \cos^2(\omega \cdot t) \quad (3.16)$$

As representações gráficas dessas potências estão na Fig. 3.6. Verifica-se que as potências de entrada variam durante um período da rede, sendo máximas no pico da tensão e da corrente entrada. A ondulação de corrente, necessária para o fator de potência unitário, provoca inevitavelmente uma ondulação de tensão na saída, para qualquer valor de capacitância finita na saída.

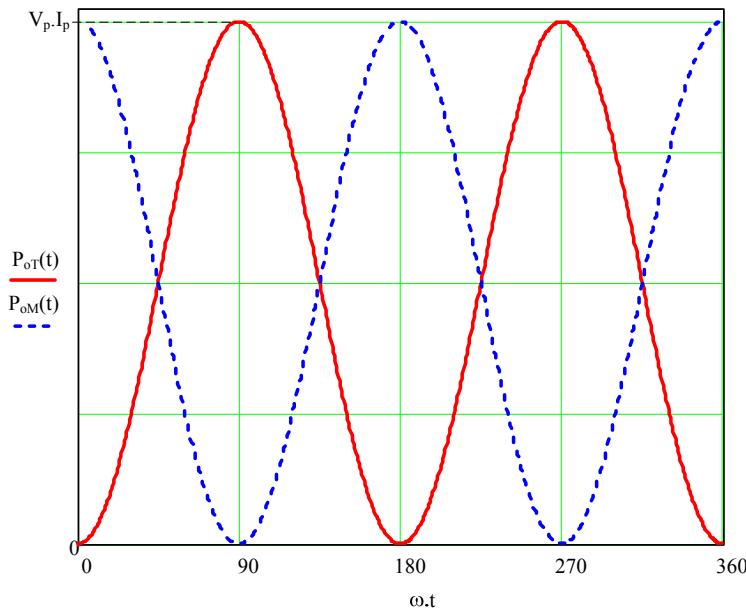


Fig. 3.6: Potências instantâneas de entrada dos retificadores monofásicos.

A tensão $V_o(t)$ é definida pela soma das tensões dos capacitores dos filtros de saída (3.17).

$$V_o(t) = V_{oT}(t) + V_{oM}(t) \quad (3.17)$$

Substituindo (3.13) e (3.14) em (3.17) e supondo $C_{oT}=C_{oM}$ obtém-se a equação (3.18)

$$V_o(t) = 2 \cdot I_p \cdot \frac{V_p}{V_{oT}} \cdot R_o \quad (3.18)$$

Ignorando as componentes de alta freqüência geradas pela comutação e supondo cargas balanceadas, a tensão $V_o(t)$ é constante, independente do valor dos capacitores C_T e C_M , desde que idênticos. Isso se deve ao fato das tensões secundárias do transformador Scott serem defasadas em 90° . Isso faz com que a ondulação na tensão de saída $V_{oT}(t)$ esteja defasada da tensão $V_{oM}(t)$ em 180° . Desta forma, as componentes alternadas se anulam mutuamente, conforme demonstrado nos gráficos da Fig. 3.7.

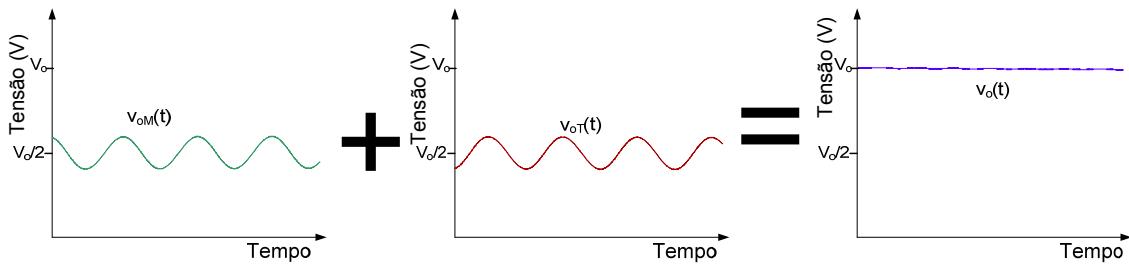


Fig. 3.7: Composição da tensão de saída.

3.3 Modelagem e Controle Dinâmico

O método de controle por valores médios instantâneos é muito empregado para correção de fator de potência em retificadores operando em condução contínua, sobretudo nos monofásicos do tipo elevador. Nesses retificadores a técnica consiste em monitorar e controlar a corrente do indutor de entrada, de forma que ela siga uma referência senoidal com reduzido erro.

A partir dessa técnica propõem-se duas estratégias para o controle da corrente de entrada e a tensão de saída do retificador trifásico em questão, são elas:

- Controle com malhas de tensões independentes;
- Controle com malha de tensão compartilhada.

Ambas as propostas são baseadas no controle linear clássico e consideram o retificador trifásico operando em condução contínua. Além disso, para a modelagem linear do conversor, assim como na análise estática,

considerar-se-ão somente os circuitos no enrolamento secundário do transformador Scott. Assume-se também que todos os componentes são ideais e que a operação se dá sempre em condução contínua.

3.3.1 Controle com Malhas de Tensões Independentes

A estratégia com malhas de tensão independentes apresenta duas malhas de tensão e duas malhas de corrente, tratando o retificador trifásico como dois retificadores monofásicos independentes do ponto de vista de controle. Com isso faz-se uso dos conhecimentos já consolidados dos retificadores monofásicos elevadores.

O diagrama de blocos das malhas de controle de tensão e corrente é ilustrado na Fig. 3.8.

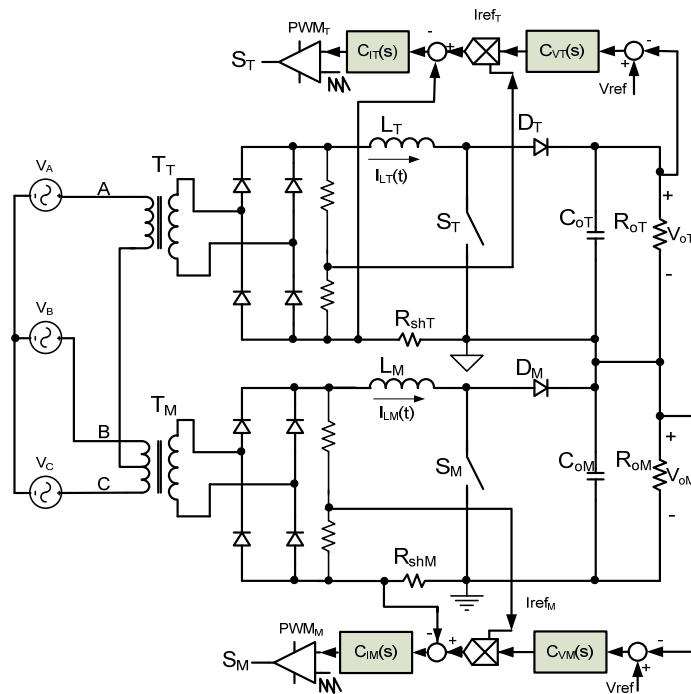


Fig. 3.8: Diagrama de blocos das malhas de controle.

Onde:

V_{ref} é a tensão de referência;

I_{ref_T} e I_{ref_M} são as correntes de referência;

$C_{vT}(s)$ é o controlador da malha de tensão do retificador elevador T;

$C_{vM}(s)$ é o controlador da malha de tensão do retificador elevador M;

$C_{IT}(s)$ e $C_{IM}(s)$ são os controladores das malhas de corrente;

R_{shT} e R_{shM} são os ganhos do sensor de corrente;

$H_{IT}(s)$, $H_{IM}(s)$, $H_{VT}(s)$ e $H_{VM}(s)$ são as funções de transferência de corrente e tensão da planta;

V_{oT} e V_{oM} , as tensões de saída de cada conversor;

V_o é a tensão de saída.

3.3.1.1 Malhas de Corrente

Considera-se que os retificadores monofásicos que compõem o retificador trifásico possuem os mesmos parâmetros, sendo equivalentes. O diagrama de blocos que representa o controle da corrente de entrada de cada retificador monofásico é representado pela Fig. 3.9.

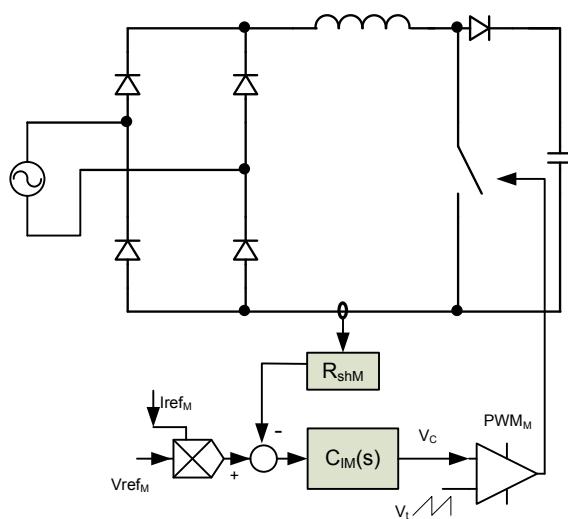


Fig. 3.9: Diagrama de blocos da malha de controle de corrente.

O ganho do modulador PWM, que consiste de um comparador com uma tensão triangular, pode ser representado pelo inverso da tensão de pico da portadora, expressa por (3.19).

$$k_{PWM} = \frac{1}{V_t} \quad (3.19)$$

O modelo de pequenos sinais para o controle da corrente é equivalente ao utilizado tradicionalmente para o retificador elevador monofásico. A técnica de modelagem aplicada é a apresentada por [20]. A função de transferência da planta, portanto, é dada por (3.20).

$$H_{iM}(s) = \frac{I_{LM}(s)}{d_M(s)} = \frac{V_{oT}}{s \cdot L_M} \quad (3.20)$$

Essa função de transferência apresenta simplificações, não considerando, por exemplo, os efeitos da amostragem de corrente. Entretanto, ela descreve o comportamento da planta na faixa de freqüências de interesse para o controle da corrente. [47]

A função de transferência que relaciona a tensão de controle $V_c(s)$ e a corrente no indutor pode ser obtida a partir do diagrama de blocos da Fig. 3.9, e é descrita pela equação (3.21).

$$\frac{I_{LM}(s)}{V_c(s)} = \frac{R_{shM} \cdot V_{oT}}{s \cdot L_M \cdot V_t} \quad (3.21)$$

3.3.1.2 Malhas de Tensões

Para se obter uma regulação da tensão de saída é necessário um controlador para atuar na corrente de entrada. Para esse controle utilizam-se duas malhas de tensão independentes. O diagrama de blocos em detalhe é apresentado na Fig. 3.10.

As saídas de cada retificador elevador apresentam ondulação de segunda harmônica, 120 Hz, devido à ondulação da potência instantânea de entrada para um fator de potência unitário, ou seja, corrente e tensão senoidais e em fase. Essa ondulação pode ser reduzida de duas formas: aumentando o filtro capacitivo de saída ou com a atuação da malha de controle de tensão. No entanto, com a atuação da malha de tensão haveria uma modificação no fluxo de potência instantâneo na entrada. Inevitavelmente isso afetaria o fator de potência, ocorrendo, portanto, distorção harmônica na corrente de entrada.

Devido a esse fato, o controlador de tensão deve ter freqüência de corte inferior a 120 Hz. Quanto menor a atuação da malha de tensão nessa freqüência, menor será a taxa de distorção harmônica de corrente causada por essa malha de controle.

O modelo de pequenos sinais para o controle da tensão é equivalente ao modelo utilizado tradicionalmente para o retificador monofásico elevador. A técnica de modelagem aplicada é a apresentada por [20]. A função de transferência da planta, portanto, é dada por (3.22), sendo idêntica para ambos os conversores do retificador trifásico.

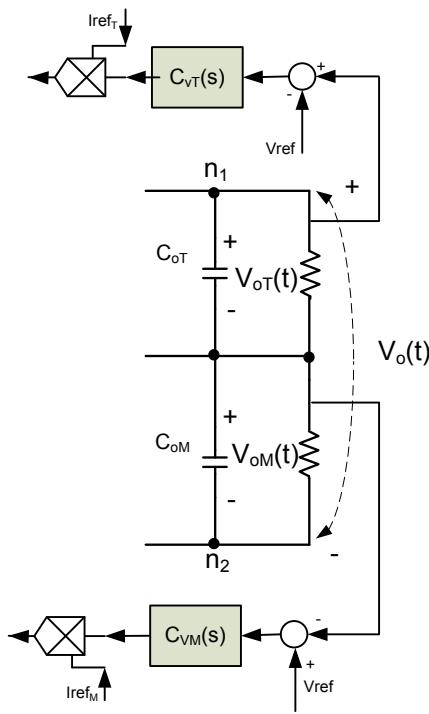


Fig. 3.10: Diagrama de blocos das malhas de tensão independentes.

$$H_{VM}(s) = \frac{V_o}{V_p} \cdot \frac{R_o \cdot R_{se}}{R_o + R_{se}} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{C_{oM} \cdot R_{se}} \right)}{\left(s + \frac{1}{C_{oM} \cdot (R_o + R_{se})} \right)} \quad (3.22)$$

Da mesma forma que a função de transferência da corrente, esta apresenta simplificações. Entretanto, descreve satisfatoriamente o comportamento da planta na faixa de freqüências de interesse para o controle da tensão. O diagrama de blocos completo simplificado dessa malha é apresentado na Fig. 3.11. Verifica-se que a malha de corrente é reduzida ao ganho do resistor *shunt* R_{shM} e ao modulador PWM.

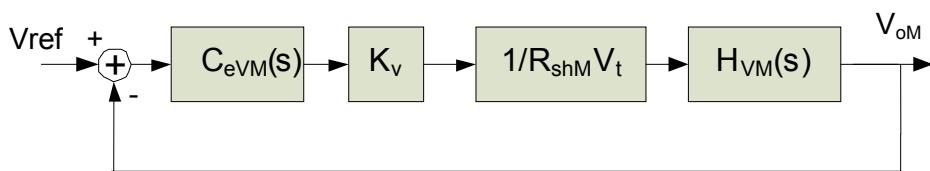


Fig. 3.11: Diagrama de blocos da malha de tensão.

3.3.2 Controle com Malha de Tensão Compartilhada

Similar ao controle independente, o controle com malha de tensão compartilhada utiliza o mesmo método por corrente média instantânea.

[6,36,43] As malhas de controle da corrente são idênticas. O diagrama de blocos de todas as malhas de controle é apresentado na Fig. 3.12.

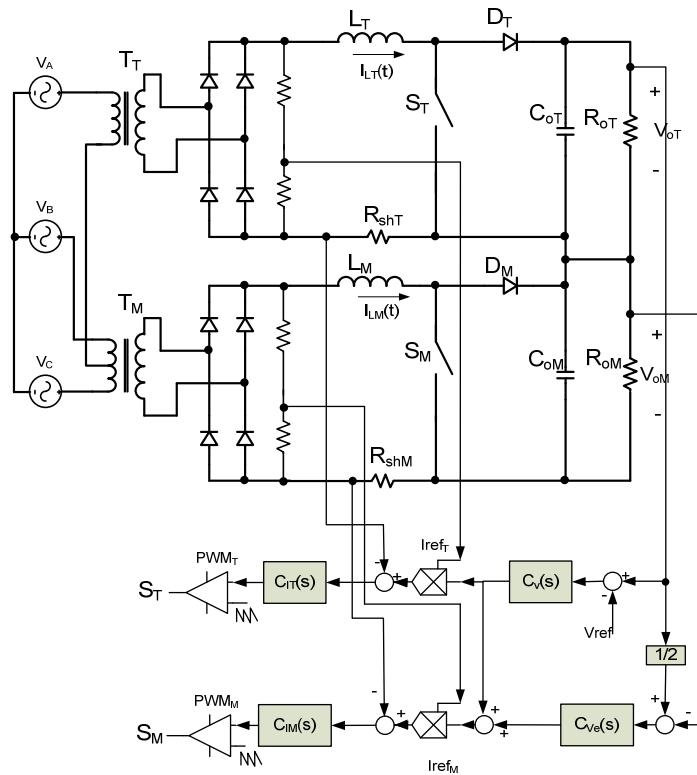


Fig. 3.12: Diagrama completo das malhas de controle.

Onde:

V_{ref} é a tensão de referência;

I_{ref_T} e I_{ref_M} são as correntes de referência;

$C_v(s)$ é o controlador da malha de tensão comum;

$C_e(s)$ é o controlador da malha de equilíbrio da tensão do ponto médio;

$C_{IT}(s)$ e $C_{IM}(s)$ são os controladores das malhas de corrente;

R_{shT} e R_{shM} são os ganhos do sensor de corrente;

$H_{IT}(s)$, $H_{IM}(s)$, $H_{VT}(s)$ e $H_{VM}(s)$ são as funções de transferência da planta;

V_{oT} e V_{oM} , as tensões de saída de cada conversor;

V_o é a tensão de saída.

A diferença principal entre as duas técnicas é que esta última utiliza uma malha de controle comum para ambos os conversores, utilizando a tensão total de saída, que possui ondulação reduzida, para oferecer um controle com uma dinâmica mais rápida para a tensão $V_o(t)$.

Uma segunda malha de controle de tensão atua em um dos conversores com o propósito de garantir o equilíbrio da tensão do ponto neutro. Na Fig. 3.13 é apresentado o esquema das malhas de controle de tensão.

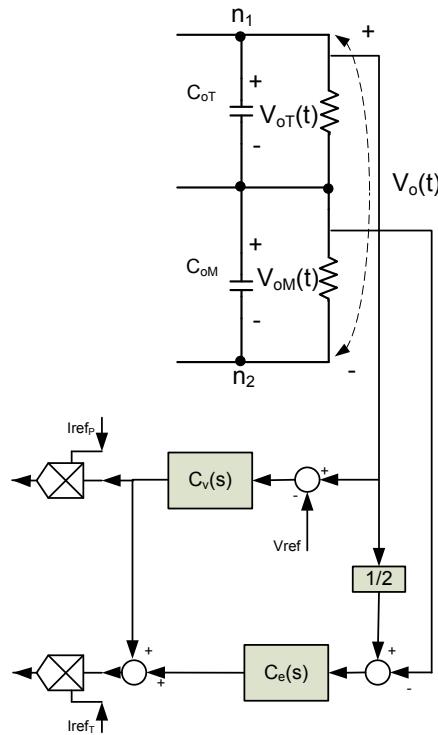


Fig. 3.13: Malhas de controle das tensões de saída.

3.3.2.1 Malhas de Tensão de Regulação do Ponto Neutro

A malha de tensão que regula o ponto neutro deve possuir uma dinâmica relativamente lenta, com freqüência de corte inferior a 120 Hz pelas mesmas razões expostas na técnica com controles independentes. Mais uma vez, portanto, essa malha de tensão é muito mais lenta que a malha de corrente e a malha de tensão comum. Desta forma, é possível utilizar o diagrama de blocos em malha fechada dado na Fig. 3.14 para representar essa etapa do controle. Nota-se que a malha de corrente foi substituída pelo ganho do modelo e pelo ganho do compensador de corrente, que descrevem satisfatoriamente o comportamento dinâmico do sistema nas freqüências de interesse.

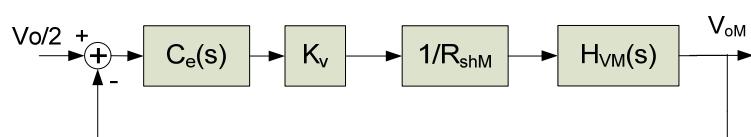


Fig. 3.14: Diagrama de blocos da malha de tensão de regulação do ponto neutro.

Para modelar a função $H_{VM}(s)$ necessária para o controle da tensão do ponto neutro, faz-se uso da Fig. 3.5, como já exposto. A função de transferência é dada pela equação (3.23).

$$H_{VM}(s) = \frac{V_o}{V_p} \cdot \frac{R_o \cdot Rse}{R_o + Rse} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{C_{oM} \cdot Rse} \right)}{\left(s + \frac{1}{C_{oM} \cdot (R_o + Rse)} \right)} \quad (3.23)$$

Para regular o ponto neutro é necessária uma malha de controle que mantenha a tensão entre os conversores equilibrada. Mesmo que não haja ponto neutro na carga, o conversor deve operar com essa segunda malha. Do contrário, um pequeno desequilíbrio nas correntes de entrada fará com que um dos capacitores absorva toda a tensão de barramento.

3.3.2.2 Malha de Tensão Compartilhada

A malha de tensão comum tem como principal função proporcionar um transitório mais rápido para perturbação de carga. Para isso faz uso da característica de que a tensão total de saída não apresenta elevada ondulação. Considerando que as tensões de entrada são perfeitamente senoidais, não é necessário que a freqüência de corte seja inferior a 120 Hz, já que não está presente na tensão $V_o(t)$.

A função de transferência da malha de tensão comum pode ser obtida a partir da Fig. 3.5, que apresenta o filtro de saída. Para o controle da tensão de saída atua-se no valor médio da corrente retificada. Portanto, a função de transferência desejada é a relação entre a tensão de saída $V_o(s)$ e a corrente de pico em cada indutor elevador, $I_{LM}(s)$ e $I_{LT}(s)$. Sendo os componentes de cada retificador iguais, ou seja, com os mesmos parâmetros, tem-se que $H_{VM}(s)$ e $H_{VT}(s)$ são também equivalentes. Portanto, a função de transferência é dada por:

$$H_v(s) = 2 \cdot \frac{V_o}{V_p} \cdot \frac{R_o \cdot Rse}{R_o + Rse} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{C_{oM} \cdot Rse} \right)}{\left(s + \frac{1}{C_{oM} \cdot (R_o + Rse)} \right)} \quad (3.24)$$

3.4 Procedimento de Projeto

Sejam as especificações de projeto para a verificação dos estudos realizados dadas pela Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Especificações de projeto.

Parâmetro	Valor
Freqüência da rede (f_r)	60 Hz
Tensão de linha RMS (V_{in})	380 V
Tensão do enrolamento secundário (V_{secT})	220 V
Potência de saída (P_o)	12 kW
Tensão de saída (V_o)	800 V
Freqüência de comutação (f_s)	20 kHz
Rendimento estimado (η)	90%
Ondulação de corrente em alta freqüência no indutor (ΔI)	10%
Ondulação de tensão de saída (ΔV_{oT})	2%

3.4.1 Dimensionamento dos Circuitos de Potência

Como já demonstrado na análise estática do conversor, é possível considerar o retificador trifásico elevador como dois conversores monofásicos elevadores, independentes e em paralelo. Sendo assim, para o dimensionamento do estágio de potência utiliza-se a metodologia de projeto do retificador monofásico elevador apresentada em [43], com pequenas alterações referentes ao dimensionamento do capacitor de saída.

Na Fig. 3.15 é apresentado o circuito monofásico do retificador T com os componentes de potência. O enrolamento secundário é considerado, como na análise estática, como uma fonte de tensão alternada ideal.

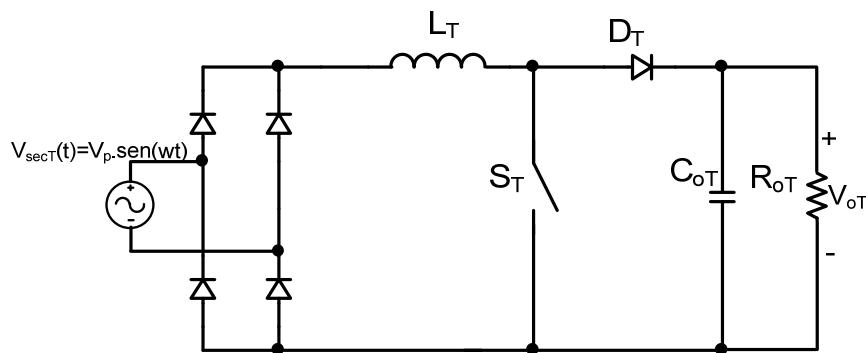


Fig. 3.15: Circuito do retificador monofásico T.

Nos tópicos seguintes estão os equacionamentos necessários para o dimensionamento de cada componente do circuito de potência. São omitidos

os cálculos térmicos destes. A metodologia aplicada para o dimensionamento é encontrada em [3, 48-49].

3.4.1.1 Indutor Elevador

A corrente que passa através do indutor é caracterizada por uma forma de onda senoidal retificada, representada por uma componente de baixa freqüência ($2f_r$), sobreposta a uma componente de alta freqüência (f_s).

O valor da indutância deve ser calculado em função da variação máxima de corrente. Sabe-se que para o conversor elevador a razão cíclica é dada por (3.25).

$$d_T(t) = 1 - \frac{V_p}{V_{oT}} \cdot |\sin(\omega \cdot t)| \quad (3.25)$$

Para $0^\circ \leq \omega \cdot t \leq 180^\circ$ tem-se a razão cíclica para um período completo de funcionamento do conversor, o que equivale a meio período de rede. Para os valores da Tabela 3.1, a curva que relaciona $d_T(t)$ por $\omega \cdot t$ é dada pela Fig. 3.16.

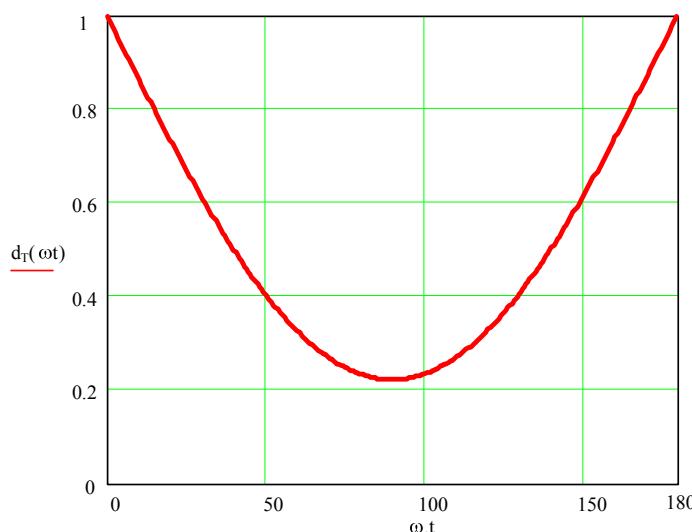


Fig. 3.16: Razão cíclica para um período de funcionamento.

Quando o interruptor S_T está fechado obtém-se a expressão (3.26).

$$V_p \cdot \sin(\omega \cdot t) = L_T \cdot \frac{di}{dt} \quad (3.26)$$

Para um período de funcionamento a expressão é dada por (3.27).

$$V_p \cdot \sin(\omega \cdot t) = L_T \cdot \frac{\Delta I}{d_T(t) \cdot T_s} \quad (3.27)$$

Usando as equações (3.25), (3.26) e (3.27), obtém-se a expressão (3.28).

$$\frac{L_T \cdot \Delta I}{V_p \cdot T_s} = \sin(\omega \cdot t) - \frac{V_p}{V_o} \cdot \sin^2(\omega \cdot t) \quad (3.28)$$

Parametrizando o lado esquerdo da igualdade da equação (3.28) pelo termo (3.29), obtém-se a ondulação de corrente parametrizada $\overline{\Delta I}$, dada por (3.30).

$$\frac{L_T}{V_p \cdot T_s} \quad (3.29)$$

$$\overline{\Delta I} = \sin(\omega \cdot t) - a \cdot \sin^2(\omega \cdot t) \quad (3.30)$$

Onde:

$$a = \frac{V_p}{V_o} \quad (3.31)$$

Na Fig. 3.17 apresentam-se as curvas que relacionam $\overline{\Delta I}$ com $\omega \cdot t$ para diferentes valores de a .

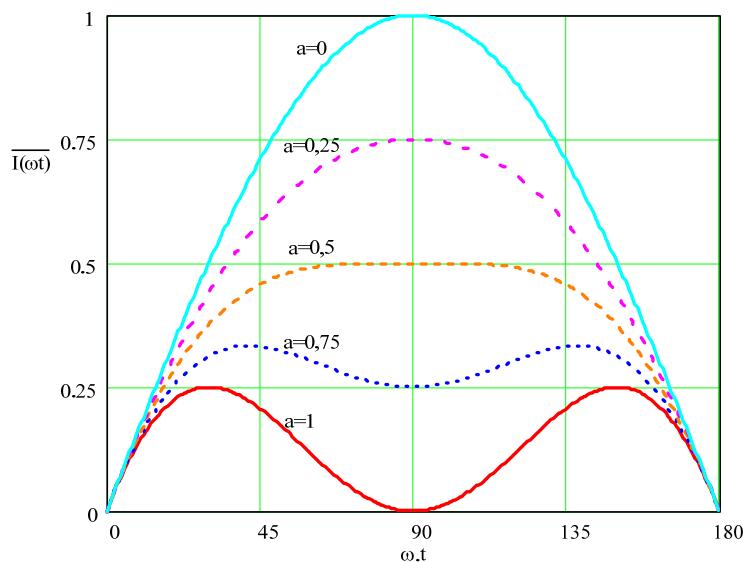


Fig. 3.17: Ondulação da corrente parametrizada para um semiciclo da rede.

Maximizando a equação (3.28), utilizando as especificações de projeto nominal, verifica-se que a máxima ondulação de corrente para $\alpha < 0,5$ ocorre sempre para $\omega \cdot t$ igual a 90° . Para $\alpha > 0,5$ a ondulação é máxima quando $\omega \cdot t$ é igual a 40° e 140° , aproximadamente. Portanto, para os valores especificados de tensão de entrada e saída, a indutância que satisfaz a ondulação de corrente máxima permitida é definida, com relativa exatidão, expressa por (3.32).

$$L_T = \frac{0,32 \cdot V_p}{\Delta I \cdot f_s} \quad (3.32)$$

A corrente eficaz através do indutor ($I_{L_{ref}}$) é outro parâmetro importante para o seu dimensionamento. Ela é a própria corrente de entrada e pode ser obtida pela equação (3.33).

$$I_{L_{ref}} = \frac{P_o}{2 \cdot V_{secTef} \cdot \eta} \quad (3.33)$$

3.4.1.2 Semicondutores

3.4.1.2.1 Interruptor S_T

As principais variáveis de interesse para o dimensionamento do interruptor S_T são a corrente eficaz máxima (I_{Smax}) e a tensão máxima (V_{Smax}). A corrente eficaz pode ser determinada a partir da razão cíclica dada pela equação (3.25), restringindo-a a um semicírculo senoidal da rede. A corrente pode ser definida pela equação (3.34). Sendo que $I_{LT}(t)$ é dada pela expressão (3.35).

$$I_{S_T}(t) = d_T(t) \cdot I_{L_T}(t) \quad (3.34)$$

$$I_{L_T}(t) = I_p \sin(\omega \cdot t) \quad (3.35)$$

Portanto, a corrente eficaz é definida, aproximadamente, pela equação (3.36). [43]

$$I_{Smax} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_p \cdot \sin(\omega \cdot t))^2 \cdot \left(1 - \frac{V_p}{V_{oT}} \sin(\omega \cdot t)\right)^2 d\omega t} \quad (3.36)$$

Resolvendo a integral da equação (3.36), e considerando o rendimento estimado, obtém-se a expressão (3.37). A tensão máxima é a própria tensão de saída, V_{oT} .

$$I_{S_{\max}} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_p} \sqrt{\frac{3\pi \cdot V_{oT} - 8V_p}{6\pi V_{oT}}} \quad (3.37)$$

3.4.1.2.2 Diodo D_T

Para o dimensionamento do diodo D_T fazem-se necessários os cálculos da corrente média e eficaz e da tensão reversa máxima.

A corrente através do diodo é obtida pelo complementar da razão cíclica no interruptor S_T . Portanto, pode ser definida pela equação (3.38).

$$I_{D_T}(t) = (1 - d_T(t)) \cdot I_{L_T}(t) \quad (3.38)$$

A corrente média no diodo é expressa pela equação (3.39).

$$I_{D_{T\text{med}}} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} I_p \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot \left(\frac{V_p}{V_{oT}} \sin(\omega \cdot t) \right) d\omega t \quad (3.39)$$

Resolvendo a integral da equação (3.39), tem-se a equação (3.40).

$$I_{D_{T\text{med}}} = \frac{P_o}{2 \cdot V_{oT} \cdot \eta} \quad (3.40)$$

A corrente eficaz é definida pela expressão (3.41). Resolvendo-a e simplificando-a obtém-se a equação (3.42). A tensão reversa máxima, assim como no interruptor, é igual a V_{oT} .

$$I_{D_{T\text{ef}}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_p \cdot \sin(\omega \cdot t))^2 \cdot \left(\frac{V_p}{V_{oT}} \sin(\omega \cdot t) \right)^2 d\omega t} \quad (3.41)$$

$$I_{D_{T\text{ef}}} = \frac{V_p \cdot I_p}{V_{oT} \cdot \eta} \cdot \sqrt{\frac{3}{8}} \quad (3.42)$$

3.4.1.2.3 Retificador de entrada

A corrente média do retificador de entrada é facilmente obtida pela corrente do indutor L_T . A corrente média sobre cada diodo é expressa por (3.43). Resolvendo a integral obtém-se a equação (3.44).

$$I_{Dmed} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} I_p \cdot \sin(\omega \cdot t) d\omega t \quad (3.43)$$

$$I_{Dmed} = \frac{P_o}{\pi \cdot V_p \cdot \eta} \quad (3.44)$$

A corrente eficaz é obtida a partir da integral expressa por (3.45). Resolvendo-a obtém-se a equação (3.46). A tensão máxima reversa é a própria tensão de pico de entrada, V_p .

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_p \cdot \sin(\omega \cdot t))^2 d\omega t} \quad (3.45)$$

$$I_{Def} = \frac{P_o}{2 \cdot V_p \cdot \eta} \quad (3.46)$$

3.4.1.3 Capacitor de saída

São quatro os principais critérios para o dimensionamento do capacitor de saída: tensão máxima, ondulação de tensão de saída, *hold-up time* e a corrente eficaz.

A tensão máxima do capacitor, naturalmente, é a própria tensão máxima de saída.

Para a ondulação de tensão a capacitância de saída mínima para os retificadores monofásicos é definida em função da ondulação de 120 Hz, para uma freqüência de rede igual a 60 Hz, estipulada em projeto. No retificador trifásico isso só se aplica caso deseja-se limitar a ondulação dessa freqüência no ponto médio. Nesse caso pode-se definir a capacitância mínima necessária pela equação (3.47). [6]

$$C_{oT} = \frac{P_o}{2 \cdot \omega_r \cdot \Delta V_{oT} \cdot V_{oT}^2} \quad (3.47)$$

O critério de *hold-up time* especifica o tempo mínimo ($t_{hold-up}$) em que o conversor deve sustentar a carga, com ausência de rede, sem que o percentual de queda de tensão estipulado ($\Delta V_{hold-up}$) seja ultrapassado. Por este critério, a capacitância de saída pode ser calculada por (3.48).[43]

$$C_{oT} = \frac{P_o \cdot t_{hold-up}}{2 \cdot V_{oT} \cdot (V_{oT} - \Delta V_{hold-up} \cdot V_{oT})} \quad (3.48)$$

O terceiro critério é o de corrente eficaz. Esse método consiste em dimensionar o capacitor de saída pela sua corrente eficaz. O equacionamento é complexo e depende do comportamento da carga, principalmente para uma carga não linear, como por exemplo, um inversor.

Considerando uma carga resistiva, tem-se que a corrente no capacitor é dada pela equação (3.49).

$$I_{C_{oT}}(t) = I_{D_T}(t) - I_{R_o}(t) \quad (3.49)$$

Fazendo as devidas substituições, a corrente eficaz sobre o capacitor ($I_{C_{oT}ref}$) é dada pela equação (3.50).

$$I_{C_{oT}ref} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_p \cdot \sin(\omega \cdot t))^2 \cdot \left(\frac{V_p}{V_{oT}} \sin(\omega \cdot t) \right)^2 - \left(\frac{V_{oT}}{R_{oT}} \right)^2 d\omega t} \quad (3.50)$$

Resolvendo a equação (3.50), tem-se a corrente eficaz no capacitor, dada por (3.51).

$$I_{C_{oT}ref} = \frac{1}{4 \cdot V_{oT} \cdot R_{oT}} \sqrt{6 \cdot I_p^2 \cdot V_p^2 \cdot R_o^2 - 16 \cdot V_{oT}^4} \quad (3.51)$$

Verifica-se que na prática, devido à tecnologia dos capacitores eletrolíticos, os mais utilizados para este tipo de aplicação, o critério que é predominante no dimensionamento é este último: a corrente eficaz. É conveniente ressaltar que a equação (3.51) estabelece a corrente eficaz para uma carga resistiva pura. Naturalmente, para uma carga não linear, como inversores, os valores podem ser muito maiores. Nesses casos, recomenda-se obter a corrente eficaz através do capacitor a partir de uma simulação numérica do circuito, com a devida carga.

3.4.2 Projeto do Controlador

Como o objetivo principal do trabalho é comprovar o funcionamento da estrutura e a estratégia de controle, não é realizado um estudo minucioso com relação à otimização do projeto do controlador. São aplicadas técnicas e

soluções clássicas, que embora simples, são muito eficazes na garantia do fator de potência elevado e baixa distorção harmônica.

3.4.2.1 Projeto da malha de Corrente

O compensador de corrente tem como função garantir que a corrente de entrada de cada retificador seja senoidal e em fase com a tensão respectiva do enrolamento secundário. A forma de onda da corrente no indutor deve ser uma senóide ou cossenóide retificada. Para conformar essa corrente como desejado, a malha de controle tem uma banda larga, para garantir baixa distorção harmônica.

O compensador escolhido é o chamado avanço-atraso de fase ou proporcional integral (PI) com filtro, muito utilizado em aplicações monofásicas. [6, 9, 43, 49] A função de transferência deste controlador é dada pela equação (3.52). O diagrama de bode assintótico do controlador selecionado é apresentado na Fig. 3.18.

$$C_{iT}(s) = \frac{K_c}{s} \cdot \frac{s + 2\pi \cdot f_z}{s + 2\pi \cdot f_p} \quad (3.52)$$

K_c é o ganho do compensador; f_z é a freqüência do zero; e f_p é a freqüência do pólo.

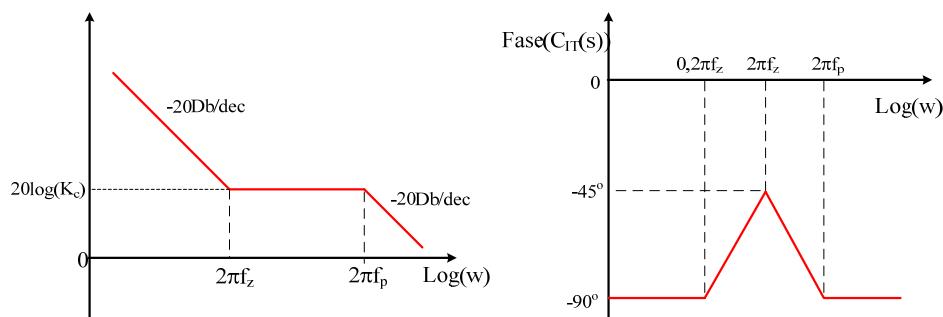


Fig. 3.18: Diagrama de bode do compensador avanço-atraso de fase.

Segundo [6] é adequado seguir os seguintes critérios no projeto do controlador:

- O pólo deverá estar situado na metade da freqüência de comutação;
- O zero do compensador deverá estar situado uma década abaixo da freqüência do pólo;

- O ganho do compensador deverá ser ajustado para satisfazer o critério de freqüência de cruzamento.

A freqüência de cruzamento (f_c), que estabelece a freqüência de corte do sistema controlado, deve ser inferior à freqüência de comutação. Em caso contrário o sistema pode se tornar instável, já que o compensador busca corrigir as ondulações de alta freqüência da corrente sobre o indutor. O valor admitido como adequado para a freqüência de cruzamento, segundo [6], é dada por (3.53).

$$f_c < \frac{f_s}{4} \quad (3.53)$$

Por fim, os parâmetros para o controlador são determinados, conforme os critérios descritos. Na Tabela 3.2 são apresentados os valores dos parâmetros escolhidos.

Tabela 3.2: Parâmetros do controlador de corrente.

Parâmetros	Valor
Freqüência de cruzamento (f_c)	3 kHz
Freqüência do pólo (f_p)	10 kHz
Freqüência do zero (f_z)	1 kHz
Ganho estático (K_c)	210
Margem de fase	35°
Tensão de pico da portadora (V_t)	5 V

Com os parâmetros escolhidos traça-se o diagrama de bode para a função de laço aberto do sistema, mostrado na Fig. 3.19. Verifica-se que a freqüência de cruzamento está em 3 kHz, e a margem de fase é de aproximadamente 30°, conforme o projeto.

Na Fig. 3.20 é apresentado o circuito do compensador de corrente. A função de transferência do circuito em função dos componentes passivos da sua estrutura é representada pela equação (3.54).

$$C_{IT}(s) = \frac{V_{sen}(s)}{V_c(s)} = \frac{-(1 - s \cdot R_f \cdot C_i)}{s \cdot R_i \cdot (C_f + C_i) \cdot \left(1 + s \cdot \frac{R_f \cdot C_f \cdot C_i}{C_i + C_f} \right)} \quad (3.54)$$

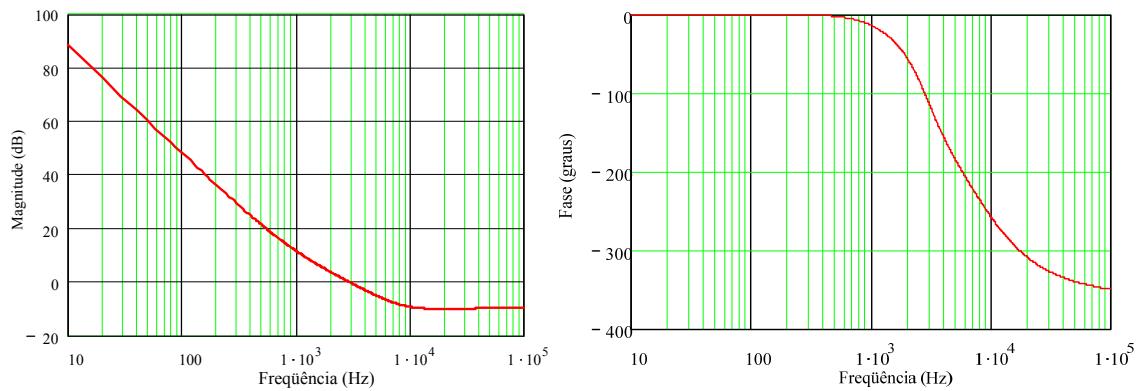


Fig. 3.19: Diagrama de Bode do sistema em laço aberto com o controlador de corrente.

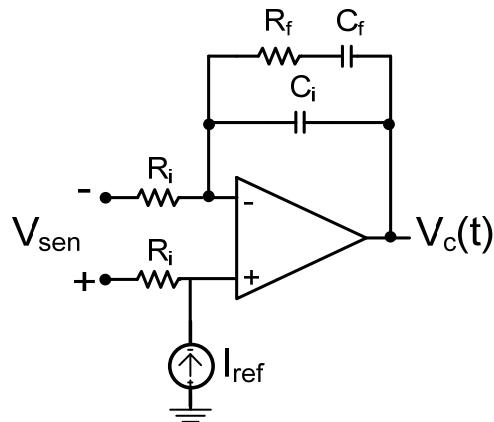


Fig. 3.20: Compensador do tipo proporcional-integral com filtro.

As freqüências do pólo e do zero são definidas pelas expressões (3.55) e (3.56).

$$f_z = \frac{1}{2\pi \cdot R_f \cdot C_i} [\text{Hz}] \quad (3.55)$$

$$f_p = \frac{C_f + C_i}{2\pi (R_f \cdot C_i \cdot C_f)} [\text{Hz}] \quad (3.56)$$

O ganho estático K_c é definido pela expressão (3.57).

$$K_c = \frac{1}{R_i \cdot C_i} \quad (3.57)$$

Por fim, com as equações (3.55), (3.56) e (3.57), e estipulando um valor adequado para a resistência R_i , é possível determinar os componentes do compensador de corrente.

3.4.2.2 Projeto da Malha de Tensão

Para a malha de controle de tensão as seguintes características são desejadas:

- Erro nulo à perturbação de carga e de tensão de entrada;
- Freqüência de corte inferior à freqüência de corte da malha de corrente;
- Freqüência de corte inferior a freqüência da ondulação de tensão de saída (120 Hz).

Para garantir erro nulo à perturbação é necessário que o controlador possua um pólo em zero, ou seja, que possua um integrador na malha direta, já que a planta não apresenta nenhum. O compensador escolhido é o proporcional integral com filtro.

O zero é posicionado próximo ao pólo da planta, que geralmente é muito próximo ao eixo imaginário devido a elevada capacitância de saída. O ganho é ajustado para uma freqüência de corte inferior a 120 Hz, pelas razões já discutidas. O pólo do compensador é ajustado próximo ao zero da planta.

Por fim, os parâmetros escolhidos para o compensador de tensão são apresentados na Tabela 3.3.

Tabela 3.3: Parâmetros do controlador de tensão.

Parâmetros	Valor
Freqüência de cruzamento	15 Hz
Freqüência do pólo (ω_p)	60 Hz
Freqüência do zero (ω_z)	25 Hz
Ganho estático (K_c)	650
Margem de fase	50°
Capacitores C_{oT} , C_{oM}	6 mF

Dimensionado o compensador, conforme especificações, pode-se traçar o diagrama de bode para a função de laço aberto do sistema, apresentado na Fig. 3.21.

Verifica-se que a freqüência de cruzamento está em cerca de 15 Hz, e que a margem de fase é de aproximadamente 50°, conforme estipulado em projeto.

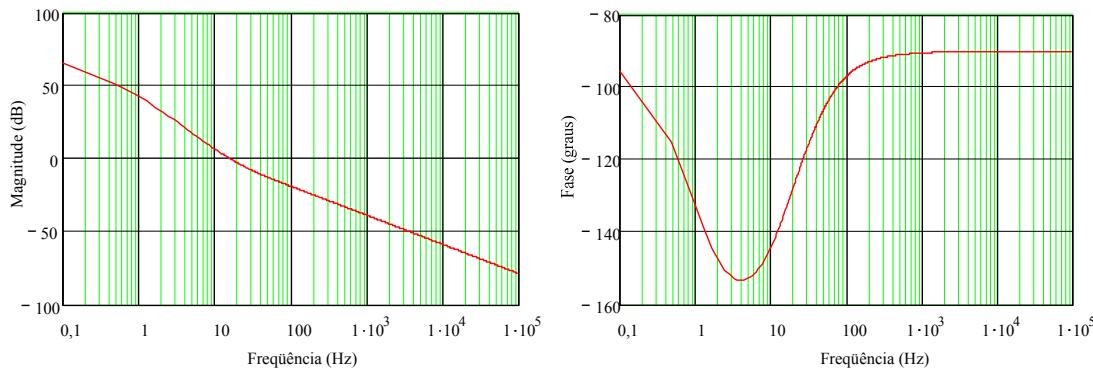


Fig. 3.21: Diagrama de Bode do sistema em laço aberto com o controlador tensão.

3.4.2.3 Projeto da malha de tensão compartilhada

O projeto da malha de tensão compartilhada é similar ao da malha de controle independente, já que as características da planta são idênticas, conforme apresentado na modelagem. Entretanto, nesse laço não há necessidade de restrição quanto à ondulação de 120 Hz. Portanto, o único diferencial para o projeto é a frequência de corte e o ganho estático, respectivamente dados por 200 Hz e 1500.

3.5 Resultados de Simulação

Para verificar a validade dos estudos teóricos, são apresentadas as simulações do retificador trifásico com ambas as técnicas de controle apresentadas. O simulador numérico utilizado foi o ORCAD.

3.5.1 Retificador com Controle Independente

Na Fig. 3.22 estão mostradas as formas de onda das correntes de linha formadas pelas correntes secundárias do transformador Scott. As distorções harmônicas totais das correntes de linha para carga nominal são: $\text{THD}_{IA} \approx \text{THD}_{IB} \approx \text{THD}_{IC} \approx 3\%$.

Na Fig. 3.23 são mostradas as formas de onda das tensões de saída de cada conversor $V_{oT}(t)$ e $V_{oM}(t)$ e a tensão total de saída $V_o(t)$ escalonada por um fator de dois, para melhor visualização. Verifica-se que não há ondulação na tensão resultante de saída, como previsto.

Para verificar a atuação da malha de controle, aplicou-se uma perturbação na carga. Inicialmente com 50% da carga fez-se um acréscimo

para 100%. Na Fig. 3.24 são apresentadas as correntes $I_{LT}(t)$ e $I_{LM}(t)$. As formas de onda das correntes de fase no primário do transformador Scott podem ser vistas na Fig. 3.25.

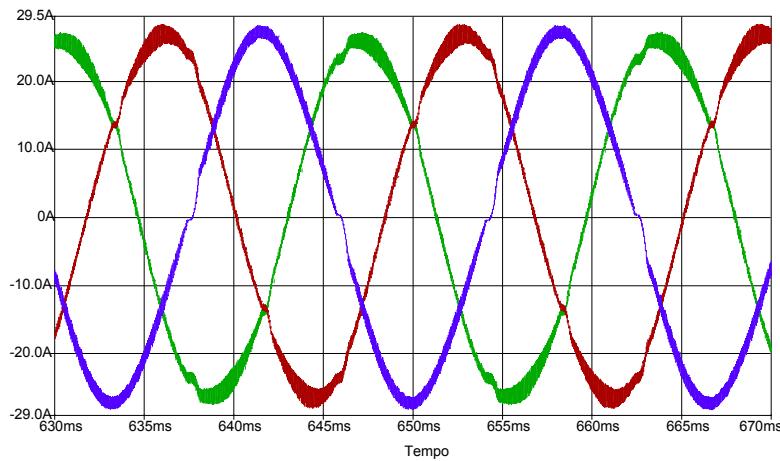


Fig. 3.22: Correntes de linha $I_A(t)$, $I_B(t)$ e $I_C(t)$.

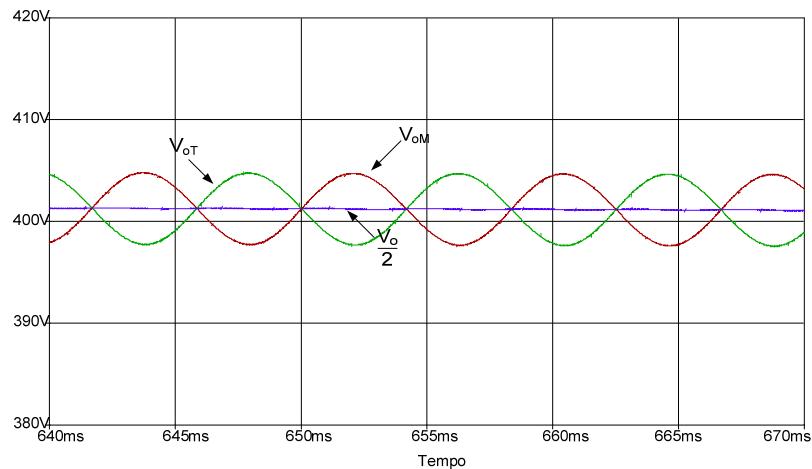


Fig. 3.23: Tensões de saída $V_{oT}(t)$, $V_{oM}(t)$ e $V_o(t)/2$.

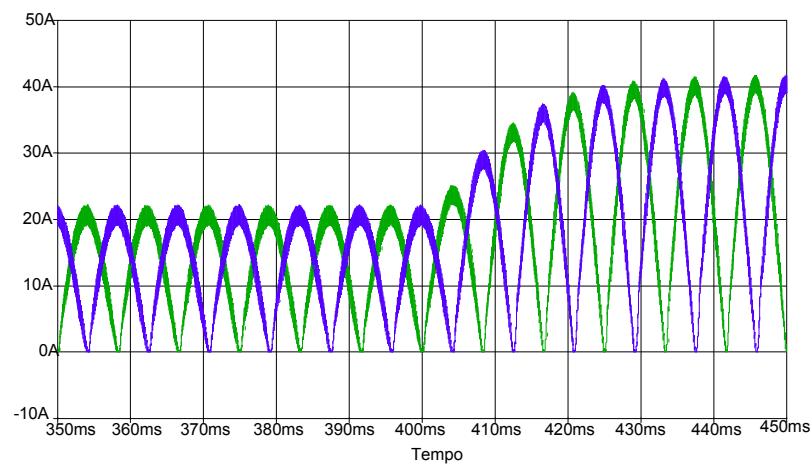


Fig. 3.24: Correntes nos indutores elevadores L_T e L_M .

As formas de onda das tensões de saída de cada conversor para o degrau de carga, $V_{oT}(t)$ e $V_{oM}(t)$, e a tensão de saída $V_o(t)/2$ são apresentadas na Fig. 3.26. A corrente de entrada de um dos retificadores elevadores ($I_T(t)$) e sua tensão de saída são apresentadas em detalhes durante o transitório na Fig. 3.27.

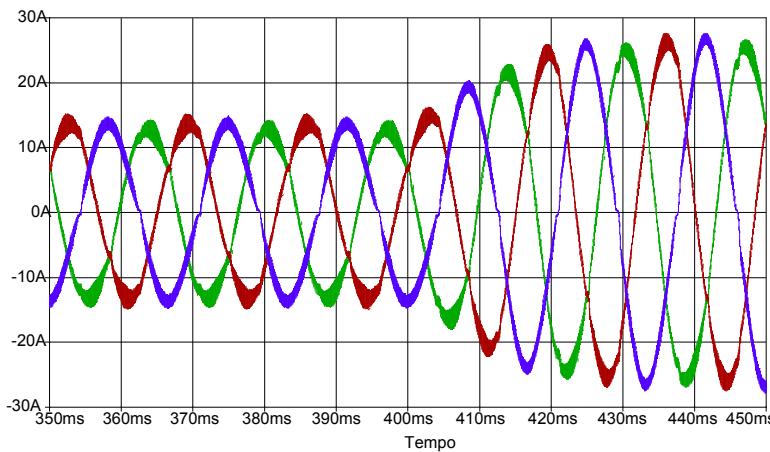


Fig. 3.25: Correntes de linha durante acréscimo de 50% na carga.

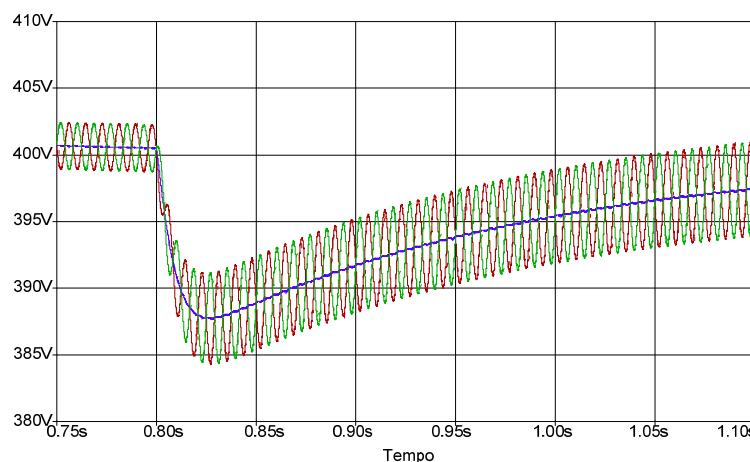


Fig. 3.26: Tensões de saída $V_{oT}(t)$, $V_{oM}(t)$ e $V_o(t)/2$ com transitório de carga.

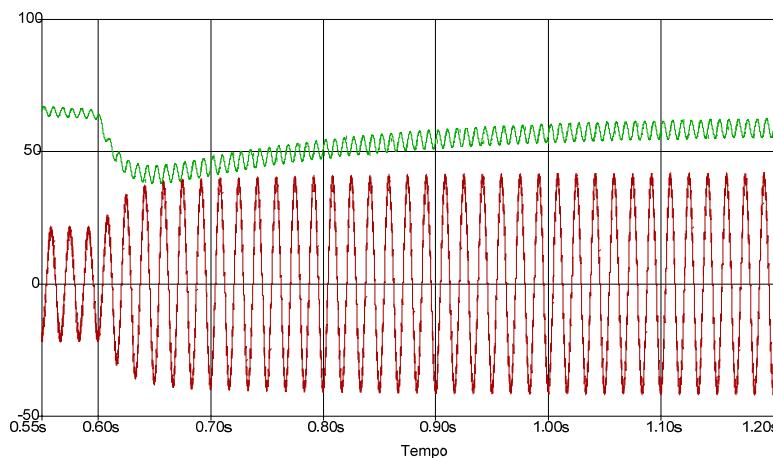


Fig. 3.27: Tensão $V_{oT}(t)$ (subtraída de 340 V) e corrente $I_T(t)$.

3.5.2 Retificador com Malha de Tensão Compartilhada

Na Fig. 3.28 são mostradas as correntes de linha formadas pelas correntes secundárias do transformador Scott. As distorções harmônicas totais das correntes de linha para carga nominal são: $\text{THD}_{IA} \approx 3\%$, $\text{THD}_{IB} \approx 3\%$ e $\text{THD}_{IC} \approx 3\%$

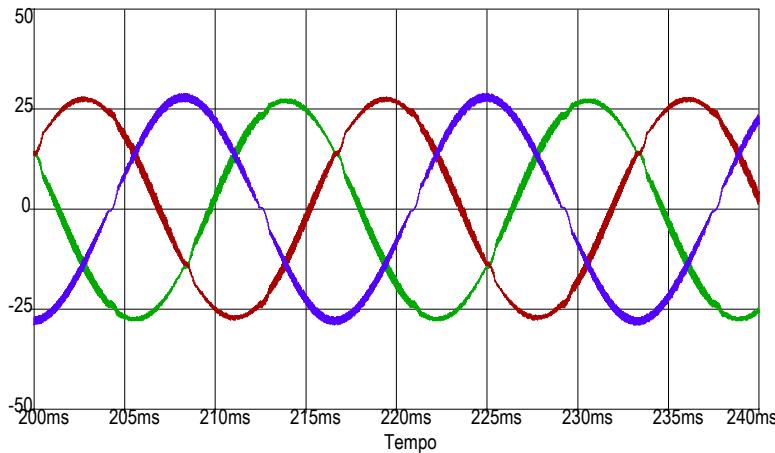


Fig. 3.28: Correntes de linha $I_A(t)$, $I_B(t)$ e $I_C(t)$.

Na Fig. 3.29 são mostradas as formas de onda das tensões de saída de cada conversor $V_{oT}(t)$ e $V_{oM}(t)$ e a tensão total de saída $V_o(t)$ escalonada para melhor visualização. Verifica-se que não há ondulação na tensão resultante de saída, como previsto.

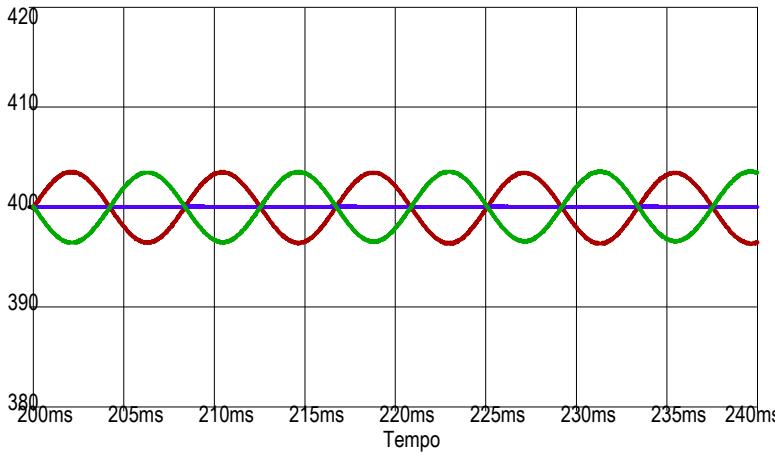


Fig. 3.29: Tensões de saída $V_{oT}(t)$, $V_{oM}(t)$ e $V_o(t)/2$.

Para verificar a atuação da malha de controle realizou-se uma perturbação na carga. Inicialmente com 50% da carga fez-se um acréscimo para 100%.

O resultado das formas de onda das correntes de fase no primário do transformador Scott pode ser visto na Fig. 3.30.

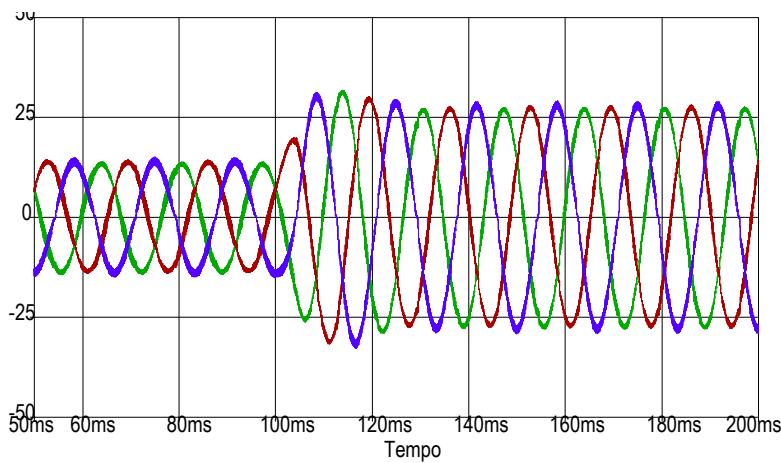


Fig. 3.30: Correntes de linha durante acréscimo de 50% na carga.

As tensões de saída de cada conversor, $V_{oT}(t)$ e $V_{oM}(t)$, e a tensão de saída $V_o(t)$ dividida por dois para o transitório de carga são apresentadas na Fig. 3.31.

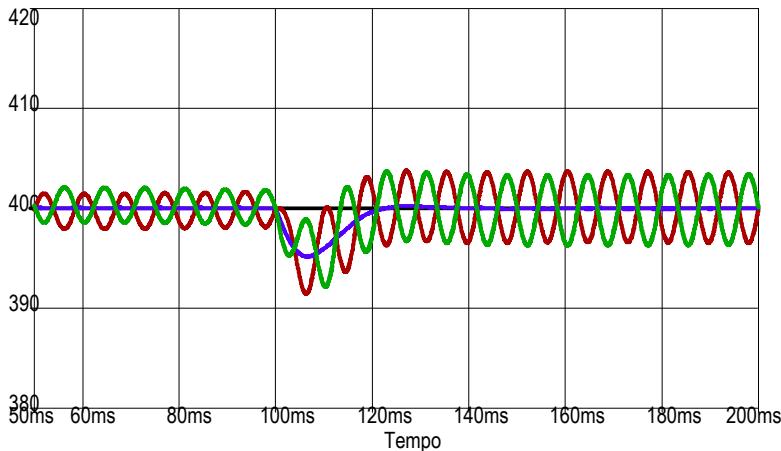


Fig. 3.31: Tensões de saída $V_{oT}(t)$, $V_{oM}(t)$ e $V_o(t)/2$ com transitório de carga.

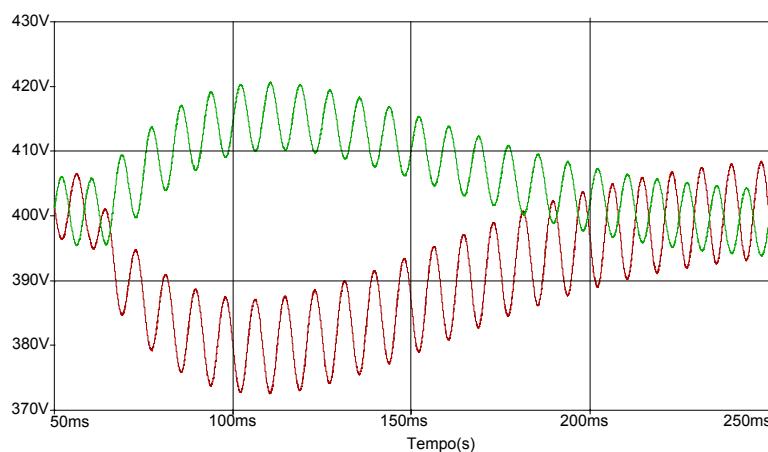


Fig. 3.32: Tensões de saída $V_{oT}(t)$, $V_{oM}(t)$ durante um desequilíbrio de carga.

Um segundo transitório foi realizado. Desta vez com desequilíbrio de carga com o objetivo de comprovar o correto funcionamento da malha de

tensão de equilíbrio. Na Fig. 3.32 são apresentadas as tensões de saída dos conversores nos instantes de desequilíbrio de carga.

3.6 Resultados Experimentais

Para a construção do circuito de controle do retificador trifásico elevador usou-se o circuito integrado UC3854A [11], do fabricante Unitrode. O dimensionamento dos circuitos auxiliares, bem como dos circuitos de proteção foi feito conforme *application note* [9] do próprio fabricante. Para os circuitos de comando foram utilizados os *drivers* SKH110 [50] do fabricante Semikron.

O circuito completo, com exceção do *driver*, é apresentado na Fig. 3.34. Na Tabela 3.4 apresenta-se a listagem completa dos componentes.

Um protótipo do retificador trifásico elevador com ponto médio baseado no transformador Scott foi implementado para comprovar os estudos teóricos. Na Fig. 3.33 é apresentada a fotografia do protótipo e na Fig. 3.35 a fotografia do transformador Scott.

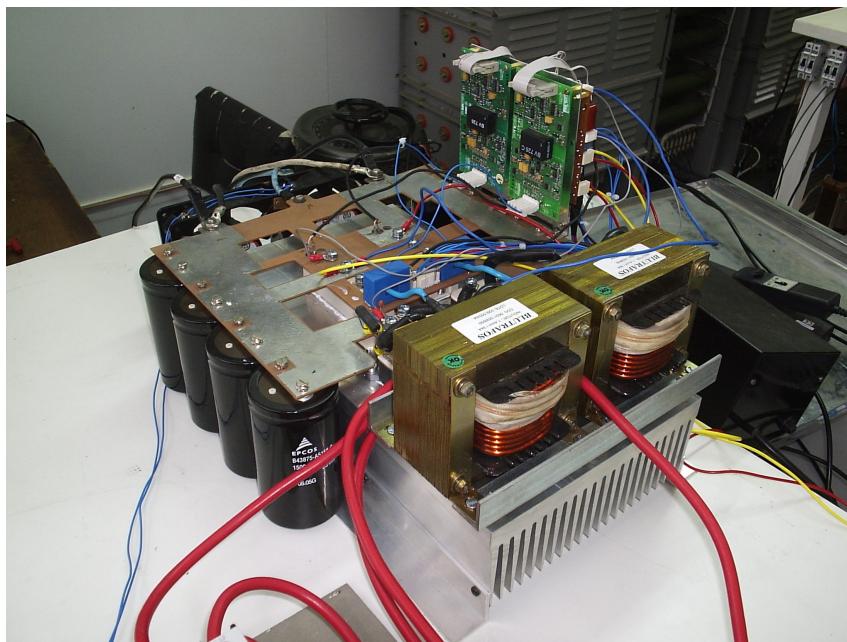


Fig. 3.33: Fotografia do protótipo implementado.

As duas técnicas de controle propostas foram analisadas. Primeiramente apresentam-se os resultados com malhas de controle independentes nos conversores e em seguida, os resultados experimentais para técnica com malha de controle comum.

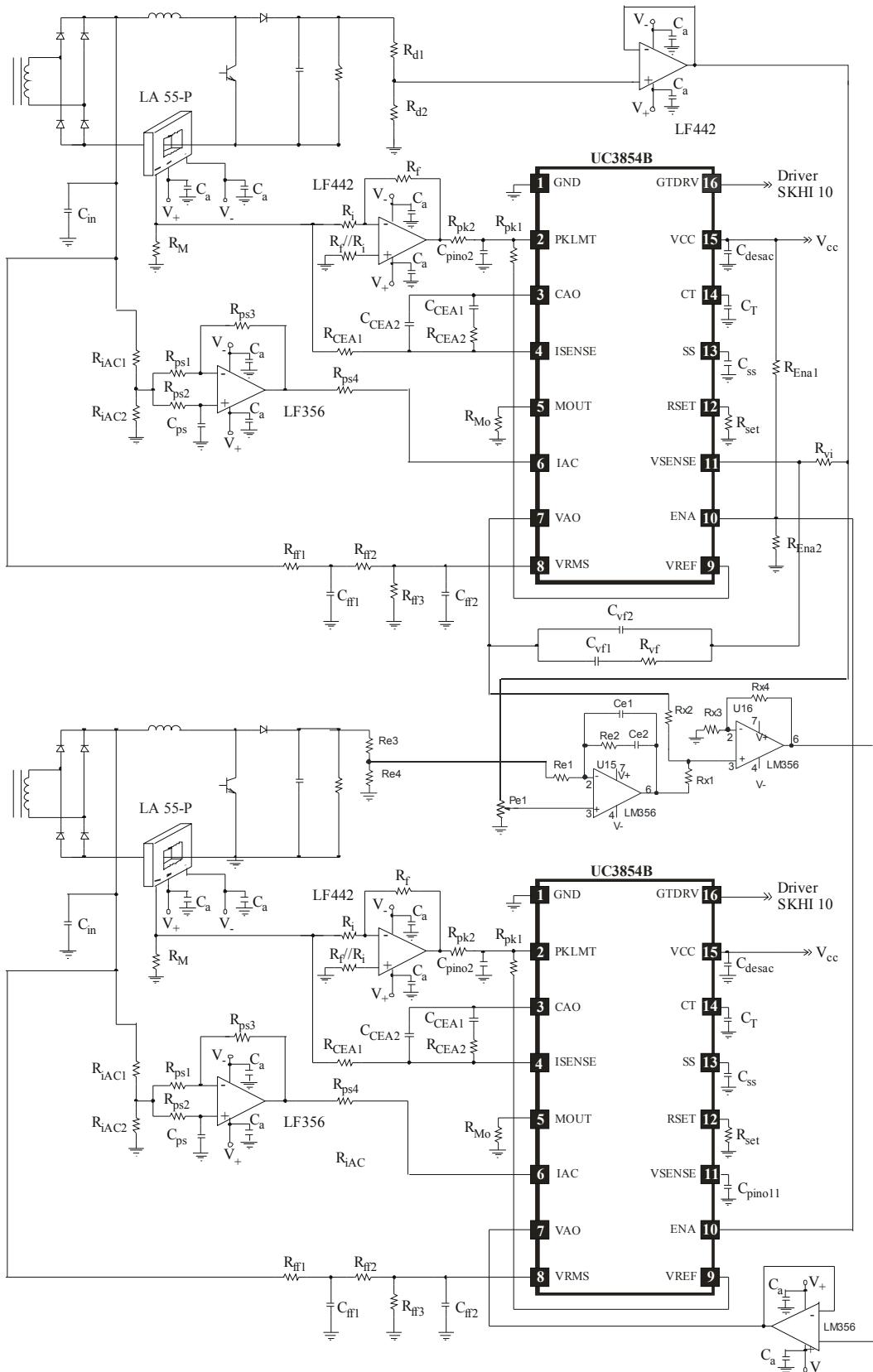


Fig. 3.34: Esquema de circuitos do retificador elevador implementado.

Tabela 3.4: Lista de componentes utilizados.

Referência	Descrição	Valor
Rpk1	Resistor de fio metálico	5,6 kΩ, 1/3 W
Rpk2	Resistor de fio metálico	2,7 kΩ, 1/3 W
Rf, Ri, Ri//Rf, Re1	Resistor de fio metálico	100 kΩ, 1/3 W
RM	Resistor de fio metálico	68 Ω, 1/3 W
RMo	Resistor de fio metálico	9,1kΩ, 1/3 W
RiAC1	Resistor de fio metálico	1,5 MΩ, 1/3 W
RiAC2, REna2	Resistor de fio metálico	22 kΩ, 1/3 W
Rff1	Resistor de fio metálico	844 kΩ 1/3 W
Rff2	Resistor de fio metálico	33 kΩ, 1/3 W
Rff3	Resistor de fio metálico	8,2 kΩ, 1/3 W
REna1	Resistor de fio metálico	47 kΩ, 1/3 W
Rset	Resistor de fio metálico	10 kΩ, 1/3 W
Rd1	Resistor de precisão	1,2 MΩ
Rd2	Resistor de precisão	5,1 kΩ, 1/3 W
R2	Resistor de fio metálico	6,8 kΩ, 1/3 W
RiAC	Resistor de fio metálico	1,5 MΩ, 1/3 W
Rcea1	Resistor de precisão	9 KΩ
Rcea2	Resistor de precisão	38,98 kΩ
Rps1, Rps2, Rps3	Resistor de precisão	15 kΩ
Rps4	Resistor de precisão	22 kΩ
Rvf	Resistor de fio metálico	190 kΩ
Rvi	Resistor de precisão	1,2 kΩ
Re2	Resistor de precisão	180 kΩ
Re3	Resistor de precisão	610 kΩ
Re4	Resistor fio metálico	5,1 kΩ, 1/3 W
Rx1, Rx2, Rx3, Rx4	Resistor de precisão	46 kΩ
Pe1	Potenciômetro precisão	10 kΩ
Z1, Z2	Zenner	6,2 V ½ W
LF442, LF356	Amplificador operacional	
Ccea1, Cps	Capacitor de cerâmica	4,7 nF, 15 V
Ccea2	Capacitor de cerâmica	470 pF, 15 V
Cvf2	Capacitor de cerâmica	10 nF, 15 V
Cvf1	Capacitor de cerâmica	47 nF, 15 V
Cff1	Capacitor de poliéster	0,47 µF, 25 V
Cff2	Capacitor de poliéster	2,2 µF, 25 V
CT	Capacitor de cerâmica	6,8 nF, 15 V
Cdesac	Capacitor de poliéster	1 µF, 25 V
Css	Capacitor eletrolítico	4,7 µF, 25 V
Cpino2	Capacitor de cerâmica	100 pF, 15 V
Cpino11	Capacitor de cerâmica	1 nF, 15 V
Ca	Capacitor de poliéster	100 nF, 25 V
Cin	Capacitor de polipropileno	1 µF, 400 V
Ce1	Capacitor cerâmico	10 nF, 25 V
Ce2	Capacitor tântalo	47 nF, 25 V
UC3854B	Circuito integrado	
IGBT/Diodo	SKM75GAL06	75 A / 600 V
Ponte retificadora	SKB50-04	50 A / 400 V
C _o	Capacitor eletrolítico	2 x 4 x 1500 µF/450 V
LA55P	Sensor de corrente LEM	

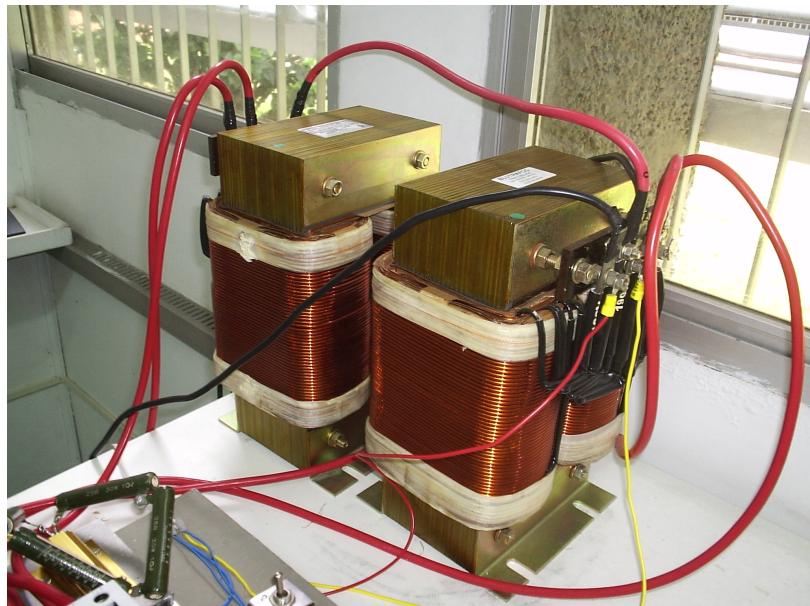


Fig. 3.35: Fotografia do transformador na conexão Scott.

3.6.1 Retificador com Controle Independente

Na Fig. 3.36 são visualizadas as tensões de fase A, B e C da rede trifásica que aparecem no primário do transformados com conexão Scott. Pela visualização das formas de onda pode-se notar que há um achatamento próximo da tensão de pico. A taxa de distorção harmônica nessas tensões tem seus valores dados por 3,2 %, 3,4% e 3,0%, respectivamente.

Na Fig. 3.37 são mostradas as correntes das fases A, B e C. As distorções harmônicas são de 5,5%, 4,8% e 5,1%, respectivamente. O fator de potência por fase ficou em 0,996, 0,990 e 0,991, respectivamente.

As correntes dos enrolamentos secundários do transformador Scott, ou correntes de entrada de cada conversor, são apresentadas na Fig. 3.38. As distorções harmônicas dessas correntes são de 3,9% e 4,6%, respectivamente.

Na Fig. 3.39 são apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente de entrada na fase A. Verifica-se que, além da reduzida distorção harmônica, as mesmas estão em fase, o que justifica o elevado fator de potência.

Na Fig. 3.40 apresentam-se as tensões de saída $V_{oM}(t)$, $V_{oT}(t)$ e $V_o(t)/2$. Observa-se claramente que a tensão $V_o(t)$ apresenta ondulação reduzida devido ao cancelamento das ondulações das tensões $V_{oM}(t)$ e $V_{oT}(t)$. Tem-se então uma tensão total de saída com baixa ondulação.

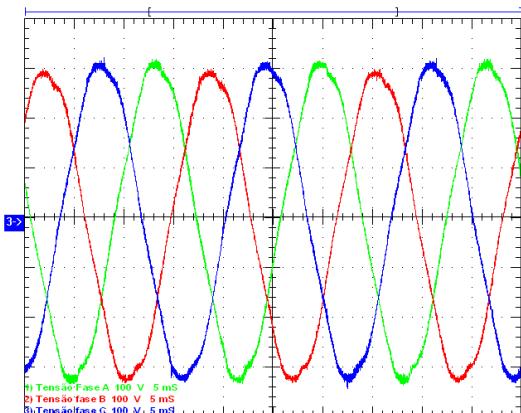


Fig. 3.36: Tensões nas fases A, B e C. (100 V/div. e 5 ms/div)

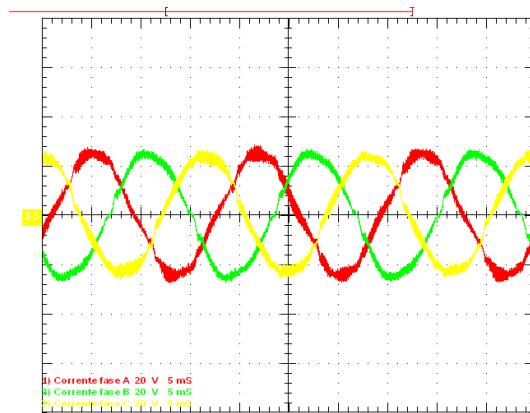


Fig. 3.37: Correntes de entrada nas fases A, B e C. (20 A/div. e 5 ms/div)

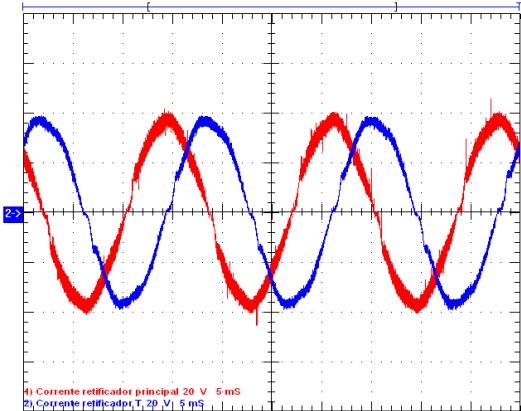


Fig. 3.38: Correntes de entrada dos retificadores elevadores. (20 A/div. e 5ms/div)

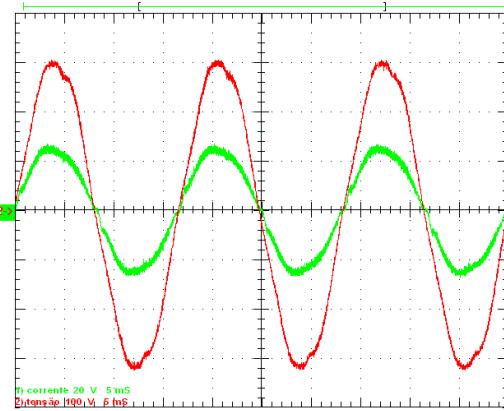


Fig. 3.39: Corrente (20 A/div.) e tensão(100 V/div.) de entrada na fase A.

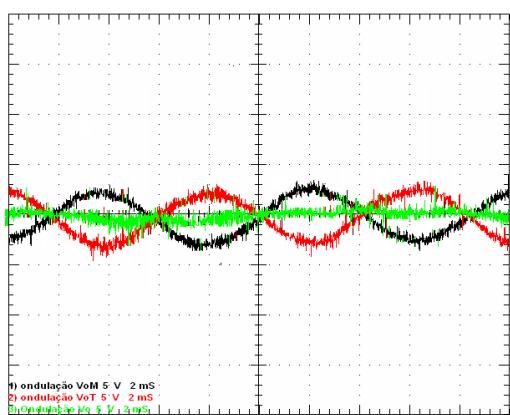


Fig. 3.40: Ondulações das tensões de saída $V_{oM}(t)$, $V_{oT}(t)$ e $V_o(t)$.(5 V/div. e 2 ms/div)

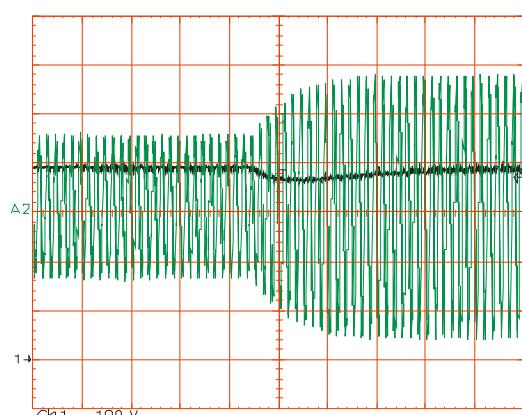


Fig. 3.41: Transitório de carga de 33%.

Com um degrau de carga obteve-se o transitório da tensão e da corrente em um dos conversores. As formas de onda obtidas são apresentadas na Fig.

3.41. Neste transitório a carga é acrescida de aproximadamente 33% da tensão nominal, passando de 67% para 100% da corrente de saída nominal.

3.6.2 Retificador com Malha de Tensão Compartilhada

As tensões das fases A, B e C da rede trifásica são mostradas na Fig. 3.42. O valor da taxa de distorção harmônica de cada tensão ficou abaixo de 3%.

Na Fig. 3.43 são ilustradas as correntes das fases A, B e C. As distorções harmônicas são de 5,1%, 4,6% e 4,8%, respectivamente. O fator de potência por fase ficou em 0,992, 0,995 e 0,993, respectivamente.

As correntes dos enrolamentos secundários do transformador Scott, ou correntes de entrada de cada conversor são apresentadas na Fig. 3.44. A distorção harmônica destas correntes é de 3,7% e 4,3%.

Na Fig. 3.45 são apresentadas a tensão e a corrente de entrada na fase B. Essas se encontram em fase, o que assegura um fator de deslocamento unitário.

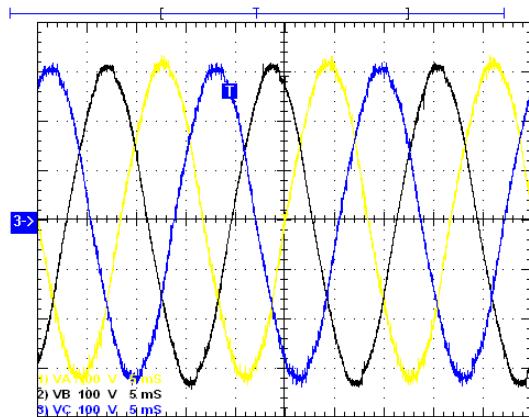
Na Fig. 3.46 apresentam-se as tensões de saída $V_{oM}(t)$, $V_{oT}(t)$ e $V_o(t)/2$. Observa-se claramente que a tensão $V_o(t)$ apresenta ondulação reduzida devido ao cancelamento das ondulações das tensões $V_{oM}(t)$ e $V_{oT}(t)$.

Com uma perturbação na carga, desequilibrando a carga entre os conversores, obtiveram-se os transitórios das tensões e correntes. As formas de onda obtidas durante os transitórios são apresentadas nas Fig. 3.47 e Fig. 3.48.

Para comprovar a dinâmica da malha de tensão comum, fez-se um degrau de carga sem utilização de ponto neutro. Os transitórios das tensões e correntes obtidos nesse experimento são apresentados na Fig. 3.49 e na Fig. 3.50.

Observa-se que a tensão total de saída $V_o(t)$ praticamente não se altera durante o transitório, o que comprova a excelente dinâmica obtida com a malha de controle de tensão comum.

Com o ensaio para diferentes valores de carga obtém-se a curva de rendimento do retificador. O resultado é representado pelo gráfico da Fig. 3.51. O rendimento em potência nominal é de aproximadamente 94%.



**Fig. 3.42: Tensões nas fases A, B e C.
(100 V/div. e 5 ms/div)**

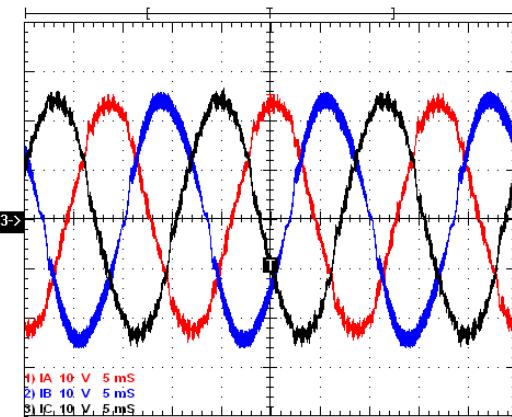


Fig. 3.43: Correntes de entrada nas fases A, B e C. (10 A/div. e 5 ms/div)

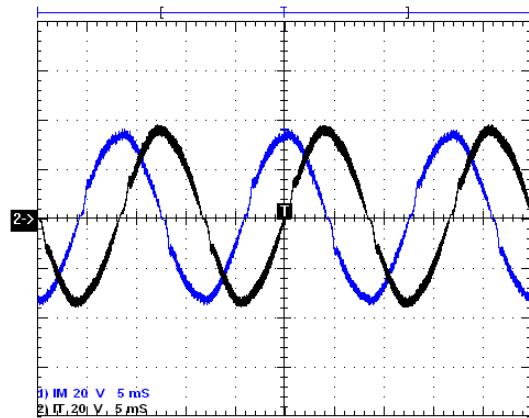


Fig. 3.44: Correntes de entrada dos retificadores. (20 A/div. e 5 ms/div)

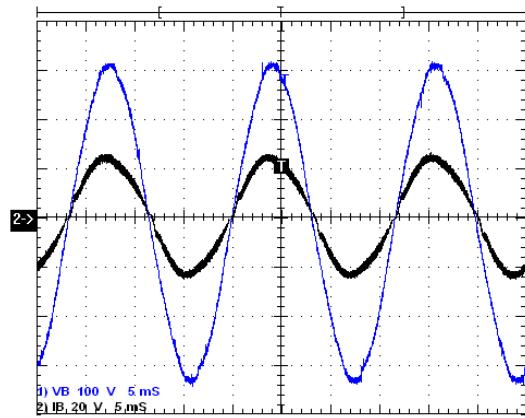


Fig. 3.45: Corrente (20 A/div.)e tensão(100 V/div.) de entrada na fase B.

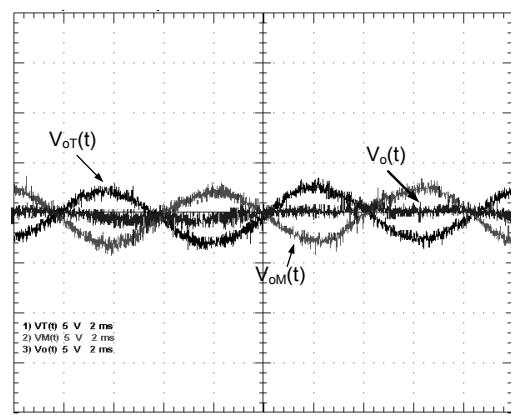
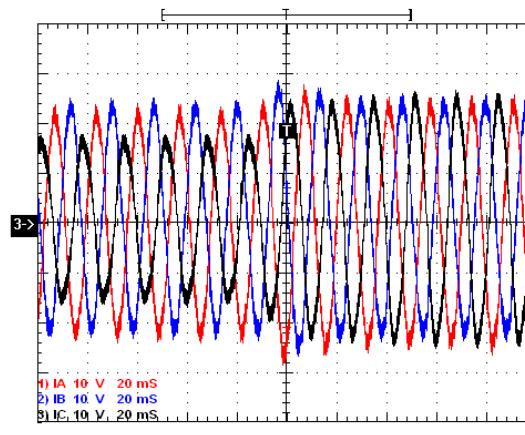


Fig. 3.46: Ondulações das tensões de saída $V_{oM}(t)$, $V_{oT}(t)$ e $V_o(t)$. (5 V/div. e 2 ms/div)



**Fig. 3.47: Correntes de entrada para transatório de carga de 33% desequilibrado.
(10 A/div. e 20 ms/div)**

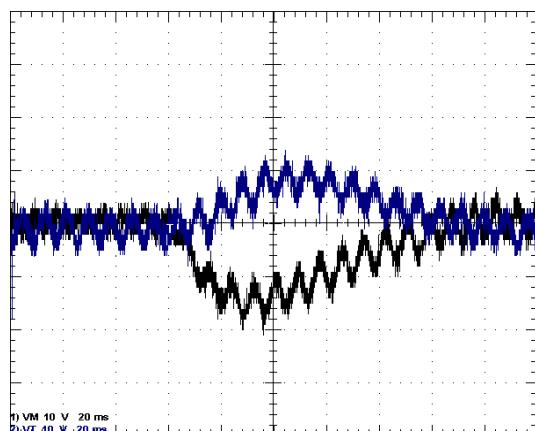


Fig. 3.48: Tensões de saída $V_{oM}(t)$ e $V_{oT}(t)$ para transitório de carga de 33% desequilibrado. (10 V/div. e 20 ms/div)

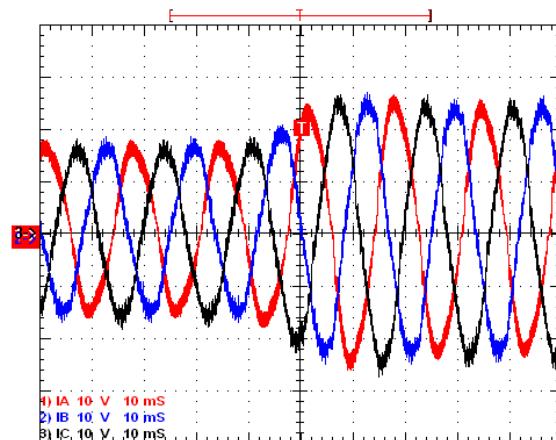


Fig. 3.49: Correntes de entrada para transitório de carga de 33% sem ponto neutro. (10 A/div. e 10 ms/div)

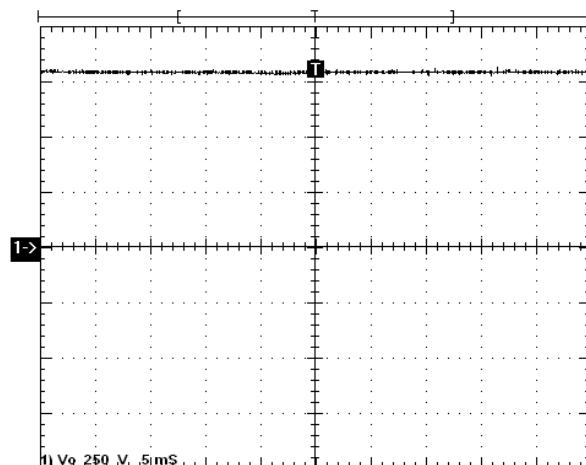


Fig. 3.50: Tensão de saída $V_o(t)$ para transitório de carga de 33% sem ponto neutro.

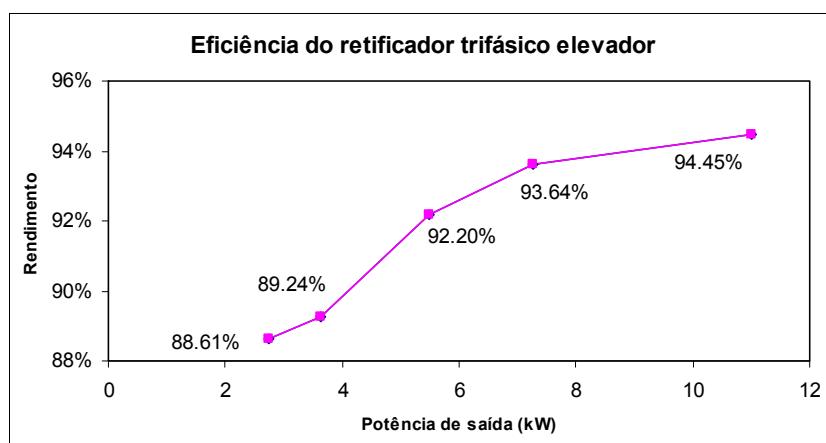


Fig. 3.51: Curva de rendimento do retificador.

3.7 Conclusões

Nesse capítulo realizou-se o estudo do retificador trifásico elevador com fator de potência unitário e ponto médio na saída baseado nos transformadores trifásico/bifásico. Em uma nova conexão entre os conversores monofásicos elevadores, obteve-se, com apenas dois interruptores, uma saída com ponto médio balanceado.

A tensão imposta sobre os interruptores é igual a metade da tensão V_o . Com o uso de interruptores de menor tensão, há margem para utilização de interruptores do tipo MOSFET de potência substituindo os tradicionais interruptores IGBTs. Isso tornaria possível um aumento da freqüência máxima de operação dos conversores, possibilitando uma redução de perdas e volume.

Com a análise estática, verificou-se que a tensão de saída V_o é constante, excluindo-se a componente de alta freqüência. Esse resultado possibilita uma redução da capacidade do filtro de saída, desde que outros parâmetros, como a corrente máxima e a tensão máxima do componente, não sejam restritivos.

Foram apresentadas duas técnicas de controle para o retificador proposto. A primeira, com controles independentes, utiliza a técnica já difundida em larga escala nos retificadores monofásicos. A segunda apresenta uma malha comum para os dois conversores que compõem o retificador, possibilitando transitórios de tensão de saída em uma dinâmica mais rápida. Essa técnica também prevê uma segunda malha de tensão para o equilíbrio do ponto neutro.

Os resultados experimentais comprovaram a eficácia de ambas as técnicas de controle aplicadas, tanto no balanço de tensão do ponto neutro como na dinâmica dos transitórios de carga.

As correntes de entrada obtidas foram satisfatórias com ambas as técnicas de controle. O elevado fator de potência obtido, praticamente unitário, evidenciou a eficiência do retificador proposto, bem como as técnicas aplicadas na implementação.

Capítulo 4 - Retificador Trifásico Abaixador Série

4.1 Introdução

Uma opção para correção de fator de potência e distorção harmônica da corrente de entrada em retificadores monofásicos é o retificador abaixador, ou buck (Fig. 4.1). Esse retificador é muito competitivo quando se quer robustez e uma tensão de saída inferior à tensão de entrada. Outra de suas peculiaridades é a saída com características de fonte de corrente, o que é adequado para muitas aplicações como, por exemplo, a carga de baterias.

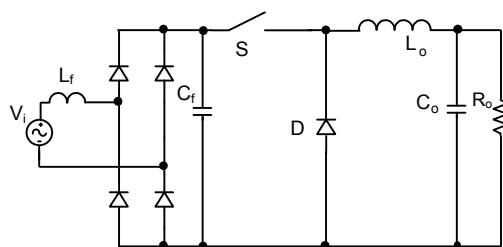


Fig. 4.1: Retificador monofásico abaixador.

Com o uso de uma modulação por largura de pulso senoidal retificada (SPWM) o conversor CA-CC abaixador pode apresentar um fator de potência unitário na entrada. Outras características importantes que o tornam robusto são:

- Proteção contra curto circuito devido à possibilidade de desconexão entre entrada e saída;
- Tensão média de saída menor que o valor de pico da tensão de entrada;
- Não necessita de circuito de pré-carga do capacitor de saída.

Todavia, esta topologia possui dois requisitos que reduzem sua competitividade, limitando a sua aplicação em muitos projetos. São elas:

- Filtro de alta freqüência na entrada;
- Indutor de saída para filtrar componentes de baixa freqüência.

Sem esses requisitos o fator de potência do retificador monofásico abaixador fica comprometido.

Para reduzir a indutância para se obter um elevado fator de potência na entrada, em [51] foi proposta uma nova técnica de controle. Essa técnica

consiste em modular o sinal de controle comparando com uma portadora triangular proporcional a ondulação de corrente no indutor. Assim, reduz-se a dependência da baixa ondulação de corrente através do indutor. Obtém-se, portanto, uma corrente de entrada senoidal, mesmo com significativa ondulação de corrente no filtro de saída. Na figura Fig. 4.2 está representada a técnica em questão.

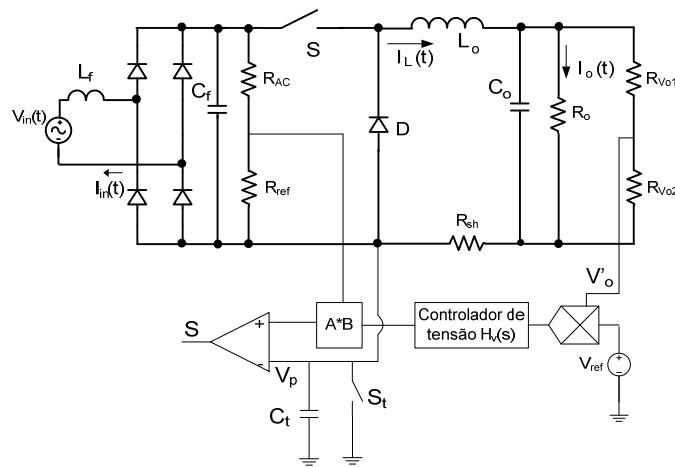


Fig. 4.2: Retificador abaixador operando em CCM com controle proposto por [24].

Em [7, 52] é proposta outra estratégia de controle com uma malha de *feedforward* que também compensa as ondulações de corrente no indutor, porém, através de um sinal modulador. Essa medida a torna eficaz e mais simples para uma implementação prática. Essa estratégia de controle é apresentada na Fig. 4.3.

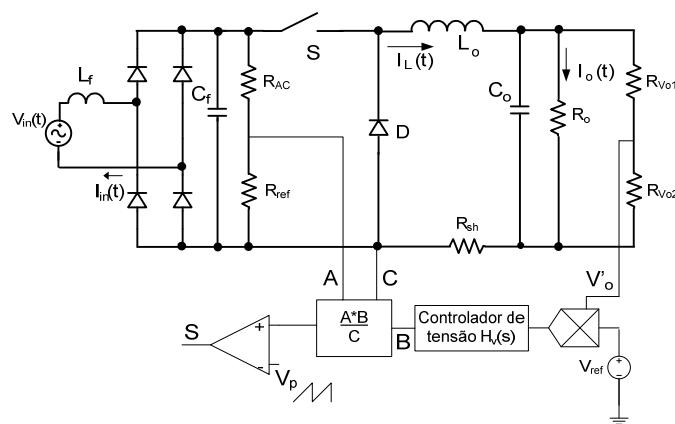


Fig. 4.3: Retificador abaixador operando em CCM com controle *feedforward*.

Utilizando a estratégia de controle apresentada em [7], propõe-se neste capítulo um retificador trifásico baseado nos transformadores

trifásicos/bifásicos. Esse retificador trifásico abaixador com conexão busca aproveitar as virtudes do retificador abaixador monofásico.

A estrutura trifásica proposta é ilustrada na Fig. 4.4 [53]. Trata-se de dois conversores monofásicos conectados com suas saídas em série, o T e o M, possibilitando um ponto médio regulado na saída.

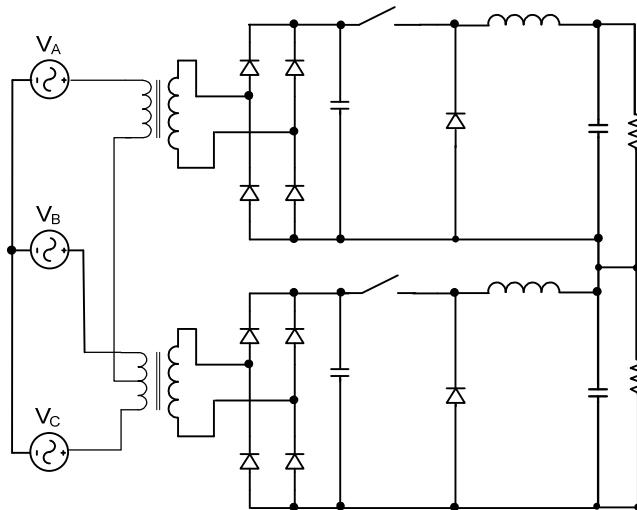


Fig. 4.4: Retificador trifásico abaixador série.

Para a obtenção do filtro da corrente de entrada aproveita-se a indutância de dispersão do transformador. Com isso não há a necessidade de indutores, apenas da adição dos capacitores do filtro. Além disso, assim como o retificador trifásico elevador, as ondulações de tensão de saída são reduzidas devido às fases opostas entre as ondulações das tensões de saída dos retificadores monofásicos.

Uma medida extra para possibilitar a redução do indutor de saída é promover o acoplamento magnético entre os indutores de ambos retificadores. A estrutura do retificador está representada pela Fig. 4.5.

Como características gerais desse conversor têm-se:

- Fator de potência unitário e correntes de entrada equilibradas;
- Utilização de apenas dois interruptores controlados;
- Tensão de saída total sem ondulações em baixa freqüência;
- Tensão de saída inferior à tensão de pico senoidal do enrolamento secundário do transformador Scott;
- Ponto médio com regulação;
- Sem circuito auxiliar de pré-carga do capacitor de saída;

- Aproveitamento da indutância de dispersão para o filtro de alta freqüência na entrada;
- Isolamento galvânico em baixa freqüência.

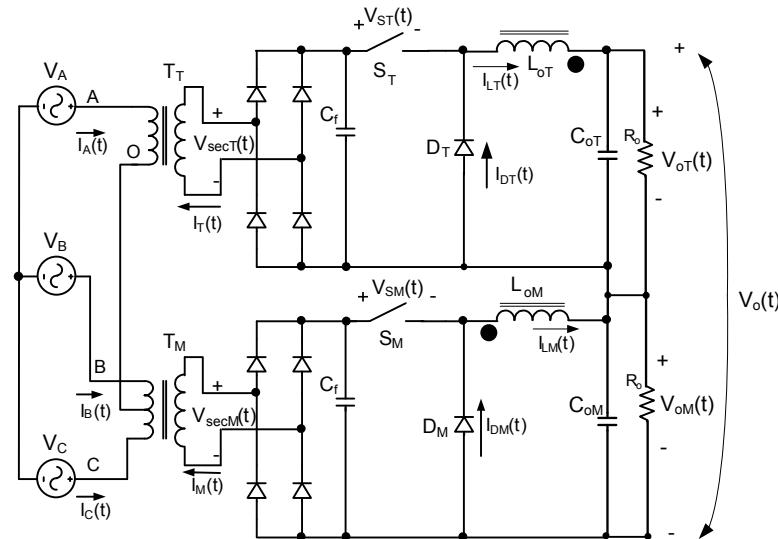


Fig. 4.5: Retificador trifásico abaixador de tensão série.

4.2 Análise em Regime Permanente

Para a análise em regime permanente do retificador trifásico do tipo abaixador utiliza-se a função de comutação, também chamada de função de chaveamento. [54-56] Essa ferramenta baseia-se no equacionamento do espectro harmônico que compõe as correntes e as tensões de interesse, através das Séries de Fourier.

Em muitas análises são aplicadas simplificações que ignoram as componentes de alta freqüência sem grandes prejuízos nos resultados. No entanto, o conhecimento rigoroso do comportamento de todas as grandezas de interesse oferece uma incerteza menor, possibilitando um projeto com maiores detalhes. Além disso, os retificadores trifásicos abaixadores apresentam alguns resultados peculiares que são facilmente obtidos com o uso da função de comutação.

Inicialmente apresenta-se, por simplicidade, a análise do retificador monofásico em condução contínua. Posteriormente, os resultados são desdobrados para a análise do retificador trifásico abaixador série.

4.2.1 Retificador Abaixador Monofásico em Condução Contínua

Considerando o retificador monofásico abaixador em condução contínua da Fig. 4.6, operando com freqüência constante, com modulação PWM e fator de potência unitário. Nesse modo de condução o indutor L_o é projetado para operar no dobro da freqüência de entrada, de maneira que se comporte como uma fonte de corrente com reduzida ondulação em baixa freqüência.

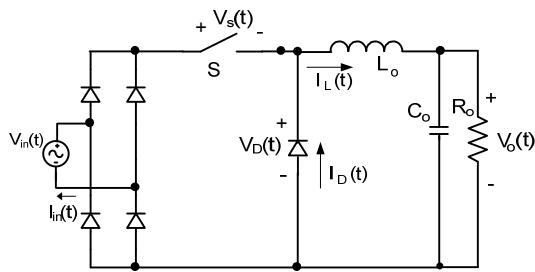


Fig. 4.6: Estrutura de potência do retificador abaixador monofásico.

Como condição inicial para análise supõe-se que para cada ciclo da tensão de entrada os pulsos de comando são simétricos em relação ao eixo das abscissas. Isso significa que a portadora de alta freqüência é uma onda triangular e possui uma freqüência múltipla da freqüência de entrada.

Seja a tensão de entrada $V_{in}(t)$ senoidal dada pela equação (4.1). A tensão de saída da ponte retificadora é dada pelo módulo da tensão $V_{in}(t)$. O circuito equivalente, omitindo a ponte retificadora, é apresentado na Fig. 4.7. A tensão resultante $V'_{in}(t)$ é dada pela expressão (4.2).

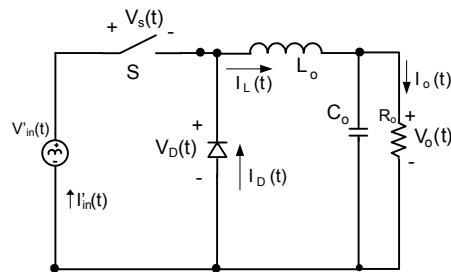


Fig. 4.7: Circuito equivalente do retificador buck monofásico.

$$V_{in}(t) = V_p \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (4.1)$$

$$V'_{in}(t) = V_p \cdot |\sin(\omega \cdot t)| \quad (4.2)$$

Para se obter um fator de potência unitário, a corrente de entrada deve estar em fase com a tensão de entrada. Para isso a razão cíclica imposta no interruptor deve ser proporcional à tensão $V'_{in}(t)$ em cada período de

comutação. Portanto, a razão cíclica deve ser expressa por (4.4). M_i é o índice de modulação dado pela equação (4.3). O parâmetro V_{m_pk} é a tensão de pico do sinal modulante e V_{tri_pk} é a tensão de pico da portadora triangular.

$$M_i = \frac{V_{m_pk}}{V_{tri_pk}} \quad (4.3)$$

$$d(t) = M_i \cdot |\sin(\omega_s \cdot t)| \quad (4.4)$$

A freqüência angular e o período de comutação são representados por ω_s e T_s , respectivamente. Pode-se descrever o trem de pulsos de comando do interruptor S, genericamente, pela forma de onda apresentada na Fig. 4.8.

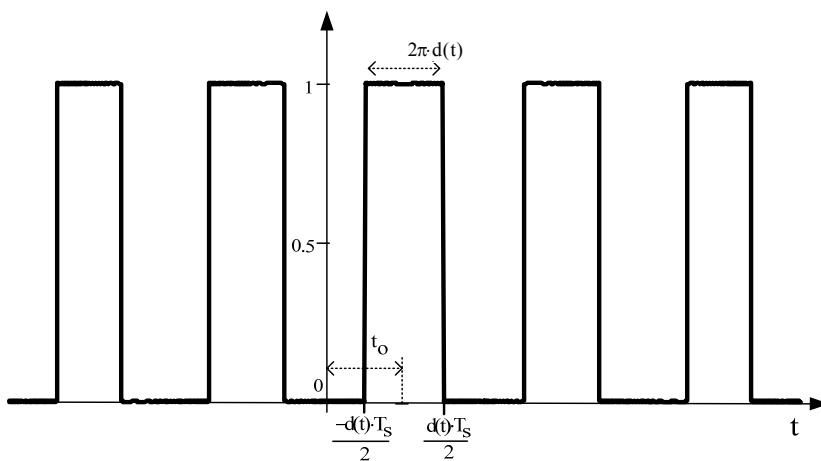


Fig. 4.8: Pulsos de comando do interruptor S.

Esta forma de onda pode ser descrita matematicamente por um somatório infinito de exponenciais complexas, harmonicamente relacionadas. Por definição o trem de pulsos $F(t)$ é dado pela expressão (4.5).

$$F(t) = D_{cc} + 2 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot t} \quad (4.5)$$

D_{cc} é a componente contínua da função e C_k são os coeficientes, dados respectivamente por (4.6) e (4.7). O termo t_o é o deslocamento no tempo do trem de pulsos. Resolvendo as integrais, obtém-se a função de comutação do interruptor S, mostrada na equação (4.8).

$$D_{cc} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi \cdot d(t)} 1 \cdot d(\omega_s \cdot t) \quad (4.6)$$

$$C_k = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi \cdot d(t)} e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot t} \cdot e^{-j \cdot k \cdot \omega_s \cdot t_o} \cdot d(\omega_s \cdot t) \quad (4.7)$$

$$F(t) = d(t) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{e^{-j \cdot k \cdot \omega_s \cdot t_o}}{j \cdot \pi \cdot k} \cdot (e^{j \cdot k \cdot \pi \cdot d(t)} - e^{-j \cdot k \cdot \pi \cdot d(t)}) \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot t} \quad (4.8)$$

Substituindo-se (4.4) em (4.8) obtém-se a expressão (4.9).

$$F(t) = M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)| + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{e^{-j \cdot k \cdot \omega_s \cdot t_o}}{j \cdot \pi \cdot k} \cdot (e^{j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|} - e^{-j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|}) \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot t} \quad (4.9)$$

O resultado gráfico da função de comutação $F(t)$, considerando os parâmetros da Tabela 4.1, é mostrado na Fig. 4.9.

Tabela 4.1: Parâmetros do retificador abaixador em condução contínua.

Parâmetro	Valor
V_p	100 V
ω	120π rad/s
ω_s	6000π rad/s
M_i	0.5
V_o	25 V
t_o	$T_s/2$
L_o	30 mH

A tensão sobre o interruptor S é obtida multiplicando a tensão de entrada $V'_{in}(t)$ pelo complemento dos pulsos de comandos $F(t)$. Portanto, a tensão sobre o interruptor $V_S(t)$ é dada por (4.10).

$$V_S(t) = V'_{in}(t) \cdot \left[1 - \left(M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)| + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot (t-t_o)}}{j \cdot \pi \cdot k} \cdot (e^{j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|} - e^{-j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|}) \right) \right] \quad (4.10)$$

O resultado gráfico utilizando os parâmetros da Tabela 4.1 é mostrado na Fig. 4.10.

A tensão sobre o diodo D é dada diretamente pela multiplicação da tensão de entrada pela função $F(t)$. O resultado obtido é apresentado em (4.11)

$$V_D(t) = V_p M_i \sin(\omega \cdot t)^2 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_p |\sin(\omega \cdot t)| \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot (t-t_o)}}{j \cdot \pi \cdot k} \cdot (e^{j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|} - e^{-j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|}) \quad (4.11)$$

A tensão $V_L(t)$ sobre o indutor L_o é obtida por análise de malha do circuito equivalente da Fig. 4.11. O resultado é expresso pela equação (4.12).

$$V_L(t) = V_p M_i \sin(\omega \cdot t)^2 - V_o(t) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_p |\sin(\omega \cdot t)| \cdot e^{j k \cdot \omega_s \cdot (t - t_0)}}{j \cdot \pi \cdot k} \cdot (e^{j k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|} - e^{-j k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|}) \quad (4.12)$$

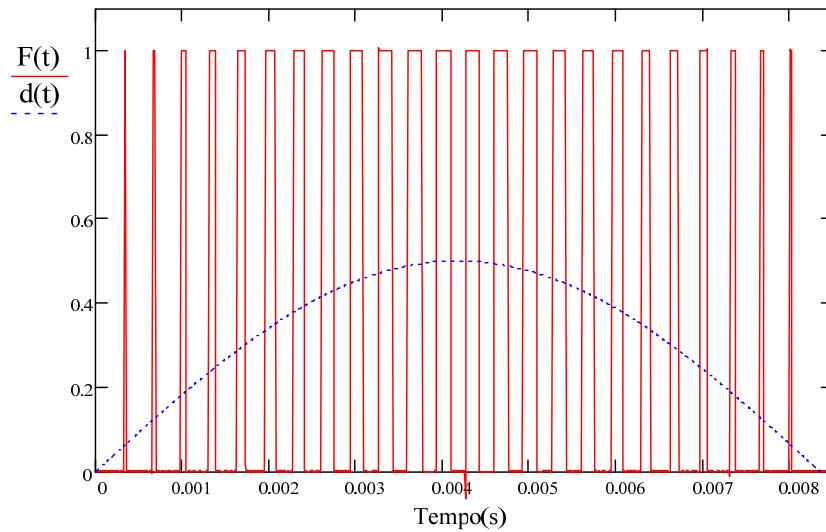


Fig. 4.9: Função de comutação do retificador a monofásico em condução contínua.

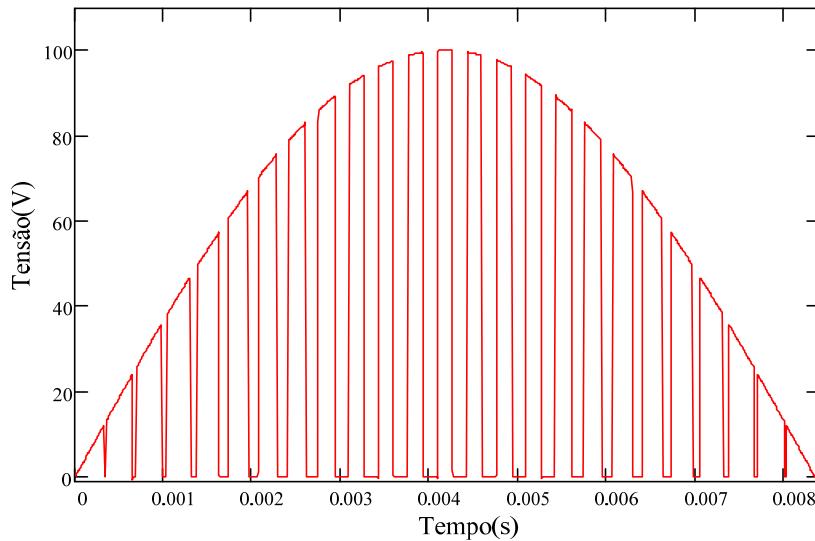


Fig. 4.10: Tensão sobre o interruptor S.

A equação (4.12) mostra que a tensão $V_L(t)$ é composta por dois termos distintos: um em alta freqüência composto pelo somatório infinito, e outro em baixa freqüência composto pela parte externa ao somatório.

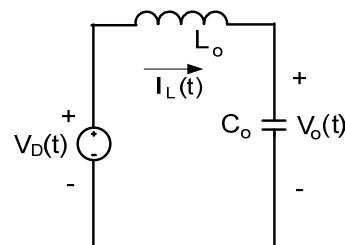
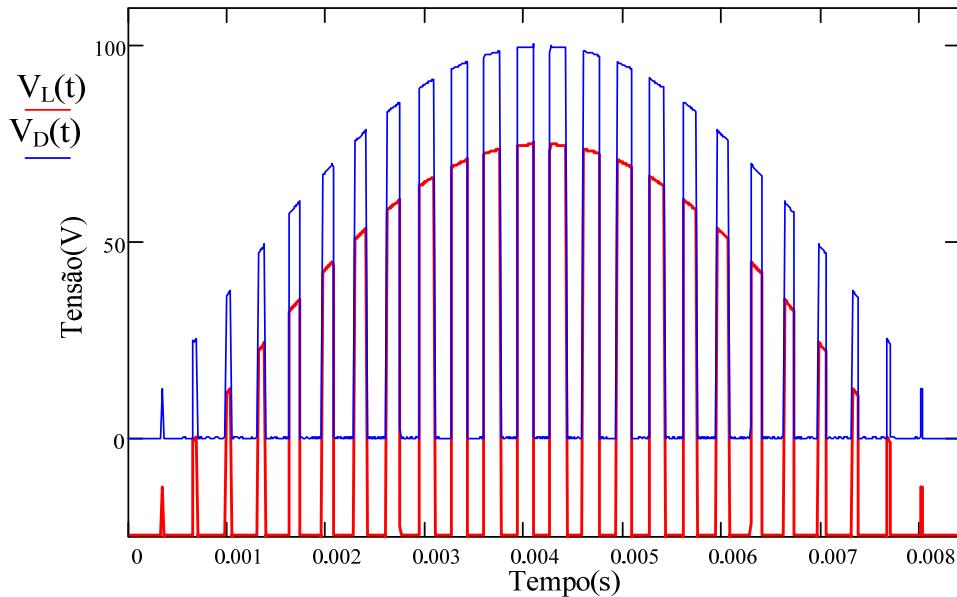


Fig. 4.11: Circuito equivalente de saída.

Supondo uma tensão de saída $V_o(t)$ contínua, livre de ondulação, as tensões $V_D(t)$ e $V_L(t)$ são representadas pelas formas de onda da Fig. 4.12.

**Fig. 4.12: Tensões sobre o diodo D e o indutor L_o .**

A ondulação de corrente $\bar{I}_L(t)$ no indutor L_o pode ser obtida pela lei de Ohm, conforme (4.13).

$$\bar{I}_L(t) = \frac{V_L(t)}{Z_L} \quad (4.13)$$

A impedância Z_L é determinada para cada freqüência dos termos que compõe a tensão $V_L(t)$. Para a componente em baixa freqüência, Z_L é dada pela equação (4.14), e para a componente em alta freqüência pela equação (4.15).

$$Z_L = j \cdot 2 \cdot \omega \cdot L_o \quad (4.14)$$

$$Z_L = j \cdot k \cdot \omega_s \cdot L_o \quad (4.15)$$

A corrente $\bar{I}_L(t)$ pode ser descrita conforme equação (4.16).

$$\bar{I}_L(t) = \frac{V_p M_i \sin(\omega \cdot t)^2 - V_o(t)}{j \cdot 2 \cdot \omega \cdot L_o} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_p |\sin(\omega \cdot t)| \cdot e^{jk\omega_s(t-t_0)}}{j \cdot \pi \cdot k \cdot (j \cdot k \cdot \omega_s \cdot L_o)} \cdot (e^{jk\pi M_i |\sin(\omega \cdot t)|} - e^{-jk\pi M_i |\sin(\omega \cdot t)|}) \quad (4.16)$$

Assim como a tensão sobre o indutor possui dois termos, a corrente também é formada por uma parcela em alta freqüência e outra em baixa freqüência. Naturalmente, as componentes de alta freqüência serão fortemente atenuadas devido ao efeito indutivo. A ondulação predominante será no dobro da freqüência da rede.

Desprezando-se a componente de alta freqüência, pode-se reescrever a ondulação de corrente no indutor de forma simplificada, apresentada pela equação (4.17).

$$\overline{I'_L}(t) = \frac{V_p M_i \sin(\omega \cdot t)^2 - V_o(t)}{j \cdot 2 \cdot \omega \cdot L_o} \quad (4.17)$$

Pelas relações trigonométricas pode-se simplificar a corrente $\overline{I'_L}(t)$, obtendo-se então a expressão (4.18).

$$\overline{I'_L}(t) = \frac{\frac{V_p M_i}{2} - \frac{V_p M_i}{2} \cos(2 \cdot \omega \cdot t) - V_o(t)}{j \cdot 2 \cdot \omega \cdot L_o} \quad (4.18)$$

A tensão de saída média V_{omed} pode ser determinada pela integral descrita por (4.19).

$$V_{omed} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} V_p \sin(\omega \cdot t) \cdot M_i \cdot \sin(\omega \cdot t) dt \quad (4.19)$$

Resolvendo a equação (4.19), obtém-se a tensão média de saída dada pela equação (4.20).

$$V_{omed} = \frac{V_p \cdot M_i}{2} \quad (4.20)$$

A equação (4.20) demonstra que com a modulação por largura de pulso senoidal a tensão média de saída independe da carga e o máximo valor é igual a metade da tensão de pico da entrada.

Considerando-se reduzida ondulação na tensão de saída, pode-se supor que a tensão $V_o(t)$ é equivalente a tensão média V_{omed} . Substituindo (4.20) em (4.18) tem-se a expressão (4.21).

$$\overline{I_L}(t) = \frac{-V_p \cdot M_i \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t)}{j \cdot 4 \cdot \omega \cdot L_o} \quad (4.21)$$

Na Fig. 4.13 são apresentadas as correntes no indutor $\overline{I_L}(t)$ e $\overline{I'_L}(t)$ para os parâmetros da Tabela 4.1. Claramente a componente de alta freqüência da ondulação de corrente é muito inferior à componente de baixa freqüência, já que a freqüência de comutação é muito superior à freqüência da rede. Neste caso, pode-se então desprezar a parcela em alta freqüência sem comprometer significativamente o resultado final.

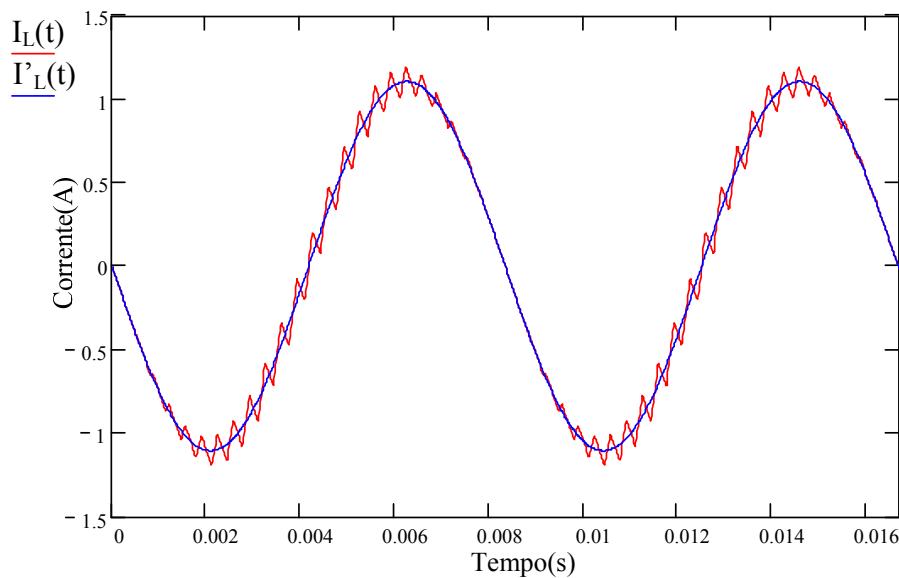


Fig. 4.13: Ondulação de corrente no indutor L_o com e sem ondulação de alta freqüência.

4.2.1.1 Resultados de Simulação

Para validar o equacionamento e as formas de onda obtidas a partir das equações, faz-se uma simulação do retificador abaixador monofásico em condução contínua e em malha aberta. Os parâmetros de simulação utilizados são os da Tabela 4.1, os mesmos da análise em regime permanente. No Apêndice A encontram-se a listagem do arquivo de simulação e o circuito simulado.

Na Fig. 4.14 é ilustrada a forma de onda da tensão sobre o interruptor S. Verifica-se que o resultado é idêntico à Fig. 4.10, obtido pelo equacionamento do retificador monofásico abaixador.

As formas de onda da tensão sobre o diodo e o indutor são mostradas nas Fig. 4.15 e Fig. 4.16, respectivamente.

A ondulação de corrente no indutor obtido na simulação é ilustrada na Fig. 4.17. Verifica-se que é similar a forma de onda obtida na análise matemática, apresentada na Fig. 4.13

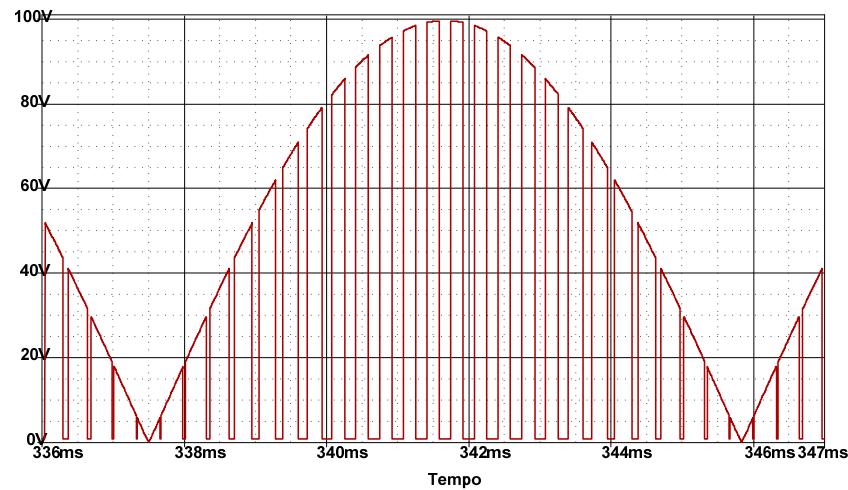


Fig. 4.14: Tensão sobre o interruptor S.

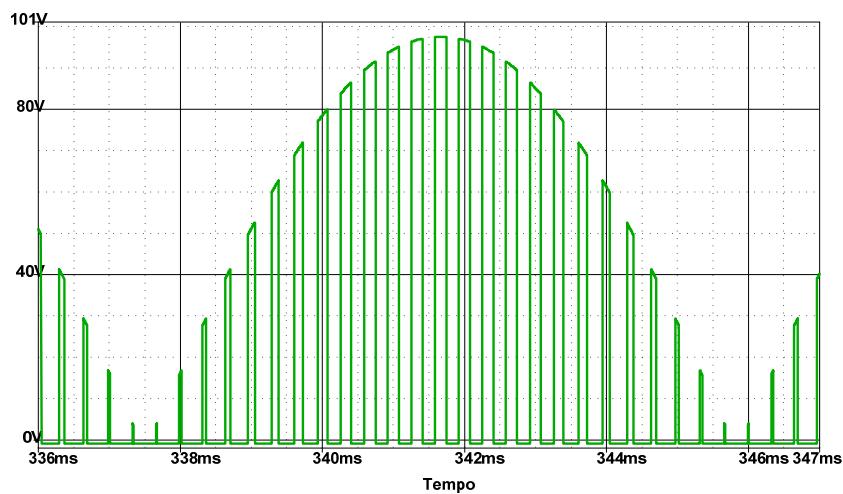


Fig. 4.15: Tensão sobre o diodo D.

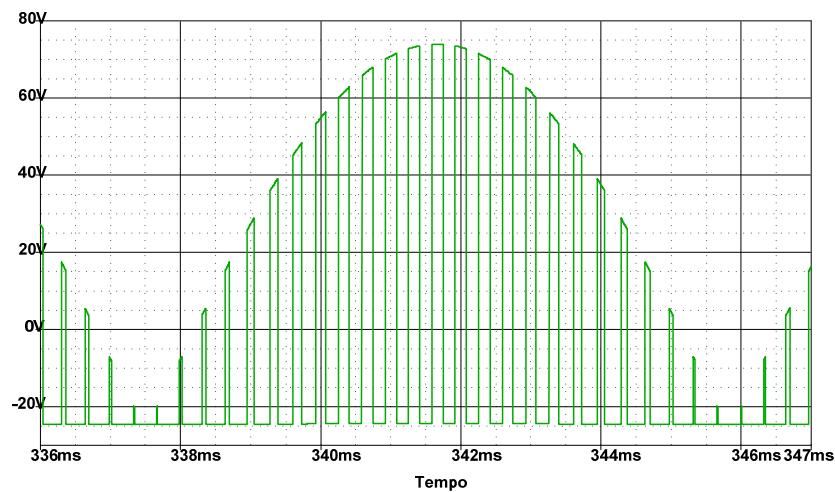
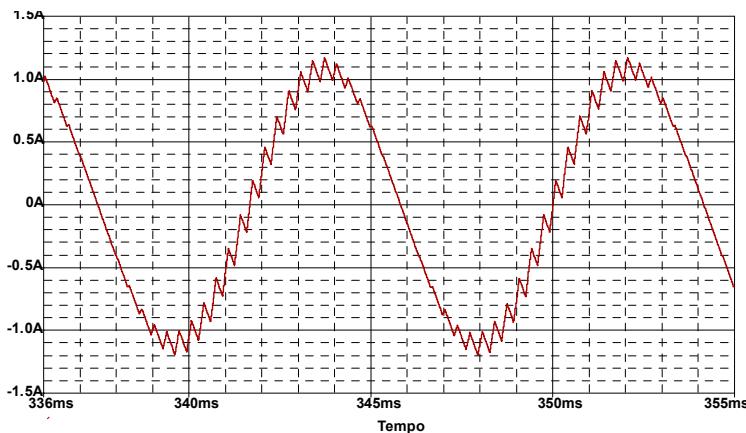


Fig. 4.16: Tensão sobre o indutor L_o .**Fig. 4.17: Ondulação de corrente através do indutor L_o .**

4.2.2 Retificador Trifásico Abaixador Série

O retificador trifásico abaixador série é apresentado na Fig. 4.5. A principal vantagem é a existência de um ponto neutro regulado na tensão de saída. Esse retificador é a conexão de dois conversores abaixadores monofásicos com o acoplamento magnético entre os dois indutores de saída. O acoplamento tem como finalidade reduzir a ondulação de corrente em baixa freqüência, possibilitando menor volume dos indutores.

As tensões sobre os interruptores S_T e S_M , e sobre os diodos D_T e D_M são similares às tensões obtidas no retificador monofásico. O que difere é a defasagem de 90° entre as tensões secundárias do transformador Scott.

Sejam as tensões secundárias do transformador Scott dadas pelas equações (4.22) e (4.23).

$$V_{secT}(t) = V_p \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (4.22)$$

$$V_{secM}(t) = V_p \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad (4.23)$$

A partir destas pode-se definir as tensões $V_{inT}(t)$ e $V_{inM}(t)$ pelas equações (4.24) e (4.25).

$$V_{inT}(t) = V_p \cdot |\sin(\omega \cdot t)| \quad (4.24)$$

$$V_{inM}(t) = V_p \cdot |\cos(\omega \cdot t)| \quad (4.25)$$

O circuito equivalente do retificador trifásico abaixador série fica reduzido ao esquema de circuitos apresentado na Fig. 4.18.

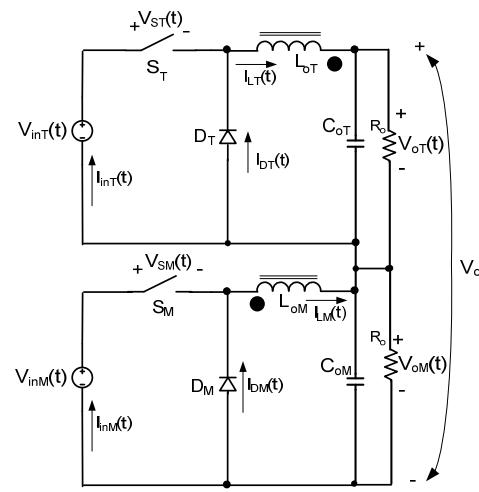


Fig. 4.18: Circuito equivalente do retificador trifásico abaixador série.

Os estados topológicos deste retificador são quatro e estão mostrados na Fig. 4.19.

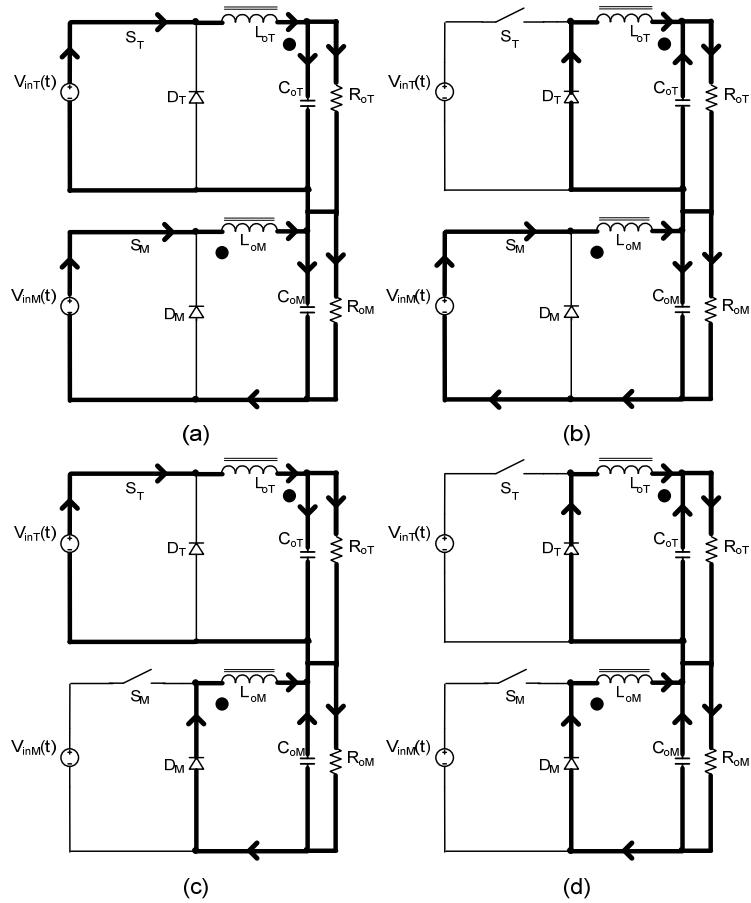


Fig. 4.19: Estados topológicos: (a) os interruptores S_M e S_T conduzem, (b) O interruptor S_M e o diodo D_T conduzem, (c) o interruptor S_T e o diodo D_M conduzem, (d) os diodos D_T e D_M conduzem.

Igualmente ao retificador monofásico, para se obter um fator de potência unitário a corrente de entrada deve estar em fase com a tensão de entrada em cada retificador. Portanto, as razões cíclicas impostas nos interruptores devem ter a forma idêntica às tensões de entrada retificadas dos respectivos conversores. Assim, as razões cíclicas impostas nos interruptores são dadas pelas expressões (4.26) e (4.27).

$$d_T(t) = M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)| \quad (4.26)$$

$$d_M(t) = M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)| \quad (4.27)$$

Os índices de modulação para ambas as razões cíclicas são iguais a M_i impondo, assim, as correntes de mesma magnitude na entrada. Desta forma, as correntes ficam equilibradas no primário do transformador Scott.

A partir das equações (4.10) e (4.11), obtidas para o retificador monofásico, e as equações (4.24), (4.25), (4.26) e (4.27), obtém-se as tensões $V_{ST}(t)$, $V_{SM}(t)$ e $V_{DT}(t)$ e $V_{DM}(t)$, dadas por (4.28), (4.29), (4.30) e (4.31).

$$V_{ST}(t) = V_{inT}(t) \cdot \left[1 - \left(M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)| + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{e^{jk\omega_s t}}{j \cdot \pi \cdot k} \cdot (e^{jk\pi M_i |\sin(\omega \cdot t)|} - e^{-jk\pi M_i |\sin(\omega \cdot t)|}) \right) \right] \quad (4.28)$$

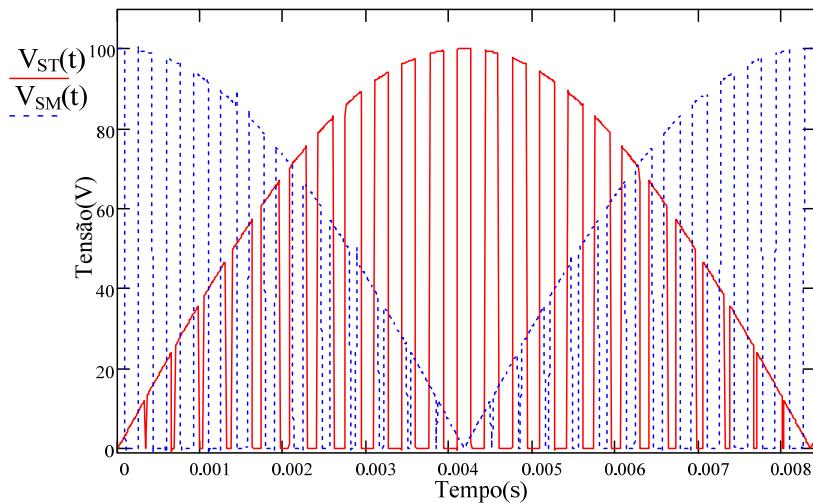
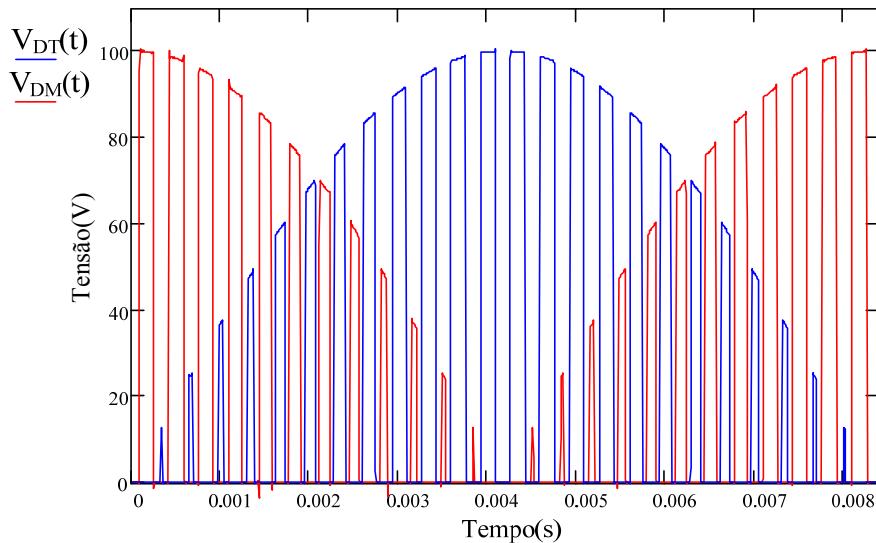
$$V_{SM}(t) = V_{inM}(t) \cdot \left[1 - \left(M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)| + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{e^{jk\omega_s(t-t_0)}}{j \cdot \pi \cdot k} \cdot (e^{jk\pi M_i |\cos(\omega \cdot t)|} - e^{-jk\pi M_i |\cos(\omega \cdot t)|}) \right) \right] \quad (4.29)$$

$$V_{DT}(t) = V_p M_i \sin(\omega \cdot t)^2 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_p |\sin(\omega \cdot t)| \cdot e^{jk\omega_s t}}{j \cdot \pi \cdot k} \cdot (e^{jk\pi M_i |\sin(\omega \cdot t)|} - e^{-jk\pi M_i |\sin(\omega \cdot t)|}) \quad (4.30)$$

$$V_{DM}(t) = V_p M_i \cos(\omega \cdot t)^2 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_p |\cos(\omega \cdot t)| \cdot e^{jk\omega_s(t-t_0)}}{j \cdot \pi \cdot k} \cdot (e^{jk\pi M_i |\cos(\omega \cdot t)|} - e^{-jk\pi M_i |\cos(\omega \cdot t)|}) \quad (4.31)$$

Nas Fig. 4.20 e Fig. 4.21 são apresentados os resultados gráficos das tensões nos interruptores S_M e S_T e das tensões nos diodos D_T e D_M , considerando os parâmetros da Tabela 4.2. Nota-se que t_0 gera uma defasagem de 180° entre as portadoras de alta freqüência dos conversores monofásicos.

Com o equacionamento das tensões sobre os diodos D_T e D_M pode-se simplificar o circuito equivalente da Fig. 4.18 pelo circuito da Fig. 4.22(a).

Fig. 4.20: Tensões sobre os interruptores S_T e S_M .Fig. 4.21: Tensões sobre os diodos D_T e D_M .

Supondo que a carga seja resistiva e equilibrada, podem-se desconectar os circuitos equivalentes de cada retificador monofásico. Supõe-se também que os capacitores da saída possuem capacidade suficiente para tornar a ondulação de tensão desprezível. Assim, pode-se simplificar o circuito equivalente da Fig. 4.22(a) pela Fig. 4.22(b).

Somando-se as fontes de tensão do circuito equivalente da Fig. 4.22(b) obtêm-se as tensões sobre cada indutor acoplado, representado pelo esquema da Fig. 4.22(c).

A tensão sobre cada indutor acoplado é dada pela soma algébrica entre a respectiva tensão de saída e a tensão sobre o diodo de roda livre. Então, as tensões $V_{LT}(t)$ e $V_{LM}(t)$ são expressas por (4.32) e (4.33).

$$V_{LT}(t) = V_p M_i \sin(\omega \cdot t)^2 - V_{oT}(t) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_p |\sin(\omega \cdot t)| \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot (t-t_0)}}{j \cdot \pi \cdot k} \cdot (e^{j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|} - e^{-j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|}) \quad (4.32)$$

$$V_{LM}(t) = V_p M_i \cos(\omega \cdot t)^2 - V_{oM}(t) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_p |\cos(\omega \cdot t)| \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot (t-t_0)}}{j \cdot \pi \cdot k} \cdot (e^{j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)|} - e^{-j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)|}) \quad (4.33)$$

Tabela 4.2: Parâmetros do retificador trifásico buck série.

Parâmetro	Valor
V_p	100 V
ω	120π rad/s
ω_s	6000π rad/s
M_i	0.5
V_o	50 V
t_0	$T_s/2$
L_{oT}, L_{oM}	15 mH
k (acoplamento)	0,99

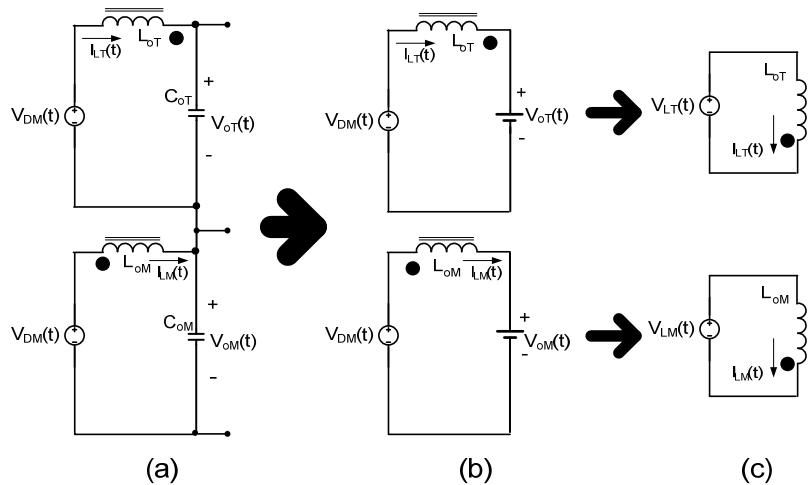


Fig. 4.22: Circuitos equivalentes (a)sem diodo de roda livre, (b) desacoplamento entre retificadores, (c) tensões de saída dos indutores.

A representação gráfica das tensões sobre os indutores L_{oT} e L_{oM} , utilizando os parâmetros da Tabela 4.2, é mostrada na Fig. 4.23.

Assim como no retificador abaixador monofásico, as tensões nos indutores do retificador abaixador trifásico são compostas por duas parcelas.

Ignorando a parcela de alta freqüência, pode-se simplificar as equações (4.32) e (4.33), respectivamente resultando nas expressões (4.34) e (4.35).

$$V'_{LT}(t) = V_p M_i \sin(\omega \cdot t)^2 - V_{oT}(t) \quad (4.34)$$

$$V'_{LM}(t) = V_p M_i \cos(\omega \cdot t)^2 - V_{oM}(t) \quad (4.35)$$

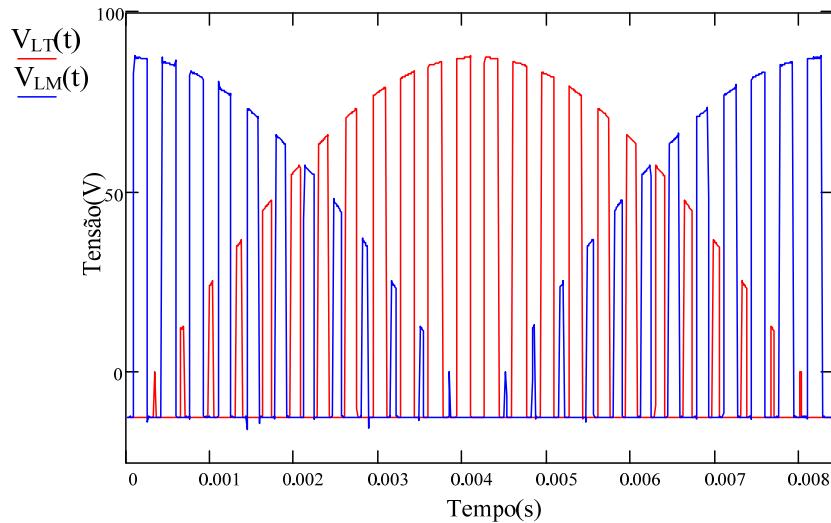


Fig. 4.23: Tensões sobre os indutores L_{oT} e L_{oM} .

Sabendo-se que a tensão de saída de cada retificador monofásico seja dada pela equação (4.20) , utilizando as relações trigonométricas obtém as expressões (4.36) e (4.37).

$$V'_{LT}(t) = -\frac{V_p \cdot M_i}{2} \cos(2 \cdot \omega \cdot t) \quad (4.36)$$

$$V'_{LM}(t) = \frac{V_p \cdot M_i}{2} \cos(2 \cdot \omega \cdot t) \quad (4.37)$$

Para equacionar as correntes correspondentes aos indutores, necessita-se de um modelo real equivalente dos indutores acoplados. Em [54] apresenta-se o modelo representado pela Fig. 4.24(b) para o acoplamento magnético entre os indutores. L_{dT} e L_{dM} representam as indutâncias de próprias, e L_m a indutância mútua. Refletindo os parâmetros para um único lado do isolamento obtêm-se o circuito da Fig. 4.24(c).

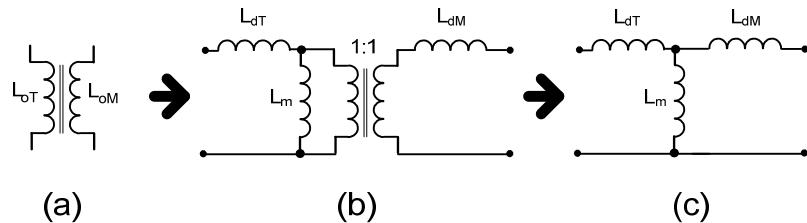


Fig. 4.24: Modelos equivalentes dos indutores acoplados.

As relações entre os componentes do circuito equivalente da Fig. 4.24(c) e os indutores acoplados da Fig. 4.24(a) são dadas pelas equações (4.38) e (4.39).

$$L_{oT} = L_{dT} + L_m \quad (4.38)$$

$$L_{oM} = L_{dM} + L_m \quad (4.39)$$

A relação entre as indutâncias próprias L_{dM} e L_{dT} com a indutância de mútua L_m , é dada pelo coeficiente de acoplamento k entre os indutores. Quanto maior este coeficiente menor a indutância própria, e vice versa. As relações entre ambos são expressas por (4.40) e (4.41).

$$L_{dT} = \frac{L_m \cdot (1 - k)}{k} \quad (4.40)$$

$$L_{dM} = \frac{L_m \cdot (1-k)}{k} \quad (4.41)$$

Nota-se que para efeito de análise, considera-se que as indutâncias próprias são idênticas. Substituindo-se (4.38) e (4.39) em (4.40) e (4.41) tem-se as expressões (4.42) e (4.43).

$$L_{oT} = \frac{L_m}{k} = \frac{L_{dT}}{1-k} \quad (4.42)$$

$$L_{oM} = \frac{L_m}{k} = \frac{L_{dM}}{1-k} \quad (4.43)$$

Com o modelo dos indutores acoplados, pode-se obter o circuito equivalente com as tensões de entrada da Fig. 4.22(b), mostrado na Fig. 4.25. A partir desse circuito, equacionam-se as malhas representadas por M1 e M2. As equações obtidas são dadas por (4.44) e (4.45).

$$\frac{V_p \cdot M_i}{2} \cos(2 \cdot \omega \cdot t) + I'_{LM}(t) \cdot j \cdot 2 \cdot \omega \cdot L_{dM} + (I'_{LM}(t) - I'_{LT}(t)) \cdot j \cdot 2 \cdot \omega \cdot L_m = 0 \quad (4.44)$$

$$-\frac{V_p \cdot M_i}{2} \cos(2 \cdot \omega \cdot t) + I'_{LT}(t) \cdot j \cdot 2 \cdot \omega \cdot L_{dT} + (I'_{LT}(t) - I'_{LM}(t)) \cdot j \cdot 2 \cdot \omega \cdot L_m = 0 \quad (4.45)$$

No circuito equivalente verifica-se que as indutâncias próprias L_{dT} e L_{dM} são absolutamente necessárias para absorver as diferenças instantâneas entre as tensões $V_{LT}(t)$ e $V_{LM}(t)$.

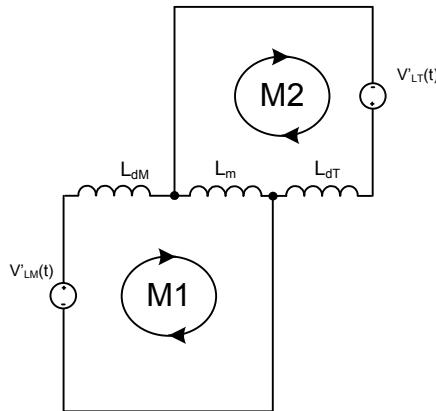


Fig. 4.25: Circuito equivalente da saída do conversor.

Substituindo as equações (4.42) e (4.43) no sistema dado pelas equações (4.44) e (4.45) obtém-se as expressões (4.46) e (4.47).

$$I'_{LT}(t) = \frac{V_p \cdot M_i \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t)}{4 \cdot j \cdot \omega \cdot L_{oT} \cdot (1+k)} \quad (4.46)$$

$$I'_{LM}(t) = \frac{-V_p \cdot M_i \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t)}{4 \cdot j \cdot \omega \cdot L_{oM} \cdot (1+k)} \quad (4.47)$$

Com os parâmetros da Tabela 4.2 obtém-se o resultado gráfico das correntes equacionadas, ilustrado em Fig. 4.26.

Comparando-se as equações (4.46) e (4.47) com (4.21) nota-se que o acoplamento magnético entre os indutores estabelece uma redução das indutâncias necessárias para obter uma mesma ondulação de corrente de saída. A indutância com acoplamento fica multiplicada pelo fator $(1+k)$. Supondo um acoplamento próximo da unidade, obtém-se metade da indutância para o caso acoplado, reduzindo o volume do magnético.

Se as componentes de alta freqüência forem consideradas, pode-se determinar a ondulação total de corrente nos indutores acoplados.

Considerando as indutâncias próprias idênticas, determina-se a indutância equivalente vista por cada fonte do circuito Fig. 4.25, dada pela expressão (4.48).

$$L_{eq}(t) = \frac{L_{dT} \cdot (2 \cdot L_m + L_{dT})}{L_m} \quad (4.48)$$

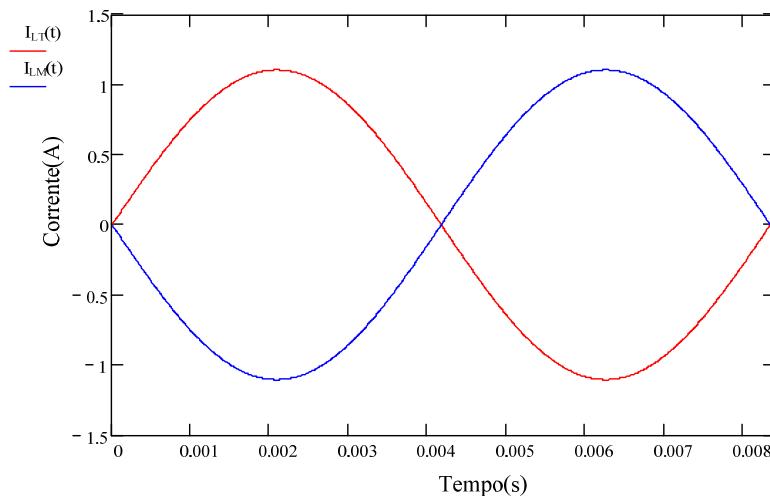


Fig. 4.26: Ondulação de corrente no indutor, simplificada.

Verifica-se que quanto menores as indutâncias próprias, menores serão as indutâncias equivalentes vista por cada fonte representada no circuito da Fig. 4.25.

A partir da indutância equivalente, pode-se determinar a impedância equivalente do circuito (Z_{Leq}), pela equação (4.49).

$$Z_{Leq} = j \cdot \omega \cdot L_{eq} = j \cdot \omega \cdot \frac{L_{dT} \cdot (2 \cdot L_m + L_{dT})}{L_m} \quad (4.49)$$

Utilizando as equações (4.32), (4.33) e (4.49), e recalculando as correntes das malhas M1 e M2 da Fig. 4.25, obtém-se as expressões (4.50) e (4.51).

$$I_{LT}(t) = \left[\frac{V_p \cdot M_i \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t)}{4 \cdot j \cdot \omega \cdot L_{dT} \cdot (1+k)} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_p |\sin(\omega \cdot t)| \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot (t-t_0)}}{j \cdot \pi \cdot k \cdot (j \cdot k \cdot \omega_s) \cdot Z_{Leq}} \cdot (e^{j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|} - e^{-j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|}) \right] \\ + \left[\sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_p |\cos(\omega \cdot t)| \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot (t-t_0)}}{j \cdot \pi \cdot k \cdot (j \cdot k \cdot \omega_s) \cdot Z_{Leq}} \cdot (e^{j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)|} - e^{-j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)|}) \right] \quad (4.50)$$

$$I_{LT}(t) = \left[-\frac{V_p \cdot M_i \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t)}{4 \cdot j \cdot \omega \cdot L_{oT} \cdot (1+k)} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_p |\cos(\omega \cdot t)| \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot (t-t_0)}}{j \cdot \pi \cdot k \cdot (j \cdot k \cdot \omega_s) \cdot Z_{Leq}} \cdot (e^{j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)|} - e^{-j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)|}) \right] \\ + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_p |\sin(\omega \cdot t)| \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot (t-t_0)}}{j \cdot \pi \cdot k \cdot (j \cdot k \cdot \omega_s) \cdot Z_{Leq}} \cdot (e^{j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|} - e^{-j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|}) \quad (4.51)$$

Com as equações (4.50) e (4.51), e os parâmetros da Tabela 4.2, pode-se representar graficamente as ondulações de corrente de cada indutor, como mostrado na Fig. 4.27.

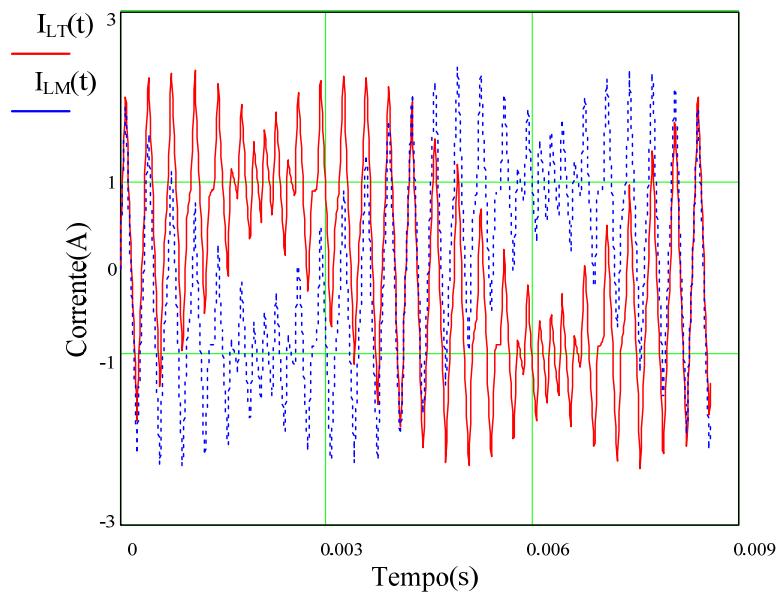


Fig. 4.27: Ondulação de corrente nos indutores L_T e L_M .

Na Fig. 4.28 são representadas as formas de onda das ondulações de corrente no indutor L_T total e sem componente de alta freqüência (AF).

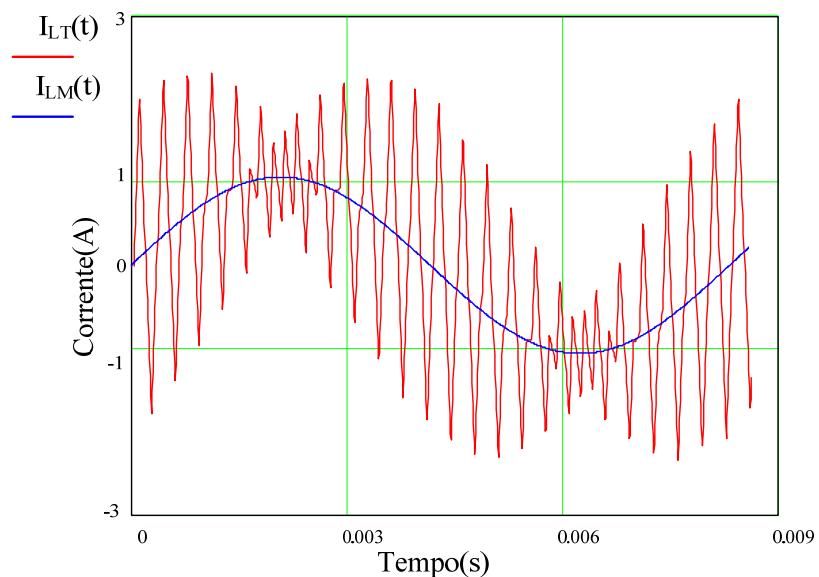
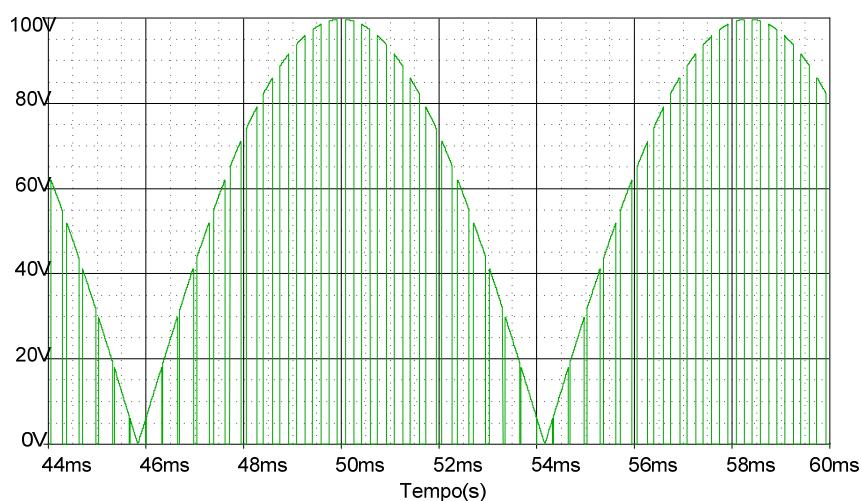


Fig. 4.28: Ondulações de correntes no indutor L_T com e sem componentes de AF.

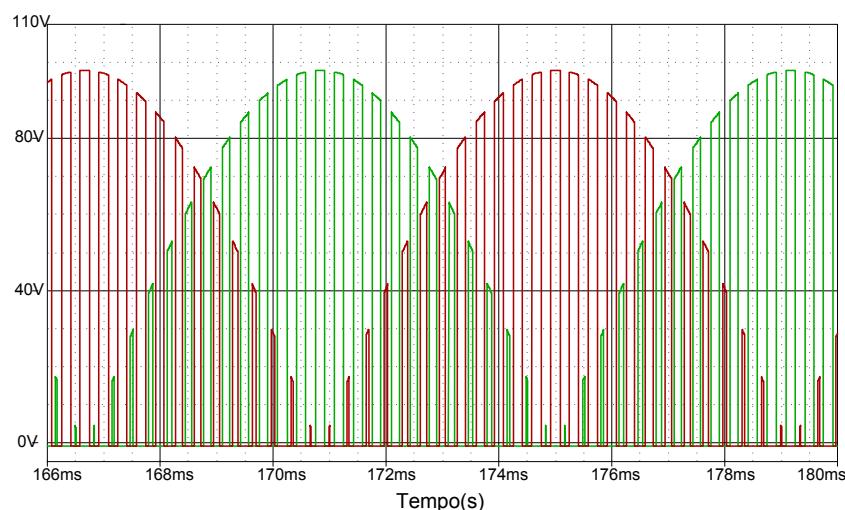
4.2.2.1 Resultados de Simulação

Para validar o equacionamento e as formas de onda obtidas na análise teórica faz-se uso de um simulador numérico. O conversor simulado opera em condução contínua e em malha aberta. Os parâmetros de simulação utilizados são os da Tabela 4.2. No Apêndice A encontra-se a listagem do arquivo de simulação e o circuito simulado.

Na Fig. 4.29 é mostrada a forma de onda da tensão sobre o interruptor S_T . O resultado é idêntico a Fig. 4.20, obtido pelo equacionamento do retificador monofásico abaixador.

**Fig. 4.29: Tensão sobre o interruptor S_T .**

As formas de onda da tensão sobre o diodo e o indutor são apresentadas nas Fig. 4.30 e Fig. 4.31, respectivamente.

**Fig. 4.30: Tensões sobre os diodos D_T e D_M .**

As ondulações de corrente nos indutores acoplados são mostradas na Fig. 4.32.

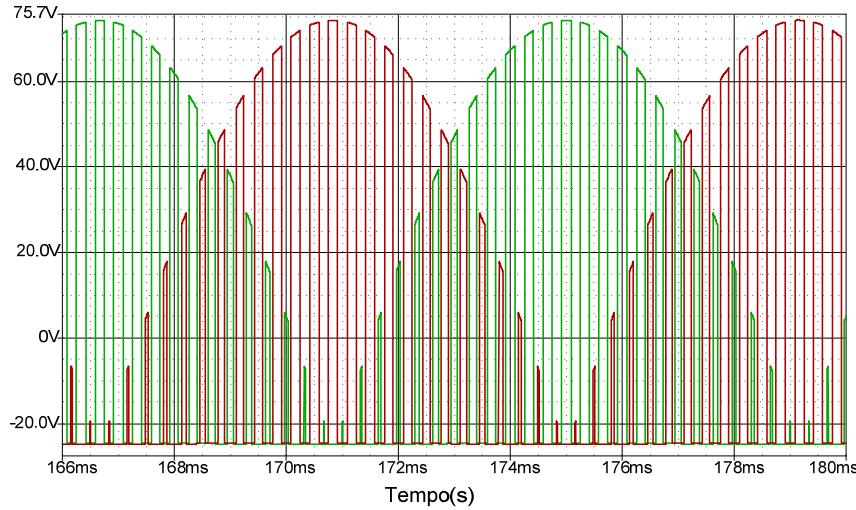


Fig. 4.31: Tensões sobre os indutores L_o .

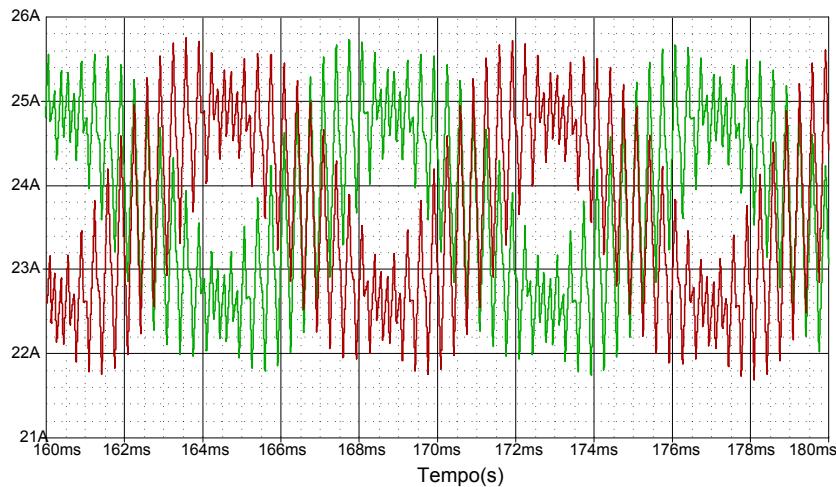


Fig. 4.32: Ondulações de corrente através dos indutores L_T e L_M .

4.3 Modelagem e controle dinâmico

Na análise estática verificou-se que da mesma forma que o retificador abaixador monofásico, o trifásico série apresenta ondulação de corrente no indutor, em baixa freqüência. Desta forma, um simples controle de tensão de saída com SPWM necessitaria de uma elevada indutância para filtragem das ondulações de baixa freqüência na corrente. Para minimizar essa restrição, aplica-se o controle com *feedforward*, apresentado em [52].

Com um controle SPWM convencional, a ondulação de corrente do indutor se reflete na entrada, provocando o aparecimento de harmônicos,

principalmente de terceira ordem. O uso da pré-alimentação permite a obtenção de uma corrente de entrada senoidal, reduzindo consideravelmente o terceiro harmônico.

O diagrama de blocos da técnica de controle proposta para o retificador trifásico série é apresentado na Fig. 4.33.

O compensador da tensão de saída $H_v(s)$ é um controlador convencional, comparando a tensão de saída com uma tensão de referência, atuando na correção de ondulações de baixa freqüência. Porém, o sinal modulante não é mais senoidal retificado. Uma amostra da corrente no indutor de cada retificador monofásico aparece como divisor no sinal modulante distorcendo seu formato original.

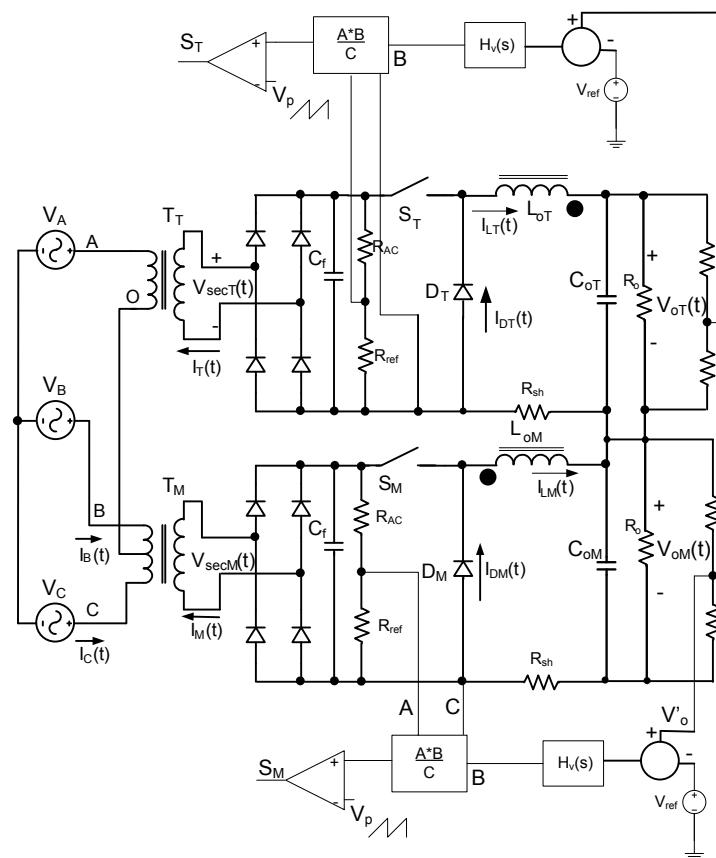


Fig. 4.33: Diagrama de blocos do controle *feedforward* aplicado ao retificador trifásico.

4.3.1 Característica de Saída com o Controle *Feedforward* [52]

Devido à técnica de controle *feedforward* a característica de saída do retificador não é mais a mesma. Na análise estática verificou-se que a tensão média de saída era independente da carga. Entretanto, com a pré-alimentação essa característica se modifica. A ondulação de corrente no indutor depende da

carga. Ao dividir o sinal modulante por esta ondulação, torna-a dependente da carga.

No conversor monofásico abaixador T do retificador trifásico, com controle proposto o sinal modulador $V_m(t)$ é expresso por (4.52).

$$V_m(t) = \frac{A \cdot B}{C} = \frac{V_{Hv}(t) \cdot V_p' \cdot |\sin(\omega \cdot t)|}{R_{sh} \cdot \left(I_{oT} - \frac{\Delta I_{oT}}{2} \sin(2 \cdot \omega \cdot t) \right)} \quad (4.52)$$

Onde:

$V_{Hv}(t)$ é a saída do compensador de tensão;

V_p' é a amostra da tensão da rede retificada;

ΔI_{oT} é ondulação de corrente no indutor do retificador T.

A razão cíclica é dada pela razão entre o sinal modulador e o sinal portador dado por:

$$D(t) = \frac{V_m(t)}{V_t(t)} = \frac{V_{Hv} \cdot V_p' \cdot |\sin(\omega \cdot t)|}{V_{tpico} \cdot R_{sh} \cdot \left(I_{oT} - \frac{\Delta I_{oT}}{2} \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t) \right)} \quad (4.53)$$

Parametrizando V_m , I_o e ΔI_o respectivamente pelas equações (4.54), (4.55) e (4.56) obtém-se a expressão (4.57) para razão cíclica.

$$\overline{V_m} = \frac{V_{Hv} \cdot V_p'}{V_t \cdot V_{m\max}} \quad (4.54)$$

$$\overline{I_{oT}} = \frac{R_{sh} \cdot I_{oT}}{V_{m\max}} \quad (4.55)$$

$$\overline{\Delta I_{oT}} = \frac{R_{sh} \cdot \Delta I_{oT}}{V_{m\max}} \quad (4.56)$$

$$D_T(t) = \frac{\overline{V_m} \cdot |\sin(\omega \cdot t)|}{\overline{I_{oT}} - \frac{\overline{\Delta I_{oT}}}{2} \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t)} \quad (4.57)$$

A equação (4.58) expressa a tensão média instantânea sobre o diodo de roda livre D_T .

$$V_{DT}(t) = V_p \cdot |\sin(\omega \cdot t)| \cdot D_T(t) = V_p \cdot |\sin(\omega \cdot t)| \cdot \frac{\overline{V_m} \cdot |\sin(\omega \cdot t)|}{\overline{I_{oT}} - \frac{\Delta I_{oT}}{2} \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t)} \quad (4.58)$$

Portanto, a tensão média de saída V_{oTmed} é calculada pela integral expressa em (4.59).

$$V_{oTmed} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} V_{DT}(t) d(\omega \cdot t) = \int_0^{\pi} \frac{V_p}{\overline{I_{oT}}} \cdot \frac{\overline{V_m} \cdot \sin(\omega \cdot t)^2}{\left(1 - \frac{\Delta I_{oT}}{2 \cdot \overline{I_{oT}}} \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t)\right)} d(\omega \cdot t) \quad (4.59)$$

Desconsiderando o termo $\Delta I_o / 2\overline{I_o}$ obtém-se a equação (4.60).

$$V_{oTmed} = \frac{V_p \cdot \overline{V_m}}{2 \cdot \overline{I_{oT}}} \quad (4.60)$$

Nota-se que a tensão média para o controle com *feedforward* depende da corrente de saída I_{oT} , ou seja depende da carga R_{oT} . Essa dependência significa que a malha de controle de tensão deverá exercer um maior esforço para compensar as eventuais variações de carga.

4.3.2 Controle da Tensão de Saída

Para realizar o controle linear clássico da tensão de saída do retificador trifásico série é necessário determinar o modelo linearizado do conversor. Para obter tal modelo emprega-se o modelo do interruptor PWM [55]. Na Fig. 4.34(a) é apresentada a célula de comutação e na Fig. 4.34(b) é apresentado o modelo simplificado do interruptor PWM.

Na Fig. 4.35 é apresentado o circuito do retificador trifásico com destaque para as duas células de comutação.

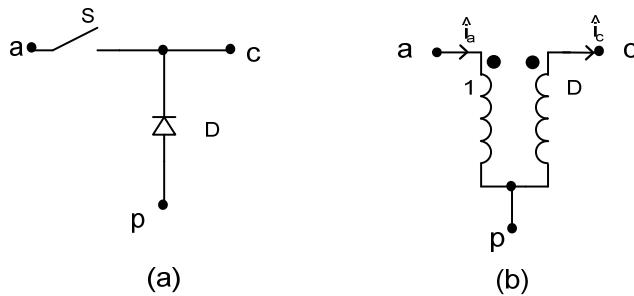


Fig. 4.34: (a) Célula de comutação e (b) modelo equivalente simplificado do interruptor PWM.

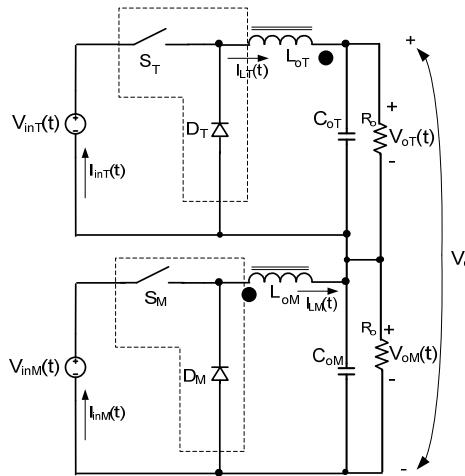


Fig. 4.35: Circuito equivalente do retificador trifásico abaixador série.

Aplicando o modelo do interruptor PWM no circuito equivalente e considerando que as variações das tensões de entrada sejam desprezíveis assim como as variações das razões cíclicas em relação a estas tensões, obtém-se o modelo de pequenos sinais representado pelo circuito equivalente da Fig. 4.36.

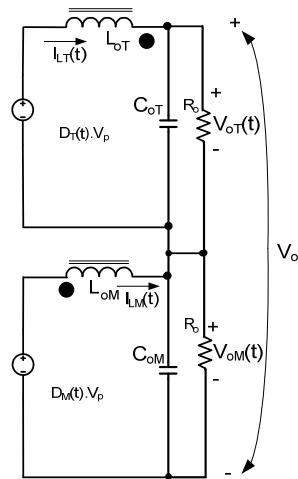


Fig. 4.36: Circuito equivalente para pequenos sinais.

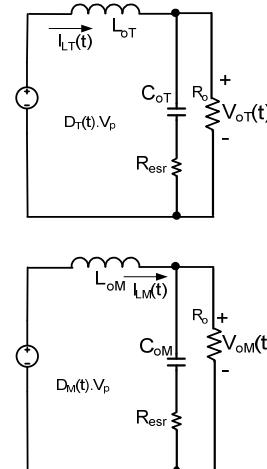


Fig. 4.37: Circuitos equivalentes desacoplado para pequenos sinais.

Para o modelo de pequenos sinais, considera-se que as variações devido ao acoplamento magnético dos indutores sejam desprezíveis. Além disso, adiciona-se um resistor que representa a resistência série equivalente do capacitor de saída. Os circuitos dos retificadores T e M ficam desacoplados, conforme Fig. 4.37.

Dos circuitos da Fig. 4.37 obtém-se as funções de transferência entre a tensão de saída e a razão cíclica expressas pelas equações (4.61) e (4.62).

$$\frac{V_{oT}(s)}{D_T(s)} = \frac{V_p \cdot (1 - s \cdot R_{esr} \cdot C_{oT})}{s^2 \cdot L_{oT} \cdot C_{oT} \cdot \left(1 + \frac{R_{esr}}{R_{oT}}\right) + s \cdot \left(\frac{L_{oT}}{R_{oT}} + C_{oT} \cdot R_{esr}\right) + 1} \quad (4.61)$$

$$\frac{V_{oM}(s)}{D_M(s)} = \frac{V_p \cdot (1 - s \cdot R_{esr} \cdot C_{oM})}{s^2 \cdot L_{oM} \cdot C_{oM} \cdot \left(1 + \frac{R_{esr}}{R_{oM}}\right) + s \cdot \left(\frac{L_{oM}}{R_{oM}} + C_{oM} \cdot R_{esr}\right) + 1} \quad (4.62)$$

As funções de transferência foram obtidas a partir de hipóteses simplificada. Apesar disso, o modelo é adequado para o controle da tensão de saída que possui uma dinâmica relativamente reduzida devido as ondulações de 120 Hz.

4.4 Procedimento de Projeto

4.4.1 Dimensionamento dos Circuitos de Potência

Neste tópico estão os equacionamentos necessários para o dimensionamento de cada componente do circuito de potência do retificador série. Os equacionamentos são similares aos obtidos para o retificador monofásico abaixador [52], com pequenos ajustes devido às características particulares do retificador trifásico.

4.4.1.1 Filtros de Saída $L_{oT}C_{oT}$ e $L_{oM}C_{oM}$

Devido à simetria dos retificadores T e M os filtros de saída são equivalentes. Na Fig. 4.38 é apresentado um diagrama simplificado da saída do com o filtro $L_{oT}C_{oT}$.

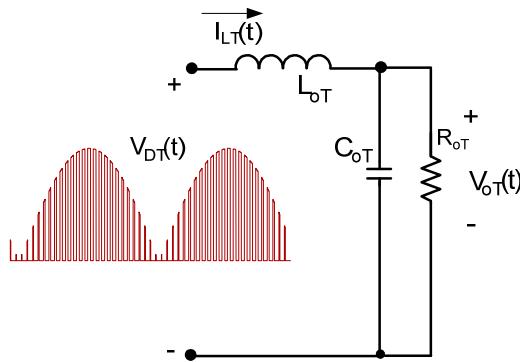


Fig. 4.38: Diagrama simplificado da saída do retificador T.

4.4.1.1.1 Indutores L_{oT} e L_{oM} [52]

A estratégia de controle aplicada permite obter as correntes de entrada em fase com as tensões de entrada e com baixa distorção harmônica, mesmo para elevadas ondulações de corrente no indutor. Entretanto, existe uma limitação para essa ondulação. Esse limite encontra-se no ponto em que a corrente no indutor, em cada conversor, iguala-se à corrente de entrada do retificador.

Para otimizar o tamanho do indutor de saída sem provocar componentes harmônicos na corrente de entrada, deve-se determinar a ondulação máxima no indutor para que tangencie a corrente de entrada. Esse ponto de tangenciamento depende da potência processada. A pior situação ocorre para a potência mínima ou crítica, sendo este um critério definido pelo projetista.

Para definir o ponto de tangência entre as duas correntes, igualam-se as equações respectivas de cada uma. A equação que define a ondulação de corrente no indutor parametrizada ($\overline{\Delta I_o}$) em função do índice de modulação é determinada em [52] e apresentada na equação (4.63).

$$\overline{\Delta I_o} = \frac{2 \cdot (1 - M_i \cdot \sin(\omega \cdot t))}{\sin(2 \cdot \omega \cdot t)} \quad (4.63)$$

A representação gráfica da equação (4.63) para diferentes valores de M_i é apresentada na Fig. 4.39. Verifica-se que para cada índice de modulação existe um ponto mínimo na qual a corrente de entrada tangencia a corrente de saída.

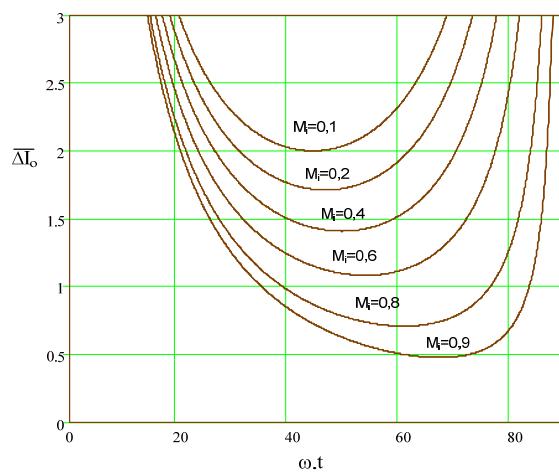


Fig. 4.39: Ondulação de corrente parametrizada em função do ângulo ωt e do índice de modulação.

Para determinar o ângulo nesse valor mínimo deriva-se a equação (4.63) e iguala-se a zero. A derivada é dada por (4.64). Simplificando esta equação obtém-se a expressão (4.65), representada no gráfico mostrado na Fig. 4.40.

$$\frac{d(\overline{\Delta I_o})}{d(\omega \cdot t)} = 0 = \frac{2 \cdot (-\operatorname{sen}(2 \cdot \omega \cdot t) \cdot M_i \cdot \cos(\omega \cdot t) - 2 \cdot (1 - M_i \cdot \operatorname{sen}(\omega \cdot t)) \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t))}{\operatorname{sen}(2 \cdot \omega \cdot t)^2} \quad (4.64)$$

$$M_i = \frac{2 \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t)}{2 \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) - \cos(\omega \cdot t) \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t)} \quad (4.65)$$

Para o dimensionamento do indutor, primeiramente determina-se o índice de modulação pela relação entre as correntes de entrada e saída expressa por (4.66).

$$M_i = \frac{I_p}{I_o} \quad (4.66)$$

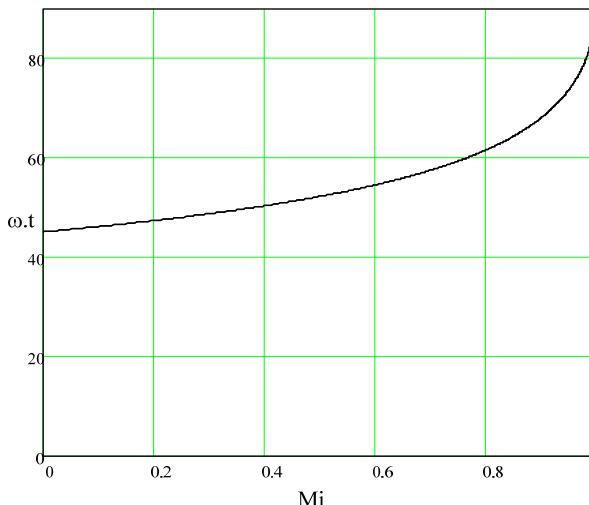


Fig. 4.40: Relação entre índice de modulação pelo ângulo de tangenciamento das correntes.

Pelo gráfico da Fig. 4.40 obtém-se o ângulo ωt de tangenciamento entre as correntes. Substituindo-se o ângulo obtido na equação (4.63) obtém-se a ondulação de corrente no indutor parametrizada. A ondulação máxima é dada pela equação (4.67). O parâmetro $I_{o\min}$ é a corrente de saída mínima.

$$\Delta I_{o\max} = \overline{\Delta I_o} \cdot I_{o\min} \quad (4.67)$$

Definida a ondulação máxima de corrente no indutor determina-se a indutância mínima de saída, expressa por (4.68).

$$L_{oT} = \frac{P_{\text{nom}} / 2}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot I_o \cdot \Delta I_{\text{omax}}} \quad (4.68)$$

No caso de indutores acoplados, a indutância de cada enrolamento será cerca de metade da apresentada em (4.68). Nesse caso pode-se determinar o valor com o emprego da expressão (4.69):

$$L_{oT} = \frac{P_{\text{nom}} / 2}{4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot I_o \cdot \Delta I_{\text{omax}}} \quad (4.69)$$

Um aspecto construtivo importante do indutor acoplado é que deve apresentar uma indutância própria significativa para filtragem da alta freqüência. Quanto maior a freqüência de comutação menor poderá ser a indutância própria de cada indutor acoplado.

4.4.1.1.2 Capacitores C_{oT} e C_{oM}

Os critérios para os dimensionamento destes capacitores são os mesmos aplicados no item 3.4.1.3. sendo que a corrente eficaz, neste caso é dada, aproximadamente, pela expressão (4.70).

$$I_{\text{Cef}} = \frac{\Delta I_{\text{omax}}}{\sqrt{2}} \quad (4.70)$$

4.4.1.2 Semicondutores

4.4.1.2.1 Interruptores S_T e S_M

Devido à simetria entre os dois conversores abaixadores que formam o retificador, as correntes e tensões sobre os interruptores são idênticas. A tensão máxima reversa ($V_{ST\max}$ e $V_{SM\max}$) será dada pela tensão de pico da entrada máxima, expressa em (4.71).

$$V_{ST\max} = V_{p\max} \quad (4.71)$$

A corrente de pico sobre cada interruptor é a corrente igual à corrente de pico sobre o indutor L_{oT} , dada por (4.72). O parâmetro I_o é a corrente nominal na carga.

$$I_{ST\text{pico}} = I_o + \frac{\Delta I_{o\text{max}}}{2} \quad (4.72)$$

Para simplificar o equacionamento da corrente eficaz através do interruptor considera-se que a corrente no indutor seja constante, dada por I_o . Com isso, a corrente eficaz é dada pela equação (4.73).

$$I_{ST\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{\frac{2 \cdot M_i \cdot T_s}{\pi}} (I_o)^2 dt} \rightarrow I_o \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot M_i}{\pi}} \quad (4.73)$$

A corrente média é representada pela integral na expressão (4.74).

$$I_{ST\text{med}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (M_i \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot I_o) d\omega t \rightarrow \frac{2 \cdot M_i \cdot I_o}{\pi} \quad (4.74)$$

4.4.1.2.2 Diodos D_T e D_M

Em regime permanente os diodos possuem valores idênticos em um ciclo de rede. A corrente de pico sobre cada diodo é dada por (4.75).

$$I_{DT\text{pico}} = I_o + \frac{\Delta I_{L\text{max}}}{2} \quad (4.75)$$

Simplificadamente, a corrente eficaz através do diodo é expressa por (4.76) e a corrente média é dada pela equação (4.77).

$$I_{DT\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi - 2 \cdot M_i}{\pi}} (I_o)^2 d\omega t} \rightarrow I_o \cdot \sqrt{\frac{\pi - 2 \cdot M_i}{\pi}} \quad (4.76)$$

$$I_{DT\text{med}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (1 - M_i \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot I_o) d\omega t \rightarrow I_o - \frac{2 \cdot M_i \cdot I_o}{\pi} \quad (4.77)$$

4.4.1.3 Cálculo do Filtro de Entrada

Na operação do retificador trifásico abaixador é essencial a presença de um filtro de entrada para eliminar as harmônicas de corrente na ordem da freqüência de comutação, impedindo que elas sejam introduzidas na rede. Para tanto, é empregado um filtro sintonizado LC.

O pólo do filtro LC é posicionado uma década abaixo da freqüência de comutação dos interruptores, para garantir reduzida ondulação nesta freqüência, conforme expresso na equação (4.78).

$$f_c = \frac{f_s}{10} \quad (4.78)$$

Para garantir um defasamento mínimo entre a tensão e a corrente de entrada a relação entre a freqüência de corte e a freqüência da rede deve ser em torno de 50 vezes.

Para a indutância do filtro de entrada utiliza-se a própria dispersão do enrolamento secundário do transformador. O valor desta indutância é obtido a partir do ensaio de curto circuito, ou outro método similar.

O Capacitor do filtro LC é obtido pela equação (4.79).

$$C_f = \frac{1}{L_{in} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_c)^2} \quad (4.79)$$

4.4.2 Exemplo de Projeto

Sejam as especificações de projeto expressas pela Tabela 3.1.

Tabela 4.3: Especificações de projeto.

Parâmetro	Valor
Freqüência de linha (f_r)	60 Hz
Tensão de linha RMS (V_{in})	380 V
Tensão do enrolamento secundário (V_{secT})	220 V
Indutâncias de dispersão nos secundários	400 μ H
Potência de saída (P_o)	6 kW
Potência de saída mínima (P_{omin})	3 kW
Tensão de saída (V_o)	200 V
Freqüência de comutação (f_s)	20 kHz
Rendimento estimado (η)	90%
Ondulação da tensão de saída (ΔV_{oT} e ΔV_{oM})	2%

A carga para potência nominal é expressa pela equação (4.80).

$$R_{oT} = R_{oM} = \frac{\left(\frac{V_o}{2}\right)^2}{\frac{P_o}{2}} = 3,34\Omega \quad (4.80)$$

A corrente nominal de saída (I_o) e a corrente mínima de saída (I_{omin}) são expressas pelas equações (4.81) e (4.82).

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{6000}{200} = 30A \quad (4.81)$$

$$I_{o\min} = \frac{P_{o\min}}{V_o} = \frac{3000}{200} = 15A \quad (4.82)$$

A corrente nominal de pico de cada enrolamento secundário (I_p) é obtida pela equação (4.83).

$$I_p = \frac{\frac{P_o}{2}\sqrt{2}}{V_{secT}} = \frac{3000 \cdot \sqrt{2}}{220} = 19,29A \quad (4.83)$$

O índice de modulação é expresso por (4.84):

$$M_i = \frac{I_p}{I_o} = \frac{19,29}{30} = 0,64 \quad (4.84)$$

Com o índice de modulação nominal pode-se determinar o ângulo de tangenciamento a partir do gráfico da Fig. 4.40 ou pela equação (4.85).

$$M_i = \frac{2 \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t)}{2 \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) - \cos(\omega \cdot t) \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t)} \rightarrow \omega t = 55^\circ \quad (4.85)$$

Com o ângulo de tangência determina-se a ondulação de corrente parametrizada $\overline{\Delta I_o}$ através da equação (4.86).

$$\overline{\Delta I_o} = 2 \cdot \left(\frac{1 - M_i \cdot \sin(\omega \cdot t)}{\sin(2 \cdot \omega \cdot t)} \right) = 2 \cdot \frac{1 - 0,64 \cdot \sin(55^\circ)}{\sin(110^\circ)} = 0,994 \quad (4.86)$$

A ondulação absoluta é expressa por (4.87).

$$\Delta I_o = \overline{\Delta I_o} \cdot I_{o\min} = 14,90A \quad (4.87)$$

Finalmente pode-se determinar a indutância de saída de cada retificador:

$$L_{oT} = \frac{P_{onome}/2}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot I_o \cdot \Delta I_{o\max}} = 17,68mH \quad (4.88)$$

As equações (4.89) e (4.90) determinam os parâmetros do capacitor de saída.

$$C_{oT} > \frac{\Delta I_{o\max}}{4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot \Delta V_{oT}} \rightarrow C_{oT} > \frac{14,9}{4 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 100 \cdot 0,02} = 9,9mF \quad (4.89)$$

$$I_{CoTef} = \frac{\Delta I_{o\max}}{2 \cdot \sqrt{2}} = 5,27A \quad (4.90)$$

Os esforços nos semicondutores são dados pelas expressões (4.91), (4.92), (4.93) e (4.94).

$$I_{STef} = I_o \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot M_i}{\pi}} = 30 \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot 0,64}{\pi}} = 19,14A \quad (4.91)$$

$$I_{STmed} = \frac{2 \cdot M_i \cdot I_o}{\pi} = 12,22A \quad (4.92)$$

$$I_{DTef} = I_o \cdot \sqrt{\frac{\pi - 2 \cdot M_i}{\pi}} = 30 \cdot \sqrt{\frac{\pi - 2 \cdot 0,64}{\pi}} = 23,09A \quad (4.93)$$

$$I_{DTmed} = I_o - \frac{2 \cdot M_i \cdot I_o}{\pi} = 30 - \frac{2 \cdot 0,64 \cdot 30}{\pi} = 17,78A \quad (4.94)$$

Para o filtro de entrada, a freqüência de corte (f_c) é definida pelas equações (4.95) e (4.96).

$$f_c = \frac{f_s}{10} = 2kHz \quad (4.95)$$

$$f_c > f_r \cdot 50 = 3kHz \quad (4.96)$$

Para garantir um defasamento mínimo entre a corrente e a tensão de entrada opta-se pela freqüência de corte de 50 vezes a freqüência da rede.

O capacitor do filtro de entrada (C_f) é determinado por (4.97).

$$C_f = \frac{1}{L_{in} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_c)^2} = \frac{1}{400\mu \cdot (2 \cdot \pi \cdot 3000)^2} = 7\mu F \quad (4.97)$$

4.4.2.1 Controlador

Para o compensador de tensão são desejáveis as seguintes características:

- Erro nulo à perturbação de carga;
- Freqüência de corte inferior a 120 Hz.

Analizando a função de transferência verifica-se que existem dois pólos complexos dominantes. Para definir um ponto de operação com maior liberdade opta-se por um compensador do tipo proporcional-integral-derivativo.

A função de transferência de um compensador PID é representada pela equação (4.98).

$$H_v(s) = \frac{K_c \cdot (s + 2\pi \cdot f_{z1}) \cdot (s + 2\pi \cdot f_{z2})}{s + 2\pi \cdot f_p} \quad (4.98)$$

O circuito do controlador PID escolhido é apresentado na Fig. 4.41. A função de transferência do controlador é apresentada em (4.99).

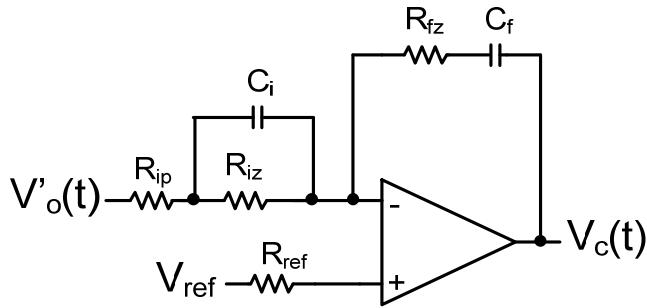


Fig. 4.41: Compensador proporcional-integral-derivativo.

$$H_v(s) = \frac{V_o'(s)}{V_c(s)} = \frac{(s \cdot R_{fz} \cdot C_f + 1) \cdot (s \cdot R_{iz} \cdot C_i + 1)}{s \cdot (R_{ip} + R_{iz}) \cdot C_i \cdot \left(s \cdot \frac{R_{ip} \cdot R_{iz} \cdot C_i}{R_{ip} + R_{iz}} + 1 \right)} \quad (4.99)$$

Um pólo é naturalmente alocado na origem, proporcionando efeito integrativo. A freqüência do outro pólo é definida pela expressão (4.100). As freqüências dos zeros são definidas pelas expressões (4.101) e (4.102). O ganho estático do compensador K_c é definido pela expressão (4.103).

$$f_p = \frac{R_{ip} + R_{iz}}{2\pi \cdot R_{ip} \cdot R_{iz} \cdot C_i} \quad (4.100)$$

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{fz} \cdot C_f} \quad (4.101)$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{iz} \cdot C_i} \quad (4.102)$$

$$K_c = \frac{R_{iz}}{R_{ip}} \quad (4.103)$$

Para o ajuste de parâmetros são estipulados os seguintes critérios:

- Os zeros são posicionados na freqüência dos pólos da planta;

- O pólo é posicionado sobre o zero da função de transferência;
- O ganho é ajustado para uma freqüência de corte inferior 120 Hz.

Respeitando esses critérios, os parâmetros são escolhidos e apresentados na Tabela 3.3.

Dimensionado o compensador, pode-se traçar o diagrama de bode para a função de laço aberto do sistema, apresentado na Fig. 4.42.

Verifica-se que a freqüência de cruzamento por zero é igual a 20 Hz. Naturalmente, as ondulações acima dessa freqüência não serão corrigidas, garantindo uma reduzida distorção na corrente causada pelo compensador de tensão.

Tabela 4.4: Parâmetros do controlador de tensão.

Parâmetros	Valor
Freqüência de cruzamento	20 Hz
Freqüência do pólo (f_p)	53 kHz
Freqüência dos zeros (f_{z2} e f_{z1})	12 Hz
Ganho estático (K_c)	120
Capacitores C_o	10 mF

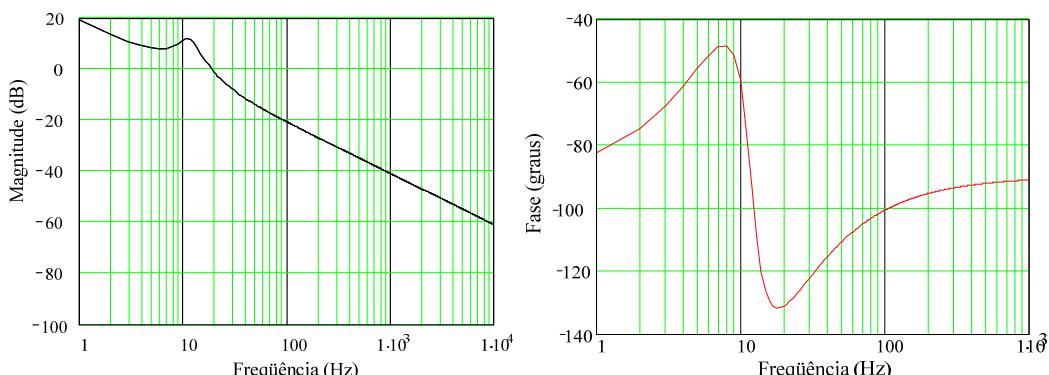


Fig. 4.42: Diagrama de Bode do sistema em laço aberto do conversor.

4.5 Resultados de Simulação

Para verificar o funcionamento do retificador trifásico abaixador série, com os parâmetros dimensionados, realiza-se uma simulação numérica a partir do simulador Psim.

Na Fig. 4.43 são apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente de entrada do retificador T enquanto na Fig. 4.44 são apresentados os detalhes do instante do cruzamento por zero das mesmas. Nota-se que a

corrente possui um formato senoidal e o deslocamento com relação à tensão é inferior a 2° , o que garante um elevado fator de potência.

As formas de onda das correntes de entrada simultaneamente são mostradas na Fig. 4.45. As análises harmônicas destas aparecem representadas na Fig. 4.46. Observa-se que as taxas de distorção harmônica totais das correntes são inferiores a 4%.

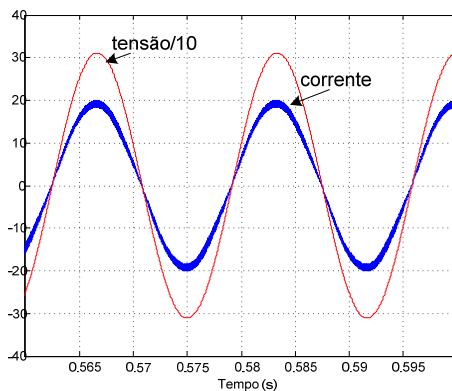


Fig. 4.43: Corrente e tensão de entrada escalonada por 10.



Fig. 4.44: Detalhe do cruzamento por zero da tensão e da corrente de entrada.

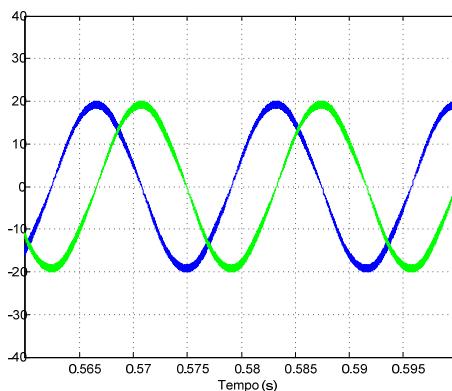


Fig. 4.45: Correntes de entrada $I_T(t)$ e $I_M(t)$.

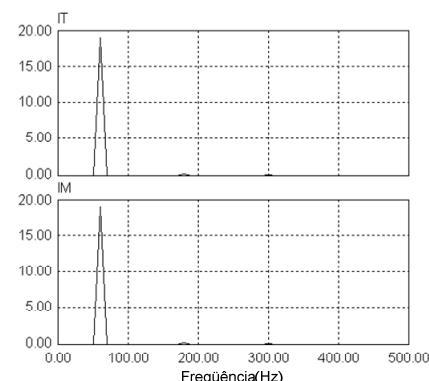


Fig. 4.46: Análise harmônica das correntes de entrada $I_T(t)$ e $I_M(t)$.

Na Fig. 4.47 estão representadas as formas de onda da corrente no indutor L_{oT} e a corrente de entrada $I_T(t)$ para carga nominal. Verifica-se que há uma ondulação significativa na corrente do indutor. Contudo, a corrente de entrada permanece com reduzida distorção.

Na Fig. 4.48 são apresentadas as formas de onda das tensões de saída de cada retificador, T e M, juntamente com a tensão de saída total, $V_o(t)$, dividida por dois.

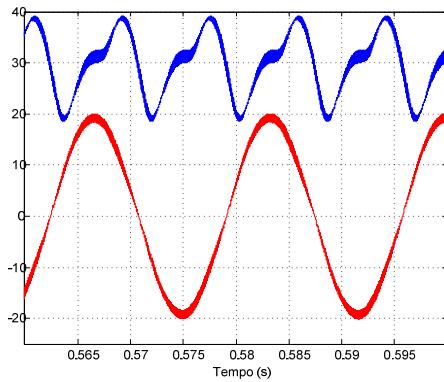


Fig. 4.47: Ondulação de corrente no indutor L_{oT} e corrente de entrada $I_T(t)$

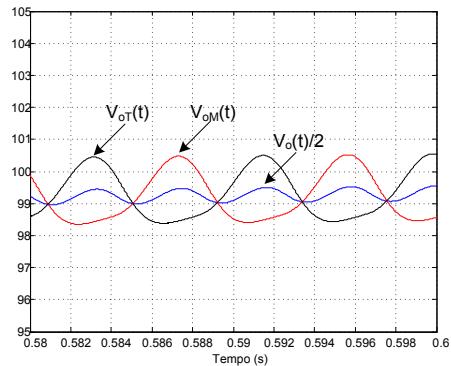


Fig. 4.48: tensões $V_{oM}(t)$, $V_{oT}(t)$ e $V_o(t)$ escalonada por 2.

A ondulação de tensão é cerca de 2 V, conforme especificações de projeto. A ondulação total de saída é reduzida devido à oposição de fase entre as formas de onda das tensões dos retificadores T e M.

Para verificar o comportamento dinâmico do sistema em malha fechada, realiza-se um degrau de carga na saída do retificador.

As formas de onda da tensão de saída do retificador M e da corrente através do indutor L_{oM} são apresentadas na Fig. 4.49. No instante 0,45 segundos a carga passa de 50% da corrente nominal para 100%. O transitório dura aproximadamente 150 ms. Já na Fig. 4.50 são apresentadas as formas de onda das correntes de entrada durante o transitório de carga.

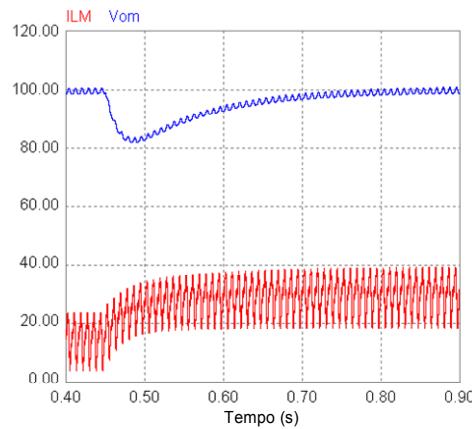


Fig. 4.49: Tensão de saída $V_{oM}(t)$ e corrente no indutor L_{oM} durante transitório de carga de 100%.

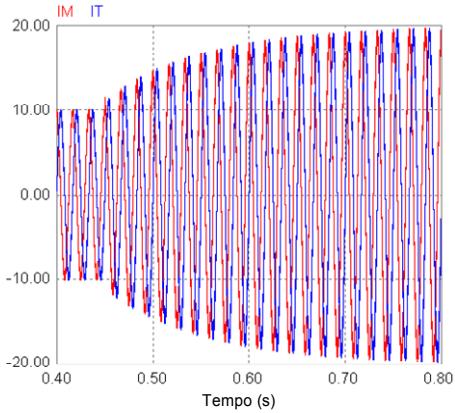


Fig. 4.50: Correntes de entrada durante transitório de carga de 100%.

4.6 Resultados Experimentais

Para validar os resultados teóricos obtidos na análise matemática realizada, foi implementado um protótipo de cerca de 6 kW do retificador trifásico abaixador série, utilizando um transformador Scott de 12 kW.

O circuito esquemático do estágio de potência é representado na Fig. 4.51, com as respectivas especificações. Os circuitos de comando são os SKHI10op da Semikron [60] e sua respectiva fonte de alimentação SKHIPS1. [61]

Para a construção do circuito de controle do retificador trifásico abaixador usou-se basicamente os circuitos integrados UC3854A [11] e o AD734 [62], dos fabricantes Unitrode e Analog Devices, respectivamente. O esquema do circuito é representado pela Fig. 4.52. A lista de componentes com suas respectivas especificações é apresentada na Tabela 4.5.

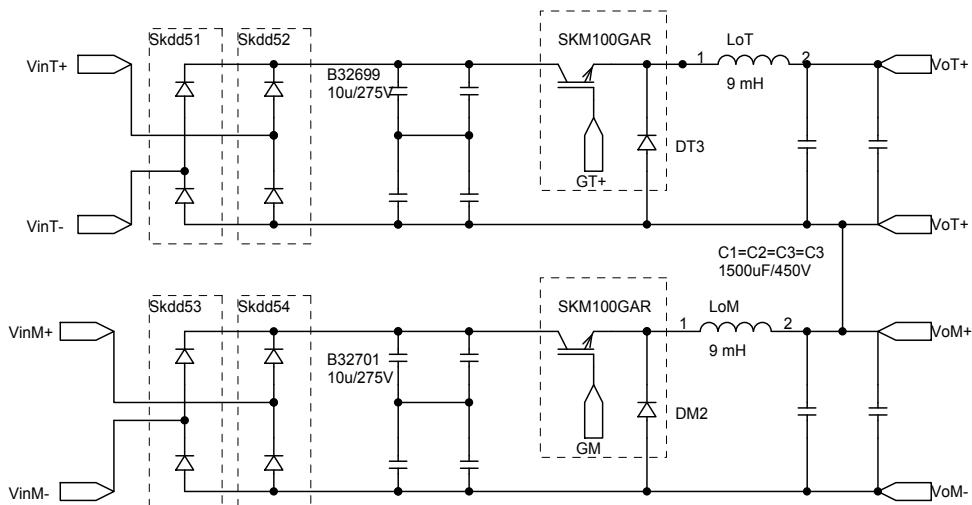


Fig. 4.51: Circuito de potência dimensionado.

Na Fig. 4.53 são apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente na entrada do retificador M. Verifica-se que, além da reduzida distorção harmônica, há um pequeno atraso da corrente em relação à tensão. Esse efeito é devido ao filtro de entrada formado pela indutância de dispersão e o capacitor de entrada.

As ondulações de corrente nos indutores L_{oT} e L_{oM} são ilustradas na Fig. 4.54. Já na Fig. 4.55 estão apresentadas simultaneamente as correntes no indutor e a corrente de entrada do retificador M. Nota-se que mesmo existindo

uma ondulação significativa na corrente do indutor, a corrente de entrada mantém-se com reduzida distorção harmônica.

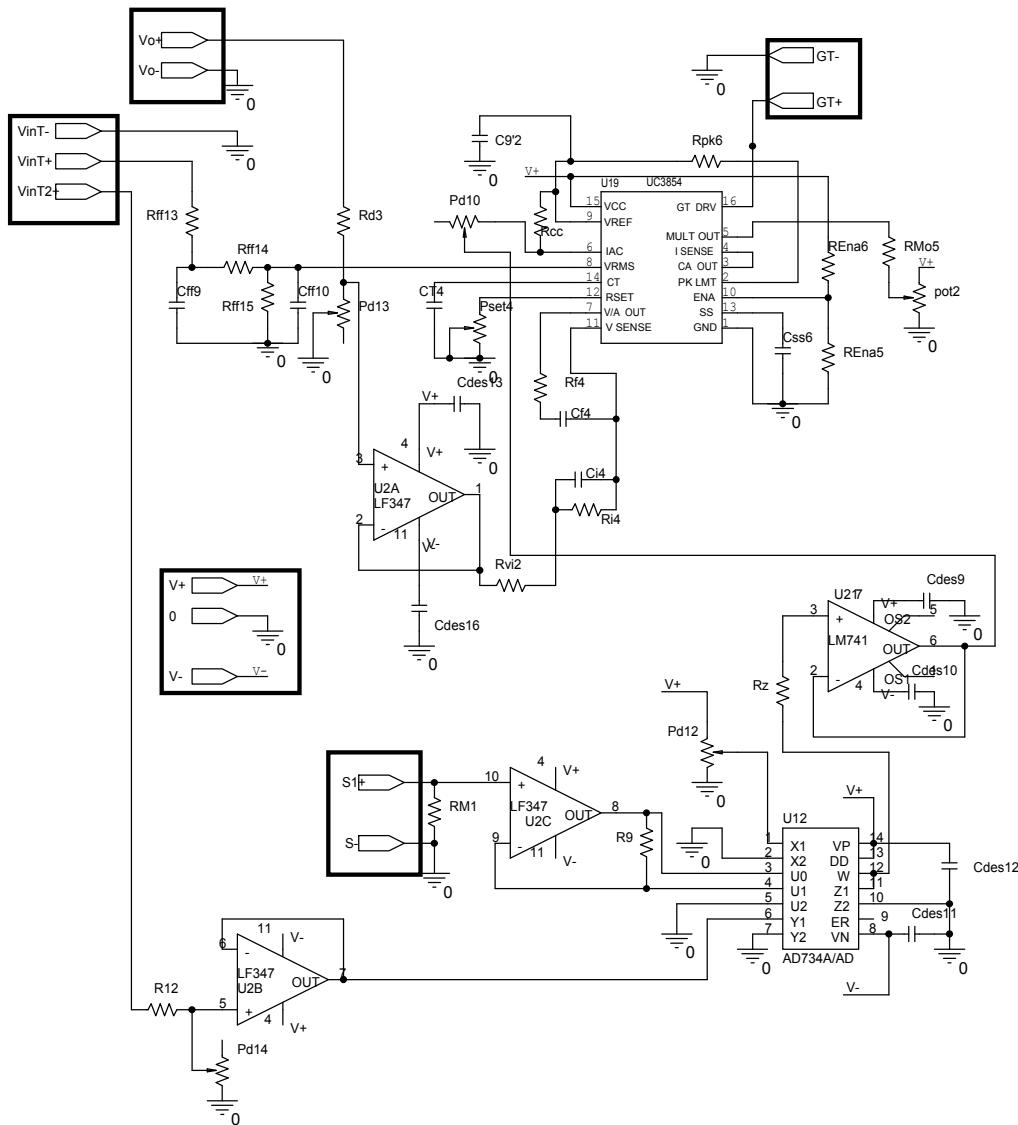


Fig. 4.52: Circuito de controle dimensionado para cada retificador monofásico.

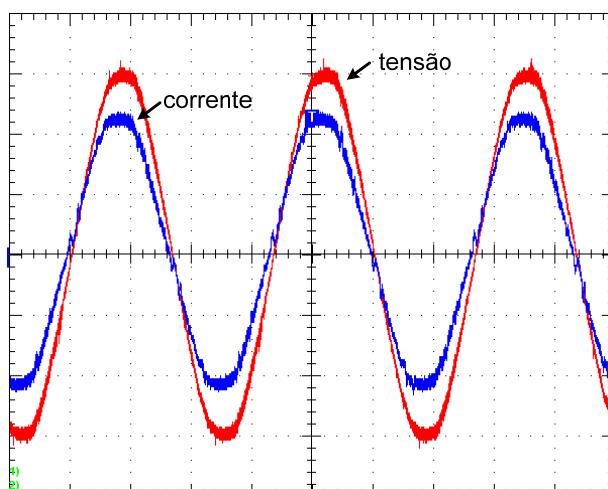


Fig. 4.53: Corrente e tensão na entrada do retificador M. (10 A/div, 100 V/div e 5 ms/div)

Tabela 4.5: Lista de componentes do circuito de controle

Componente	Valor	Tipo
C9'2	1 μF	Cerâmico
Cdes(n)	1 μF	Cerâmico
Cf2	100 nF	Cerâmico
Cff9	1 μF	Cerâmico
Cff10	4,7 μF	Eletrolítico
Ci2	22 nF	Cerâmico
Cp13	100 nF	Cerâmico
Css3	10 μF	Eletrolítico
Css4	10 μF	Eletrolítico
CT4	12 nF	Cerâmico
Pd12	20 k Ω	Potenciômetro de precisão
Pd13	20 k Ω	Potenciômetro de precisão
Pot2	10 k Ω	Potenciômetro de precisão
Pd10	100 k Ω	Potenciômetro de precisão
Pd14	50 k Ω	Potenciômetro de precisão
Pset4	10 k Ω	Potenciômetro de precisão
R9	2,2 M Ω	Resistor de filme metálico
R12	680 k Ω	Resistor de filme metálico
Rcc	100 k Ω	Resistor de filme metálico
Rd3	820 k Ω	Resistor de filme metálico
REna5	47 k Ω	Resistor de filme metálico
REna6	22 k Ω	Resistor de filme metálico
Rf2	120 k Ω	Resistor de filme metálico
Rff13	820 k Ω	Resistor de filme metálico
Rff14	2,7 k Ω	Resistor de filme metálico
Rff15	12 k Ω	Resistor de filme metálico
Ri2	470 k Ω	Resistor de filme metálico
RM1	68 Ω	Resistor de filme metálico
RMo5	8,2 k Ω	Resistor de filme metálico
Rpk6	10 k Ω	Resistor de filme metálico
Rz	1 k Ω	Resistor de filme metálico
Rvi2	1 k Ω	Resistor de filme metálico
U10	AD734A/AD	Multiplicador e divisor
U19	UC3854	Controlador PWM
U2	LF347	Amplificadores operacionais

As correntes dos enrolamentos secundários do transformador Scott, ou correntes de entrada de cada conversor, são apresentadas na Fig. 4.56. As distorções harmônicas de cada uma são dadas por 4,6% e 2,9%.

Na Fig. 4.57 apresentam-se as tensões de saída $V_{oM}(t)$ e $V_{oT}(t)$. Observa-se claramente que as ondulações têm fases opostas entre si, o que minimiza as ondulações da tensão total $V_o(t)$, devido ao cancelamento entre ambas.

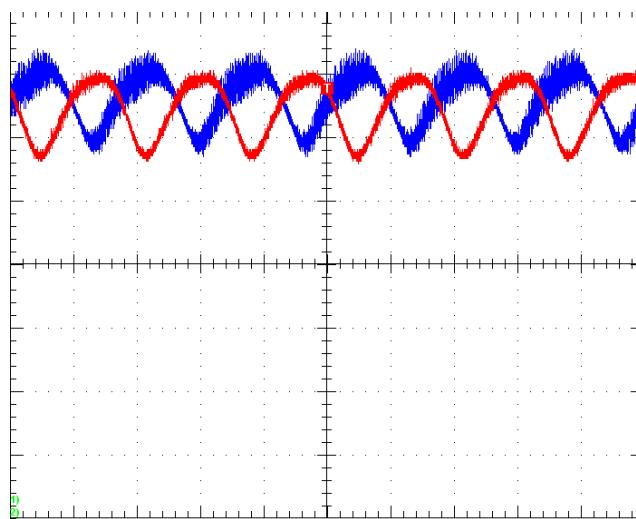


Fig. 4.54: Correntes nos indutores L_{oT} e L_{oM} . (10 A/div. e 5 ms/div)

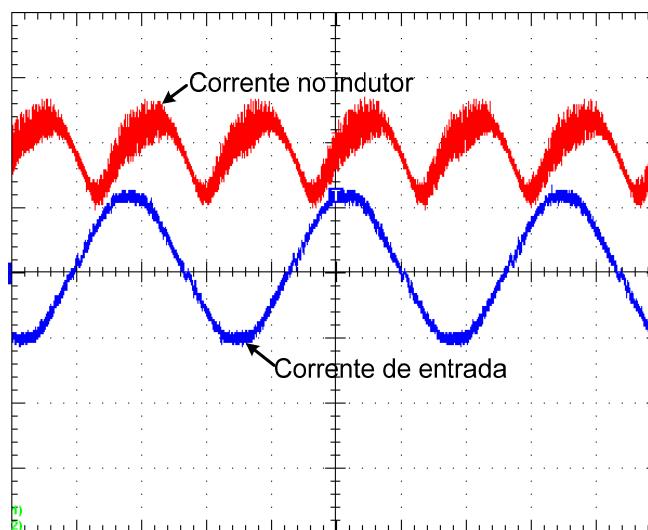


Fig. 4.55: Correntes de entrada e corrente no indutor do retificador M (20 A/div. e 5 ms/div)

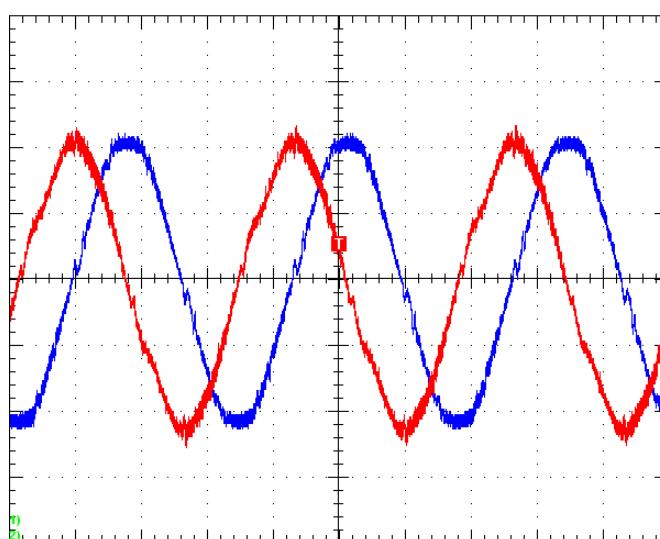


Fig. 4.56: Correntes de entrada nos retificadores T e M. (10 A/div. e 5 ms/div)

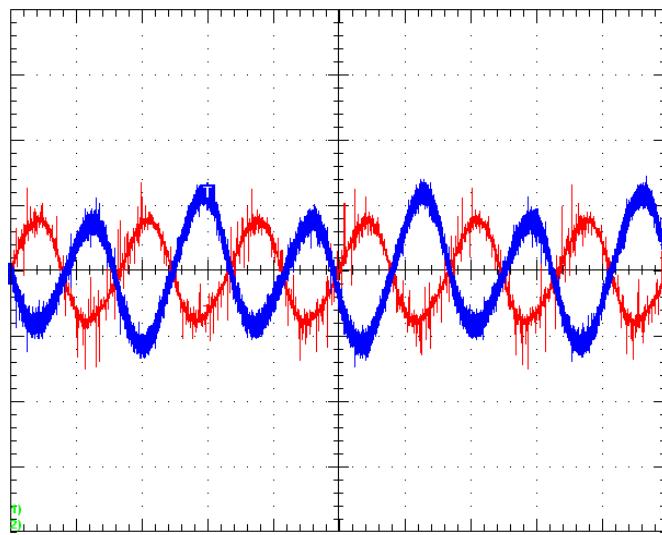


Fig. 4.57: Ondulações das tensões de saída $V_{oT}(t)$ e $V_{om}(t)$. (5 V/div. e 5 ms/div)

As correntes na entrada do transformador Scott são ilustradas na Fig. 4.58. Verifica-se claramente uma distorção nessas correntes. Essa deformação é atribuída às correntes magnetizantes do transformador utilizado, e são significativas devido ao superdimensionamento desse transformador que apresenta uma potência máxima de 12 kW.

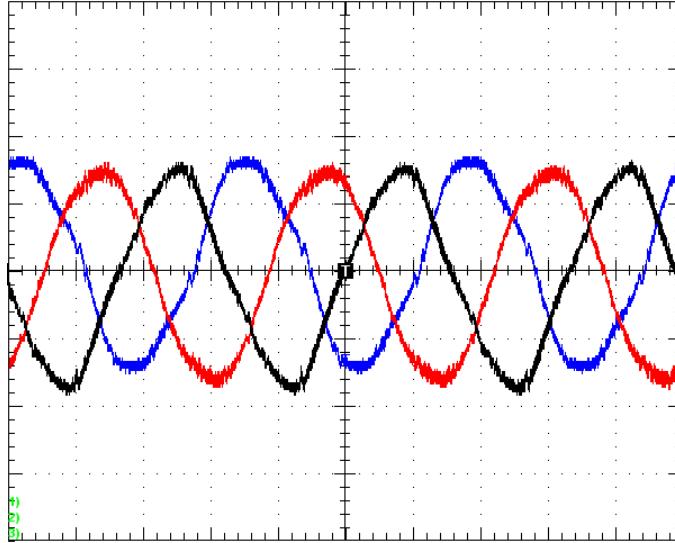


Fig. 4.58: Correntes de entrada no transformador Scott. (10 A/div. e 5 ms/div)

Realizando ensaios para diferentes valores de carga obtém-se a curva de rendimento do retificador. O resultado é representado pelo gráfico da Fig. 4.59.

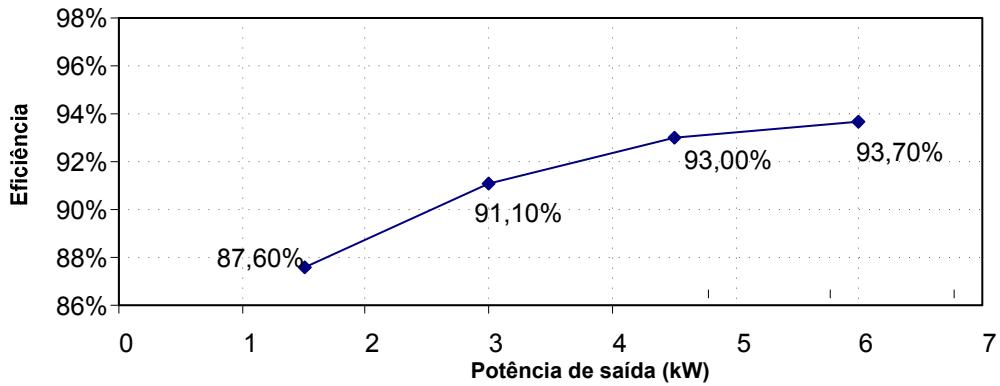


Fig. 4.59: Curva de rendimento do retificador.

4.7 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado o retificador trifásico abaixador com alto fator de potência na conexão série, baseado nos transformadores trifásicos/bifásicos.

O retificador apresenta todas as características de um retificador monofásico abaixador como:

- Proteção natural contra curto-circuito de saída ou qualquer falha, podendo-se desconectar a rede da carga em qualquer momento;
- Sem circuito de pré-carga dos capacitores de saída, sendo necessário apenas um *soft-start* na razão cíclica ao iniciar a operação do conversor;
- Saída com tensão inferior à entrada;

Além disso, a estrutura trifásica apresentou características vantajosas em relação ao monofásico. A principal é a possibilidade de redução do volume da indutância de saída a partir do acoplamento magnético entre os indutores.

A técnica de controle aplicada, controle realimentado com pré-alimentação de tensão de entrada e corrente do indutor, foi baseado na técnica de controle *feedforward* para retificadores monofásicos. [52] Essa técnica mostrou-se eficaz, permitindo um alto fator de potência na entrada mesmo com uma elevada ondulação de corrente no indutor de saída em cada retificador monofásico.

Outra característica importante desse conversor é a saída com ponto médio regulado, ideal para inversores do tipo meia ponte, que necessitam deste tipo de alimentação.

Um procedimento de cálculo para o projeto foi apresentado e um retificador de 6 kW foi dimensionado e implementado. Os resultados de simulação demonstraram um correto funcionamento da estrutura e do procedimento de projeto. A evidência final dos resultados foi obtido através do protótipo implementado, que apresentou correntes de entrada de senoidais e com um fator de potência unitário.

Capítulo 5 - Retificador Trifásico Abaixador Paralelo

5.1 *Introdução*

O objetivo do presente capítulo é apresentar, analisar e projetar uma conexão paralela do retificador trifásico abaixador. Esse conversor é baseado no conversor buck monofásico e no transformador trifásico/bifásico. Nesta configuração ele é capaz de transferir energia de uma fonte de alimentação senoidal trifásica para uma fonte CC, com uma corrente senoidal de qualidade e alto fator de potência.

A conexão trifásica proposta neste capítulo é a ilustrada na Fig. 5.1. Nesta conexão pode-se contornar uma desvantagem da conexão série: a ondulação de baixa freqüência no indutor de saída. Além disso, apresenta menor número de elementos, possibilitando um único filtro de saída LC e um único diodo de roda-livre.

Como características gerais desse retificador podem-se citar:

- Apresenta um único indutor de saída para filtrar componentes de alta freqüência;
- Reduzida corrente no capacitor de saída;
- Fator de potência unitário e correntes das fases equilibradas;
- Utilização de apenas dois interruptores controlados;
- Tensão de saída sem ondulações em baixa freqüência;
- Abaixador de tensão;
- Possui limitação de razão cíclica máxima;
- Necessita de portadoras do modulador PWM sincronizadas com defasagem de 180° entre si;
- Controle em malha fechada sem necessidade de uma malha de corrente;
- Desnecessário circuito auxiliar de pré-carga do capacitor de saída;
- O filtro de alta freqüência na entrada aproveita a indutância de dispersão do transformador de entrada;
- Isolamento galvânico em baixa freqüência;

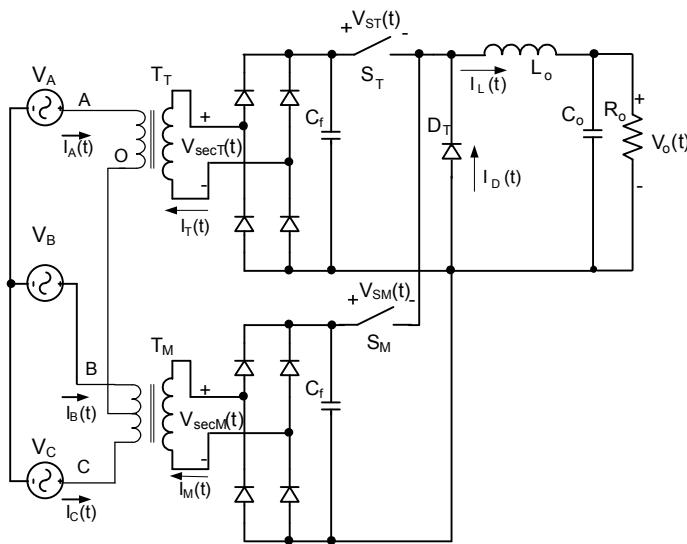


Fig. 5.1: Retificador trifásico abaixador paralelo.

5.2 Análise Estática

Considerando os enrolamentos secundários do transformador Scott como fontes de tensão alternada ideais, o circuito equivalente do retificador trifásico abaixador paralelo é reduzido à representação da Fig. 5.2. Os diodos D_{bT} e D_{bM} estão presentes para indicar a unidirecionalidade imposta pela ponte de diodos de entrada. As tensões retificadas são representadas pelas equações (5.1) e (5.2).

$$V_{inT}(t) = V_p \cdot |\sin(\omega \cdot t)| \quad (5.1)$$

$$V_{inM}(t) = V_p \cdot |\cos(\omega \cdot t)| \quad (5.2)$$

Analizando o circuito, nota-se que se ambos interruptores estiverem habilitados simultaneamente, apenas haverá corrente no conversor abaixador que estiver com a maior tensão de entrada neste instante. Nesta circunstância não haverá destruição dos componentes e nem curto-circuitos devido à ponte de diodos retificadores na entrada dos conversores. Entretanto, o prejuízo se dará na imposição da corrente de entrada, não senoidal.

Essa limitação se deve às características de entrada do conversor abaixador que possui características de fonte de tensão. A colocação em paralelo de dois conversores só funciona corretamente se estes forem comandados alternadamente. O estado em que ambos interruptores estão habilitados deve ser evitado. Para que a entrada em condução de ambos não

ocorra simultaneamente, deve-se limitar a razão cíclica e operar com uma defasagem de 180° entre as portadoras dos moduladores PWM.

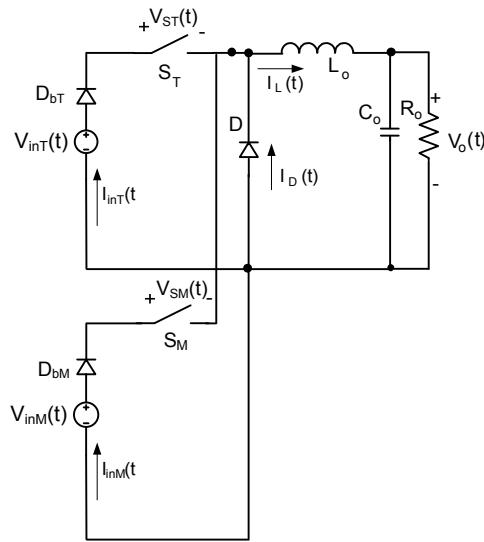


Fig. 5.2: Circuito equivalente do retificador trifásico buck paralelo.

Por causa dessa limitação os estados topológicos desse retificador são reduzidos a três. Cada estado está representado na Fig. 5.3.

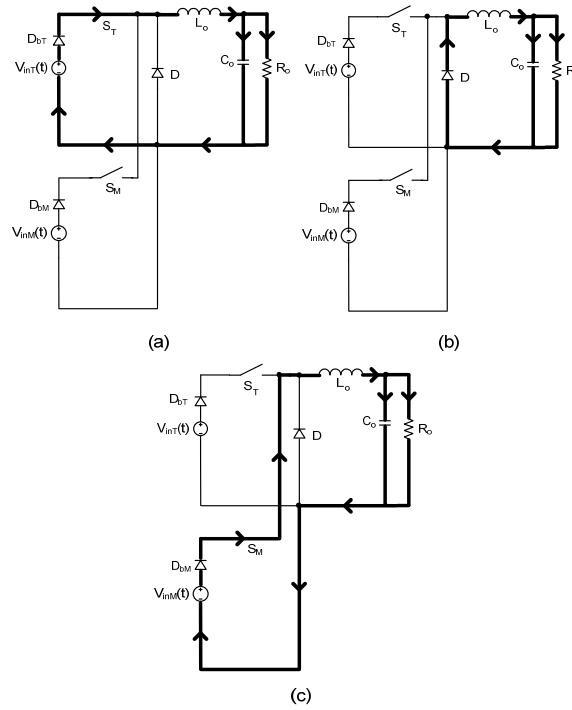


Fig. 5.3: Estados topológicos: (a) o interruptor S_T conduz, (b) o diodo D conduz, (c) o interruptor S_M conduz.

As tensões sobre os interruptores S_T e S_M , são as mesmas do retificador trifásico série dadas pelas equações (4.28) e (4.29), apresentadas graficamente pela Fig. 4.20 no Capítulo 4.

A tensão sobre o diodo de roda-livre D é equivalente à soma das tensões dos diodos D_T e D_M do retificador série, dadas pelas equações (4.30) e (4.31), e apresentadas na Fig. 4.21 no Capítulo 4. A tensão sobre o diodo D é expressa por (5.3).

$$V_D(t) = \left[V_p \cdot M_i + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_p |\sin(\omega \cdot t)| \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot t}}{j \cdot \pi \cdot k} \cdot (e^{j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|} - e^{-j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|}) + \right. \\ \left. + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_p |\cos(\omega \cdot t)| \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot (t-t_0)}}{j \cdot \pi \cdot k} \cdot (e^{j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)|} - e^{-j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)|}) \right] \quad (5.3)$$

O resultado considerando os parâmetros da Tabela 5.1, é apresentado na Fig. 5.4.

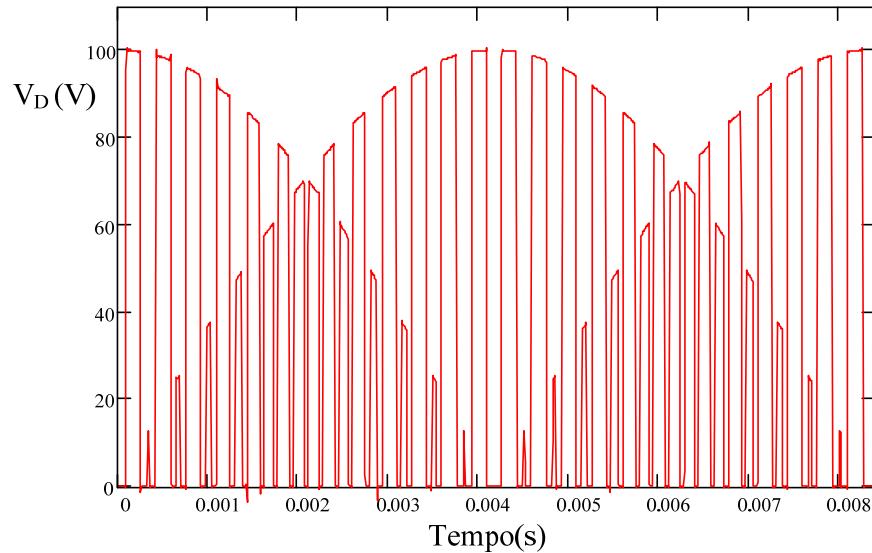


Fig. 5.4: Tensão sobre o diodo D.

Tabela 5.1: Parâmetros do retificador trifásico abaixador paralelo.

Parâmetro	Valor
V_p	100 V
ω	120π rad/s
ω_s	6000π rad/s
M_i	0.5
V_o	50 V
t_0	$T_s/2$
L_o	1 mH

Com o equacionamento da tensão $V_D(t)$, o circuito equivalente pode ser reduzido. O circuito simplificado é mostrado na Fig. 5.5.

A tensão sobre o indutor de saída é obtida pela análise de malha do circuito equivalente e fica expressa pela equação (5.4).

$$V_{L_o}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{V_p |\cos(\omega \cdot t)| \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot (t - t_o)}}{j \cdot \pi \cdot k} \cdot (e^{j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)|} - e^{-j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)|}) + \right. \\ \left. + \frac{V_p |\sin(\omega \cdot t)| \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot t}}{j \cdot \pi \cdot k} \cdot (e^{j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|} - e^{-j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|}) \right) \quad (5.4)$$

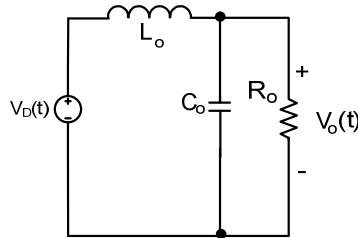


Fig. 5.5: Circuito equivalente simplificado.

A representação gráfica da tensão sobre o indutor L_o é mostrada na Fig. 5.6.

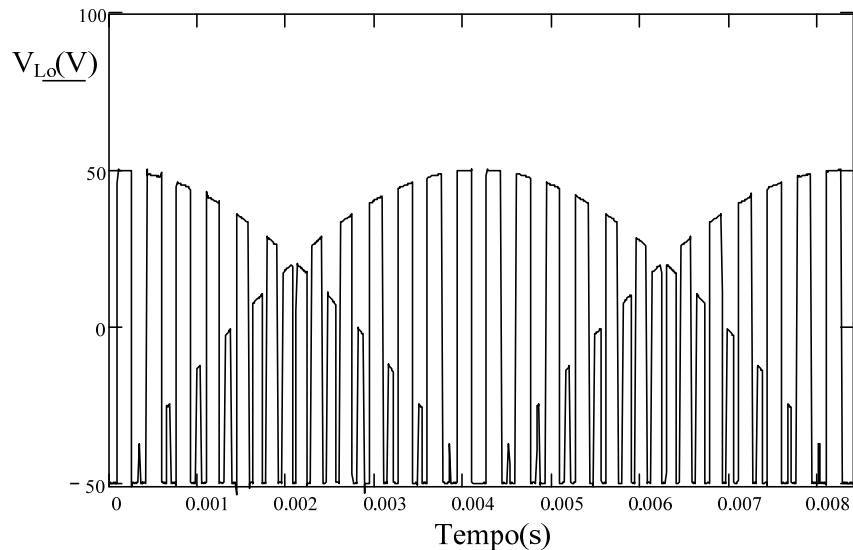


Fig. 5.6: Tensão sobre o indutor L_o .

Para equacionar a ondulação de corrente $I_{L_o}(t)$ utiliza-se a lei de Ohm dada por (4.13), sendo que Z_L é expressa pela equação (5.5).

$$Z_L = j \cdot k \cdot w_s \cdot L_o \quad (5.5)$$

Substituindo (5.4) e (5.5) em (4.13) obtém-se a equação (5.6).

$$\overline{I_{L_o}}(t) = \frac{V_p}{L_o \cdot \omega_s} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{|\cos(\omega \cdot t)| \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot (t - t_o)}}{-\pi \cdot k^2} \cdot (e^{j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)|} - e^{-j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)|}) + \right. \\ \left. + \frac{|\sin(\omega \cdot t)| \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot t}}{-\pi \cdot k^2} \cdot (e^{j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|} - e^{-j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|}) \right) \quad (5.6)$$

A forma de onda da corrente para os dados da Tabela 5.1 é mostrada na Fig. 5.7. Verifica-se que a ondulação predominante está na freqüência de comutação.

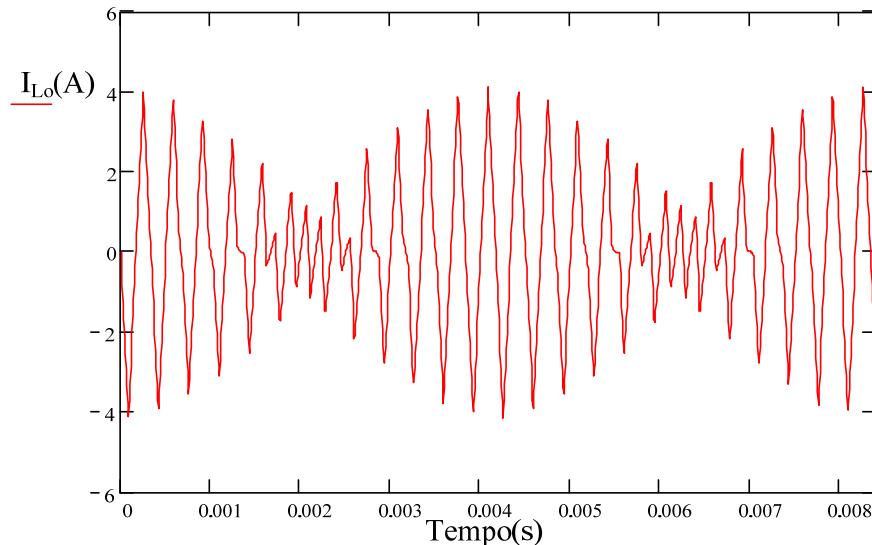


Fig. 5.7: Ondulação de corrente no indutor L_o .

5.2.1 Resultados de Simulação

Utilizando os parâmetros da Tabela 5.1 simula-se o retificador paralelo com objetivo de comparar os resultados com os obtidos nos equacionamentos. O esquema de circuitos simulado e o arquivo de simulação encontram-se no Apêndice A.

A forma de onda da tensão imposta sobre o diodo de roda-livre é ilustrada na Fig. 5.8.

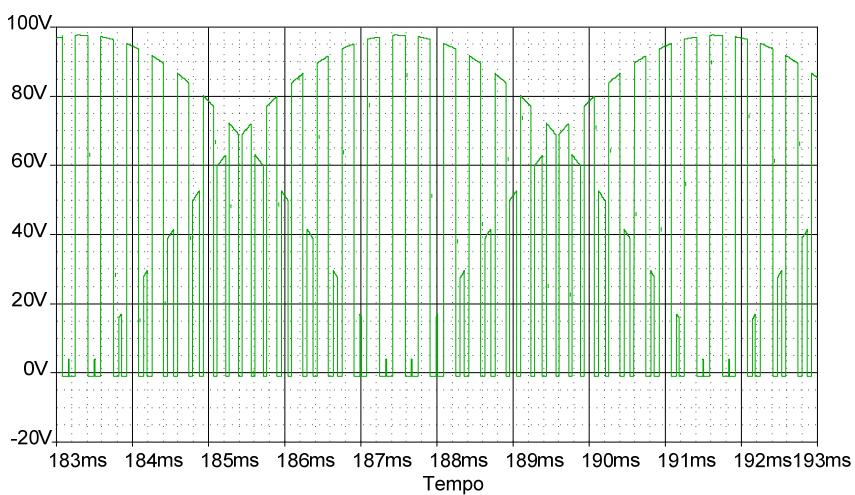


Fig. 5.8: Tensão sobre o diodo D.

Na Fig. 5.10 é apresentada a forma de onda da tensão sobre o indutor L_o .

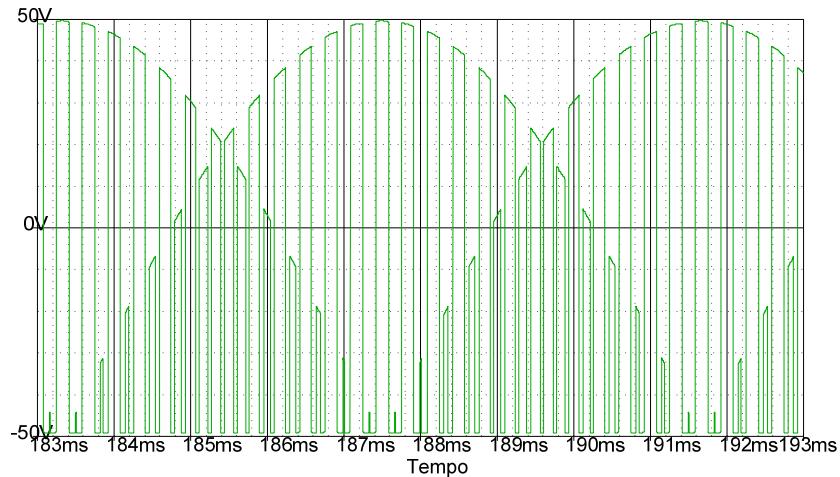


Fig. 5.9: Tensão sobre o indutor L_o .

A ondulação de corrente através do indutor é mostrada na Fig. 5.10. Observa-se que os valores das correntes de pico, bem como a forma de onda são similares aos resultados obtidos na Fig. 5.7

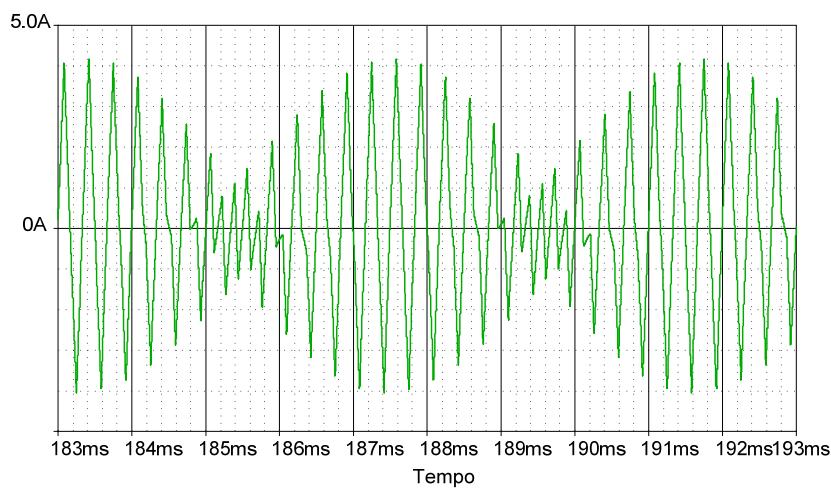


Fig. 5.10: Ondulação de corrente no indutor L_o .

5.2.2 Limitação do Índice de Modulação

Devido à impossibilidade de se obter um fator de potência unitário no retificador quando ambos interruptores estão habilitados a conduzir, deve-se restringir o índice de modulação para evitar este estado. Notadamente os comandos das chaves não poderão ser simultâneos, o que já exige portadoras dos geradores PWM defasadas em 180° . Nas equações (5.7) e (5.8) são apresentadas as funções no tempo das razões cíclicas do retificador.

$$d_T(t) = M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)| \quad (5.7)$$

$$d_M(t) = M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)| \quad (5.8)$$

Na Fig. 5.11 são representadas graficamente $d_T(t)$ e $d_M(t)$ em um determinado instante nas saídas dos geradores PWM.

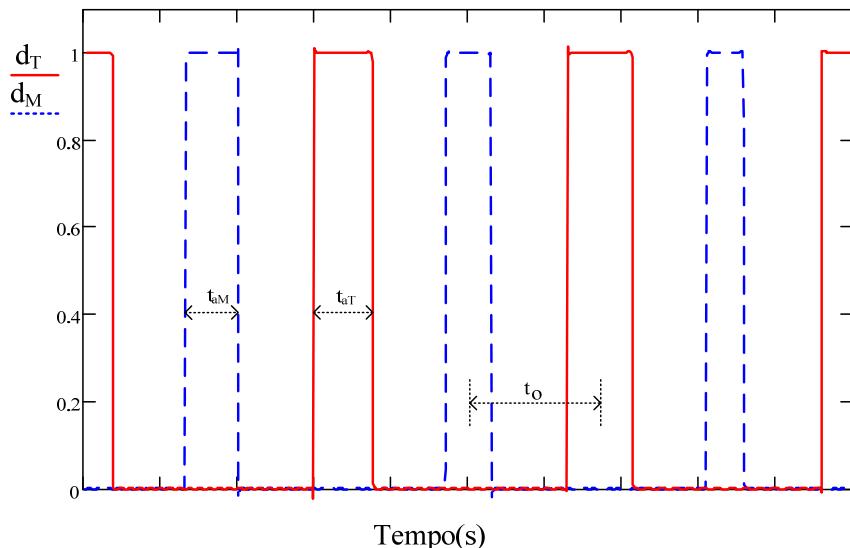


Fig. 5.11: Representação das razões cíclicas $d_T(t)$ e $d_M(t)$.

Nota-se que os pulsos de comando estão defasados. Essa defasagem é representada pelo deslocamento no tempo t_o . As razões cíclicas podem ser reescritas pelas expressões (5.9) e (5.10). Os parâmetros $t_{aT}(t)$ e $t_{aM}(t)$ são os tempos de condução de cada interruptor em cada ciclo de comutação.

$$d_T(t) = \frac{t_{aT}(t)}{T_s} \quad (5.9)$$

$$d_M(t) = \frac{t_{aM}(t)}{T_s} \quad (5.10)$$

Substituindo-se (5.9) e (5.10) em (5.7) e (5.8) obtém-se então as equações (5.11) e (5.12).

$$t_{aT}(t) = T_s \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)| \quad (5.11)$$

$$t_{aM}(t) = T_s \cdot M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)| \quad (5.12)$$

Seja o deslocamento entre as portadoras triangulares de 180° ou $t_o = T_s/2$. Nessa circunstância, a soma entre os tempos $t_{aT}(t)$ e $t_{aM}(t)$ não deve ultrapassar o valor de T_s em nenhum instante. Esta condição é suficiente e necessária para

que ambos interruptores não estejam conduzindo no mesmo instante. Efetuando esta adição, tem-se a equação (5.13). A restrição é dada pela expressão (5.14).

$$t_{aT}(t) + t_{aM}(t) = T_s \cdot M_i \cdot (|\cos(\omega \cdot t)| + |\sin(\omega \cdot t)|) \quad (5.13)$$

$$t_{aM}(t) + t_{aT}(t) \leq T_s \quad (5.14)$$

Substituindo (5.14) em (5.13) obtém-se a equação (5.15). Com manipulação algébrica, isolando o índice de modulação, obtém a expressão (5.16).

$$M_i \cdot (|\cos(\omega \cdot t)| + |\sin(\omega \cdot t)|) \leq 1 \quad (5.15)$$

$$M_i \leq \frac{1}{|\cos(\omega \cdot t)| + |\sin(\omega \cdot t)|} \quad (5.16)$$

Maximizando a equação (5.16) determina-se a primeira restrição para o índice de modulação. O resultado é expresso pela equação (5.17). Este resultado representa o maior índice de modulação que o retificador admite para se obter um fator de potência unitário, considerando uma modulação por largura de pulso senoidal.

$$M_i \leq \frac{\sqrt{2}}{2} \rightarrow M_i \leq 0,707 \quad (5.17)$$

Supondo que o deslocamento t_o seja inferior a $T_s/2$, a soma entre $t_{aT}(t)$ e $t_{aM}(t)$, respeitando a limitação imposta, é dada pela equação (5.18).

$$t_{aM}(t) + t_{aT}(t) \leq 2 \cdot t_o \quad (5.18)$$

A restrição do índice de modulação fica expressa pela equação (5.19).

$$M_i \leq \frac{2 \cdot t_o}{T_s \cdot (|\cos(\omega \cdot t)| + |\sin(\omega \cdot t)|)} \quad (5.19)$$

Maximizando M_i em função de t , obtém-se a equação (5.20).

$$M_i \leq \frac{t_o \cdot \sqrt{2}}{T_s} \quad (5.20)$$

5.3 Controle Dinâmico

Para este tópico, assim como na análise estática, considera-se que os enrolamentos secundários do transformador trifásico/bifásico sejam equivalentes a fontes de tensões alternadas ideais, defasadas em 90° entre si.

Inicialmente é proposta uma estratégia de controle simplificada. Na seqüência, apresenta-se a modelagem para o controle da tensão de saída.

5.3.1 Estratégia de Controle

Diferentemente do retificador trifásico abaixador série, o paralelo não apresenta ondulação de corrente em baixa freqüência no indutor de saída com uma alimentação trifásica equilibrada. Essa característica possibilita o uso de um controle simplificado da tensão de saída para uma carga linear.

A técnica de controle proposta é mostrada na Fig. 5.12. Uma única malha de controle regula a tensão de saída. A tensão de controle define o índice de modulação para ambos os conversores monofásicos. Uma amostra do formato da tensão de entrada retificada é utilizada para estabelecer a variação da razão cíclica para cada retificador monofásico, configurando assim uma modulação por largura de pulso senoidal.

5.3.2 Modelagem Linear para o Controle da Tensão de Saída

Para a modelagem do retificador trifásico abaixador paralelo utiliza-se o modelo do interruptor PWM [55] mostrado na Fig. 4.34(b) do Capítulo 4. Na Fig. 5.13 está representado o circuito equivalente com o modelo aplicado.

Supondo que as variações das tensões de entrada são desprezíveis, obtém-se o modelo de pequenos sinais representado pelo circuito equivalente da Fig. 5.14. Nesse modelo contempla-se a resistência série equivalente (R_{esr}) do capacitor de saída C_o .

Do circuito equivalente simplificado obtém-se a expressão (5.21).

$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{V_p \cdot (1 - s \cdot R_{esr} \cdot C_o)}{s^2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot \left(1 + \frac{R_{esr}}{R_o} \right) + s \cdot \left(\frac{L_o}{R_o} + C_o \cdot R_{esr} \right) + 1} \quad (5.21)$$

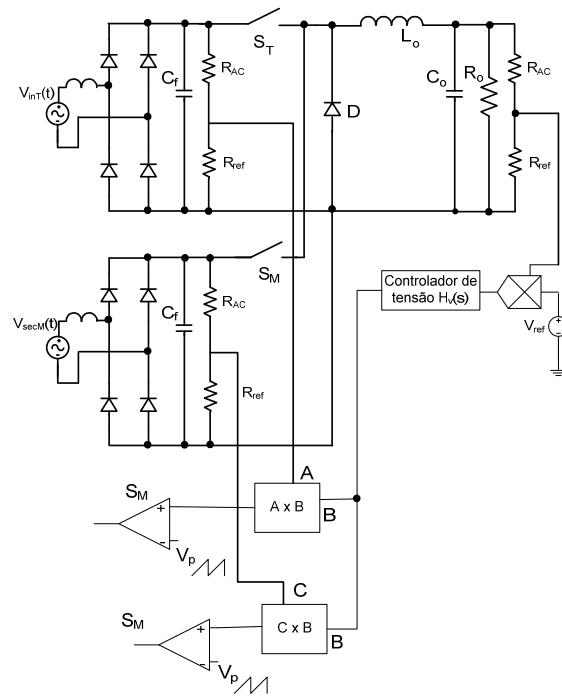


Fig. 5.12: Diagrama de blocos da estratégia de controle.

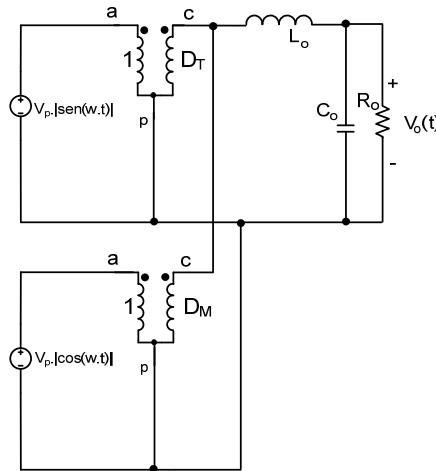


Fig. 5.13: Circuito equivalente com o modelo do interruptor PWM.

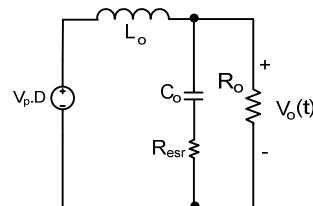


Fig. 5.14: Circuito equivalente simplificado.

Sabendo-se que a razão cíclica é dada pela relação entre o sinal modulador e o sinal portador (5.22), e substituindo em (5.21), obtém-se a função de transferência da malha de tensão ($G_V(s)$) dada pela expressão (5.23)

$$D(s) = \frac{V_m(s)}{V_{tpico}} \quad (5.22)$$

$$G_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_m(s)} = \frac{V_p \cdot (1 - s \cdot R_{esr} \cdot C_o)}{V_{tpico} \cdot \left(s^2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot \left(1 + \frac{R_{esr}}{R_o} \right) + s \cdot \left(\frac{L_o}{R_o} + C_o \cdot R_{esr} \right) + 1 \right)} \quad (5.23)$$

A função de transferência simplificada $G_v'(s)$ fica representada pela expressão (5.24), para $R_{esr}=0$.

$$G_v'(s) = \frac{V_o(s)}{V_m(s)} = \frac{V_p}{V_{tpico} \cdot \left(s^2 \cdot L_o \cdot C_o + s \cdot \frac{L_o}{R_o} + 1 \right)} \quad (5.24)$$

Definindo a freqüência dos pólos (ω_p) de $G_v'(s)$ pela expressão (5.25), pode-se apresentar o comportamento assintótico da função de transferência $G_v'(s)$ pelo diagrama de Bode da Fig. 5.15.

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_o}} \quad (5.25)$$

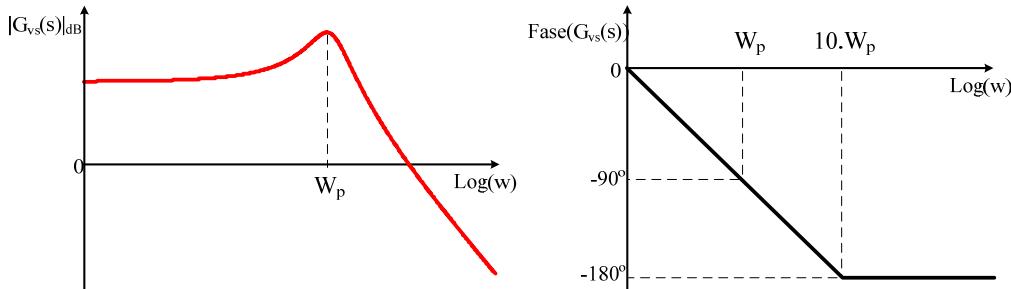


Fig. 5.15: Diagrama de Bode assintótico da função de transferência $G_v(s)$.

5.4 Procedimento de Projeto

5.4.1 Dimensionamento dos Circuitos de Potência

O dimensionamento dos parâmetros de cada componente do circuito de potência do retificador paralelo são equacionados neste tópico. São omitidos os cálculos térmicos para os semicondutores. As metodologias empregadas para estes cálculos são apresentadas em [3, 48, 49].

5.4.1.1 Filtro de Saída $L_o C_o$

Na Fig. 5.16 apresenta-se um diagrama simplificado do estágio de saída do retificador.

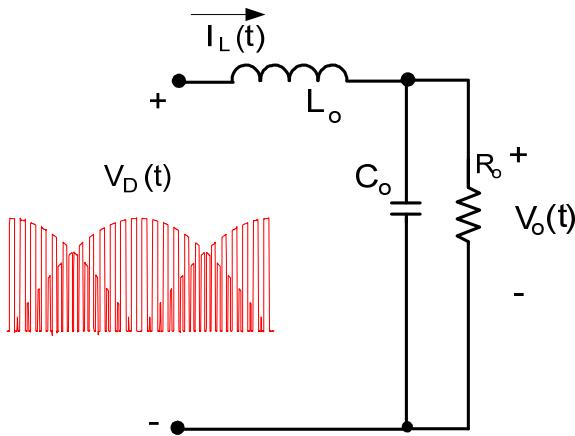


Fig. 5.16: Diagrama simplificado da saída do retificador paralelo.

O indutor de saída é escolhido para atender a restrição de ondulação de corrente especificada. Em condições normais de operação a ondulação de alta freqüência é predominante nesse retificador. A ondulação é dada pela equação (5.6). Fazendo as operações algébricas convenientes obtém-se L_o em função da máxima ondulação de corrente expressa por (5.26).

$$L_o = \frac{V_p}{4 \cdot \Delta I_{L_{\max}} \cdot f_s} \quad (5.26)$$

Os critérios para o dimensionamento do capacitor de saída C_o são similares aos critérios para a conexão série no item 4.4.1.1.2.

5.4.1.2 Semicondutores

5.4.1.2.1 Interruptores S_T e S_M

De forma similar à conexão série os retificadores T e M da conexão paralelo apresentam as correntes e tensões sobre os interruptores idênticas.

A tensão máxima reversa ($V_{ST_{\max}}$ e $V_{SM_{\max}}$) é dada pela tensão de pico da entrada máxima, (5.27).

$$V_{ST_{\max}} = V_{p_{\max}} \quad (5.27)$$

A corrente de pico através de cada interruptor é igual à corrente de pico através do indutor L_o , expressa pela equação (5.28). O parâmetro I_o é a corrente nominal na carga.

$$I_{ST\text{pico}} = I_o + \frac{\Delta I_{L\text{max}}}{2} \quad (5.28)$$

Para simplificar o equacionamento da corrente eficaz através do interruptor, considera-se que a corrente no indutor é constante, dada por I_o . Com isso, a corrente eficaz é obtida pela equação (5.29).

$$I_{ST\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{\frac{2 \cdot M_i \cdot T_s}{\pi}} (I_o)^2 d\omega t} \rightarrow I_o \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot M_i}{\pi}} \quad (5.29)$$

A corrente média é dada pela integral apresentada na equação (5.30).

$$I_{ST\text{med}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (M_i \cdot \sin(\omega t) \cdot I_o) d\omega t \rightarrow \frac{2 \cdot M_i \cdot I_o}{\pi} \quad (5.30)$$

5.4.1.2.2 Diodo de Roda-Livre D

A corrente eficaz e a corrente média nesta situação, são dadas pelas equações (5.31) e (5.32), respectivamente.

$$I_{DT\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi - 4M_i} (I_o)^2 d\omega t} \rightarrow I_o \cdot \sqrt{\frac{2\pi - 4M_i}{\pi}} \quad (5.31)$$

$$I_{DT\text{med}} = 2 \cdot I_o - \frac{4 \cdot M_i \cdot I_o}{\pi} \quad (5.32)$$

5.4.1.3 Cálculo do Filtro de Entrada

Para o cálculo do filtro LC de entrada é utilizada a mesma metodologia apresentada na conexão série no item 4.4.1.3, no Capítulo 4.

5.4.2 Exemplo de projeto

Sejam as especificações de projeto expressas pela Tabela 5.2. A carga para potência nominal de saída é dada pela equação (5.33).

$$R_o = \frac{(V_o)^2}{P_o} = 6,67\Omega \quad (5.33)$$

Tabela 5.2: Especificações de projeto.

Parâmetro	Valor
Freqüência de linha (f_r)	60 Hz
Tensão de linha RMS (V_{in})	380 V
Tensão do enrolamento secundário (V_{secT})	420 V
Indutâncias de dispersão nos secundários	300 μ H
Potência de saída (P_o)	6 kW
Tensão de saída (V_o)	200 V
Freqüência de comutação (f_s)	20 kHz
Rendimento estimado (η)	90%
Ondulação de corrente no indutor (ΔI)	2 A
Ondulação da tensão de saída (ΔV_o)	2%
Hold-up time	10 ms

A corrente nominal de saída (I_o) é determinada pela expressão (5.34).

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{6000}{200} = 30A \quad (5.34)$$

A corrente nominal de pico de cada enrolamento secundário (I_p) é obtida a partir da equação (5.35).

$$I_p = \frac{\frac{P_o}{2}}{V_{secT}} \cdot \sqrt{2} = \frac{3000}{420} \cdot \sqrt{2} = 10,10A \quad (5.35)$$

O índice de modulação é determinado pela relação entre as correntes de entrada e saída, expressa em (5.36).

$$M_i = \frac{I_p}{I_o} = \frac{10,10}{30} = 0,34 \quad (5.36)$$

A equação (5.37) determina a indutância de saída para as especificações dadas.

$$L_o = \frac{V_p}{4 \cdot \Delta I_{L_{max}} \cdot f_s} = \frac{420 \cdot \sqrt{2}}{4 \cdot 2 \cdot 20 \cdot 10^3} = 3,7mH \quad (5.37)$$

Para o capacitor de saída os parâmetros de projeto são dados pelas equações (5.38), (5.39) e (5.40).

$$C_o > \frac{\Delta I}{4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \Delta V_o} \rightarrow C_{oT} > \frac{2}{4 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 0,01} \rightarrow C_{oT} > 4\mu F \quad (5.38)$$

$$C_{oT} = \frac{P_o \cdot t_{hold-up}}{V_o \cdot (V_o - \Delta V_{hold-up} \cdot V_o)} = \frac{6000 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{200 \cdot (200 - 50)} = 2mF \quad (5.39)$$

$$I_{CoTef} = \frac{\Delta I}{2 \cdot \sqrt{2}} = 5,27A \quad (5.40)$$

Os esforços de corrente nos semicondutores são obtidos pelas equações (5.41), (5.42) e (5.43).

$$I_{STef} = I_o \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot M_i}{\pi}} = 30 \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot 0,34}{\pi}} = 13,95A \quad (5.41)$$

$$I_{STmed} = \frac{2 \cdot M_i \cdot I_o}{\pi} = 6,50A \quad (5.42)$$

$$I_{DTmed} = I_o - \frac{4 \cdot M_i \cdot I_o}{\pi} = 30 - \frac{4 \cdot 0,34 \cdot 30}{\pi} = 17,01A \quad (5.43)$$

Para o filtro de entrada a freqüência de corte (f_c) é definida pelas equações (5.44) e (5.45), conforme os requisitos apresentados na metodologia de projeto.

$$f_c = \frac{f_s}{10} = 2kHz \quad (5.44)$$

$$f_c > f_r \cdot 50 = 3kHz \quad (5.45)$$

Para garantir o defasamento mínimo entre a corrente e a tensão de entrada opta-se por uma freqüência de corte igual a 3 kHz. A equação (5.46) apresenta o valor do capacitor do filtro de entrada (C_f).

$$C_f = \frac{1}{L_{in} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_c)^2} = \frac{1}{300\mu \cdot (2 \cdot \pi \cdot 3k)^2} = 9,3\mu F \quad (5.46)$$

5.4.2.1 Controlador

O projeto do controle do retificador trifásico paralelo resume-se a um único compensador de tensão para regular a tensão de saída. Para isto, são aplicadas técnicas do controle clássico.

Diferentemente do controlador de tensão do retificador elevador série, o retificador abaixador não possui limitação de dinâmica devida à malha de corrente, já que esta não existe. Entretanto, devido a eventuais oscilações de tensão de saída provocadas por cargas comutadas e pela presença de harmônicos de tensão na rede, é interessante que a freqüência de corte do sistema controlado seja reduzida, para não distorcer a corrente de entrada.

Assim como na conexão série, a malha de controle deve possuir as seguintes características:

- Erro nulo à perturbação de carga e de tensão de entrada;
- Freqüência de corte inferior a 120 Hz.

Para garantir erro nulo ao degrau é necessário que o controlador possua um pólo em zero, ou seja, que possua um integrador na malha direta. Além disso, o conversor é estável e um compensador do tipo proporcional-integral (PI) seria suficiente para satisfazer as características desejadas. Entretanto, analisando a função de transferência linearizada do conversor verifica-se a existência de dois pólos dominantes. Por isso, um controlador do tipo proporcional-integral-derivativo (PID) permite definir um ponto de operação com maior liberdade. A função de transferência ($H_v(s)$) de um PID é representada pela expressão (5.47).

$$H_v(s) = \frac{K_c \cdot (s + 2\pi f_{z1}) \cdot (s + 2\pi f_{z1})}{s + 2\pi f_p} \quad (5.47)$$

O circuito analógico que implementa o controlador PID escolhido é apresentado na Fig. 4.41, Capítulo 4. O diagrama de Bode assintótico do compensador é representado na Fig. 4.42. A função de transferência do controlador é apresentada em (5.48).

$$H_v(s) = \frac{V_o'(s)}{V_c(s)} = \frac{(s \cdot R_{fz} \cdot C_f + 1) \cdot (s \cdot R_{iz} \cdot C_i + 1)}{s \cdot (R_{ip} + R_{iz}) \cdot C_i \cdot \left(s \cdot \frac{R_{ip} \cdot R_{iz} \cdot C_i}{R_{ip} + R_{iz}} + 1 \right)} \quad (5.48)$$

Os parâmetros do compensador são determinados pelas equações (4.100), (4.101), (4.102), e (4.103).

A estratégia escolhida para o ajuste do compensador de tensão é a mesma aplicada ao controle para a conexão série:

- Os zeros são posicionados na freqüência dos pólos da planta;
- O polo é posicionado sobre o zero da função de transferência;
- O ganho é ajustado para uma freqüência de corte inferior 120 Hz.

Respeitando esses critérios, os parâmetros são escolhidos e apresentados na Tabela 5.3.

Dimensionado o compensador, pode-se traçar o diagrama de bode para a função de laço aberto do sistema, apresentado na Fig. 5.17. Verifica-se que a freqüência de cruzamento está em aproximadamente 60 Hz.

Tabela 5.3: Parâmetros do sistema controlado.

Parâmetros	Valor
Freqüência de cruzamento	60 Hz
Freqüência do polo (f_p)	53 kHz
Freqüência dos zeros (f_{z2} e f_{z1})	12 Hz
Ganho estático (K_c)	120
Capacitor C_o	2 mF

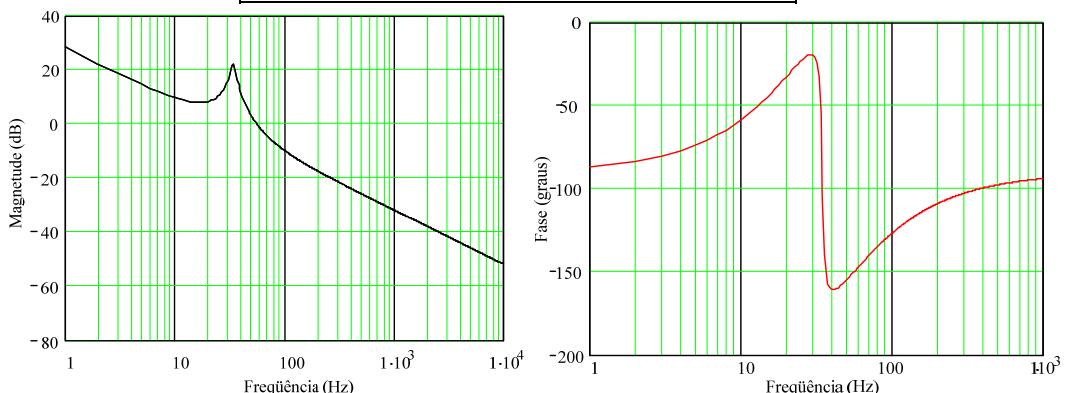


Fig. 5.17: Diagrama de Bode do sistema em laço aberto do conversor.

5.5 Resultados de Simulação

Uma simulação numérica com o simulador PSIM é realizada para verificar o funcionamento do retificador trifásico abaixador paralelo. Os parâmetros utilizados são os dimensionados no item anterior.

Nas Fig. 5.18 e Fig. 5.19 são mostradas as formas de onda das tensões e das correntes de entrada dos retificadores T e M. Essas correntes possuem formatos senoidais e encontram-se praticamente em fase com as respectivas tensões de entrada. Os deslocamentos entre as tensões e as correntes ficaram em torno de 2,6°.

As correntes de entrada apresentam uma defasagem entre si de 90° , conforme se pode verificar na Fig. 5.20. Os valores das taxas de distorção harmônica totais são de 2,57% e 2,55%.

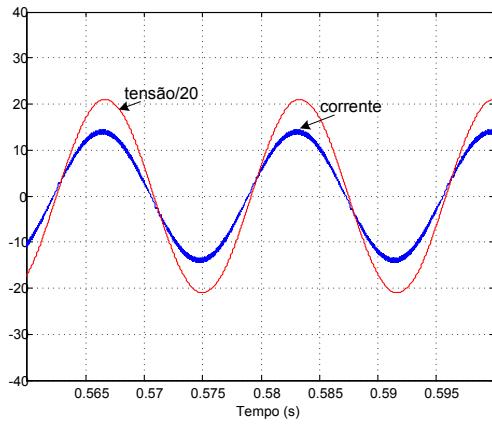


Fig. 5.18: Corrente e tensão de entrada no retificador T.

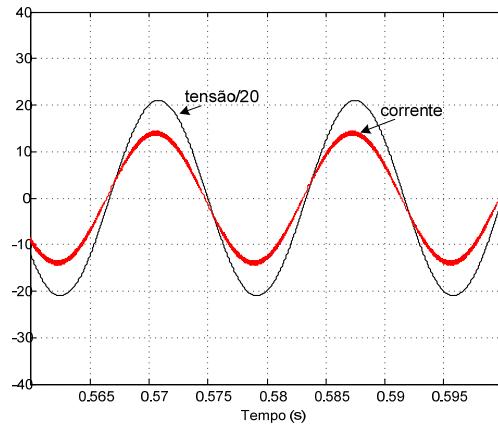


Fig. 5.19: Corrente e tensão de entrada no retificador M.

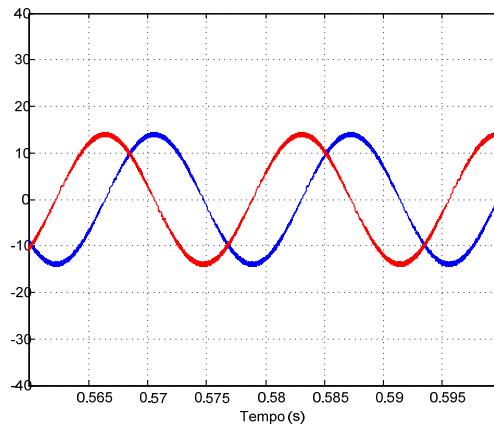


Fig. 5.20: Correntes de entrada nos retificadores T e M.

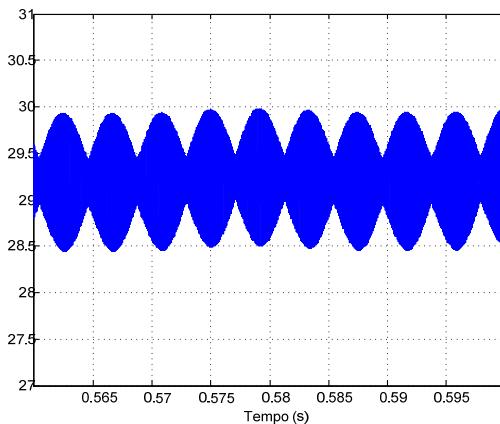


Fig. 5.21: Corrente no indutor L_o .

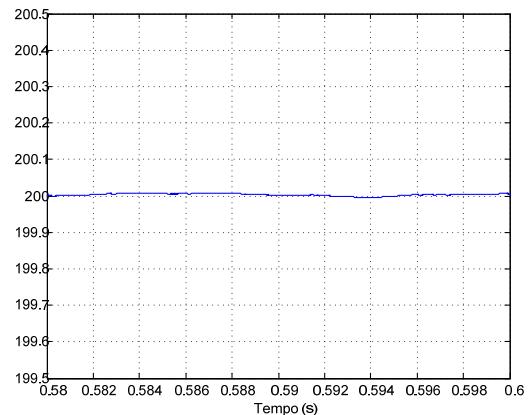


Fig. 5.22: Tensão de saída.

A corrente no indutor de saída é apresentada na Fig. 5.21 e a tensão de saída na Fig. 5.22. Verifica-se que a ondulação de corrente no indutor é inferior a 2 A, conforme especificação de projeto.

Para verificar o comportamento dinâmico do sistema em malha fechada realiza-se uma segunda simulação. Para isso, faz-se uma perturbação de carga na saída do retificador passando de 50% da carga nominal para 100%.

As formas de onda das correntes de entrada durante o transitório são visualizadas na Fig. 5.23. No instante 0,45 s a carga passa de um consumo de 3 kW para 6 kW. O transitório dura aproximadamente 150 ms.

Na Fig. 5.24 são ilustradas as formas de onda da tensão de saída e da corrente no indutor.

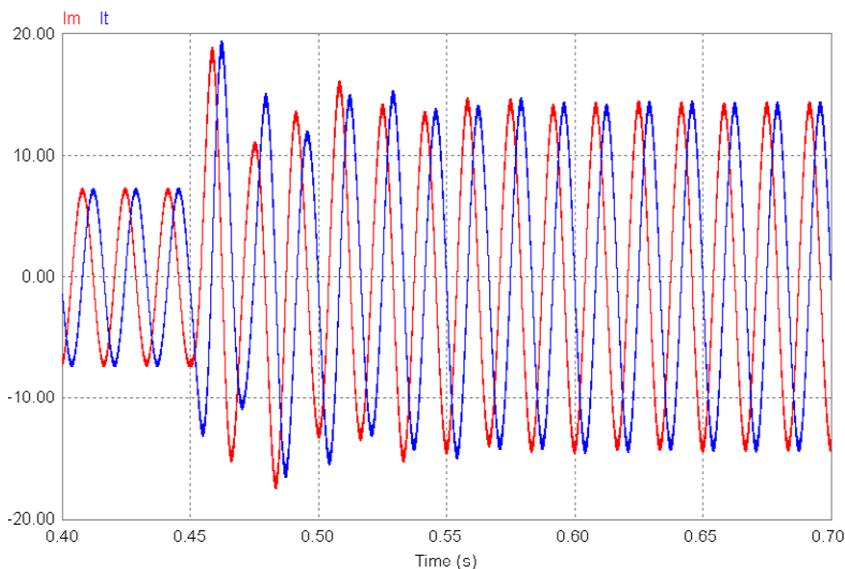


Fig. 5.23:Correntes de entrada durante transitório de carga.

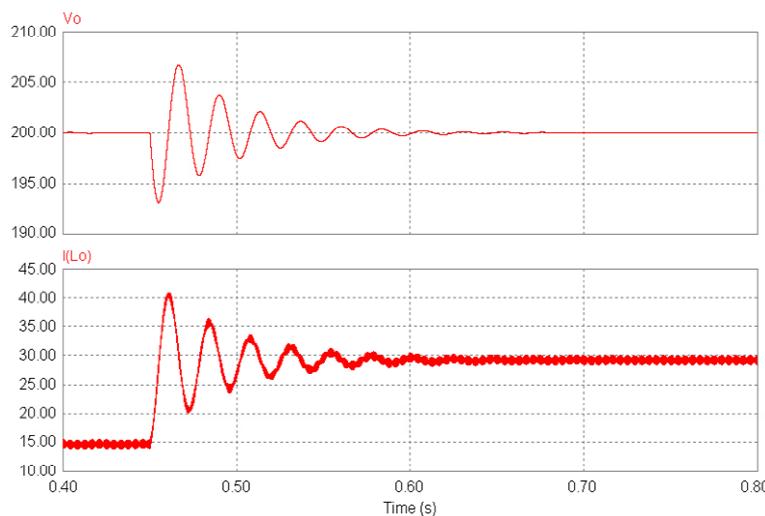


Fig. 5.24: Tensão de saída $V_o(t)$ e corrente no indutor $I_{Lo}(t)$ durante transitório de carga.

5.6 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado o retificador trifásico abaixador isolado, com alto fator de potência na conexão paralelo. Com um isolamento a partir de um transformador trifásico/bifásico e com apenas dois interruptores obtém-se um retificador unidirecional com fator de potência unitário.

Esse conversor alia todas as vantagens de um retificador do tipo abaixador sem a necessidade de filtragem de baixa freqüência no indutor de saída, reduzindo volume do magnético o que significa redução de custo. Para o filtro de entrada usam-se as indutâncias de dispersão do transformador de entrada, não necessitando indutores adicionais.

O retificador apresenta uma proteção natural contra curto-circuito de saída, podendo-se desconectar a rede da carga a qualquer momento. Também é desnecessário um circuito de pré-carga dos capacitores de saída, sendo necessário apenas uma subida suave da razão cíclica ao iniciar a operação do conversor.

Nessa configuração há um único diodo de roda livre e um único indutor, diminuindo o número total de componentes de potência. Entretanto, este retificador somente opera adequadamente com uma defasagem de 180° entre as portadoras da modulação PWM e com limite de razão cíclica máxima em 0,7. Essas restrições são necessárias para garantir que os interruptores não estejam em nenhum instante habilitados a conduzir simultaneamente.

Para uma rede com as tensões equilibradas e com desprezível distorção harmônica, o retificador abaixador opera simplesmente com uma modulação por largura de pulso do tipo senoidal. Desta forma, o circuito de controle pode ser simplificado, não necessitando medir qualquer corrente no circuito. Nessa configuração a característica de saída independe da carga, o que garante um esforço reduzido no compensador de tensão.

Um procedimento de projeto foi apresentado e aplicado para um retificador de 6 kW. Os resultados de simulação demonstram o correto funcionamento da estrutura e do controlador projetado.

Capítulo 6 - Retificador Trifásico Abaixador Série-Paralelo

6.1 Introdução

O retificador trifásico abaixador paralelo apresentado no capítulo 5 (Fig. 5.1) possui duas restrições de funcionamento para garantir fator de potência unitário:

- Necessidade de sincronismo entre as portadoras do PWM dos interruptores;
- Limitação no índice de modulação máximo.

A consequência dessas restrições são os circuitos dos moduladores mais complexo e limite na faixa de operação da tensão de saída.

Para superar essas restrições propõe-se nesse capítulo uma variação da conexão paralelo: a conexão série-paralelo.

A estrutura trifásica proposta é mostrada na Fig. 6.1. Nesta conexão não há a necessidade de sincronismo entre as portadoras dos moduladores.

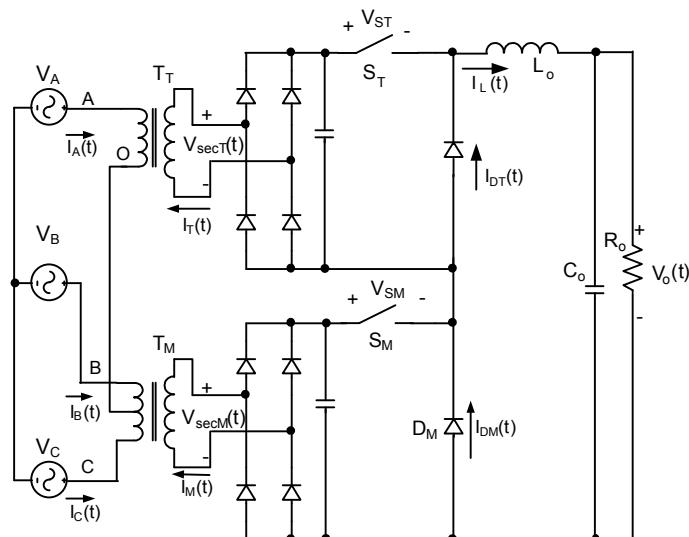


Fig. 6.1: Retificador trifásico abaixador série-paralelo.

A limitação no valor do índice de modulação não se faz necessária. Os interruptores podem conduzir corrente elétrica simultaneamente, sem comprometer a forma de onda da corrente de entrada. Além disso, todas as vantagens da conexão paralela são mantidas, acrescendo apenas um diodo de roda-livre.

Apresenta-se nesta sessão a análise, modelagem, procedimento de projeto e simulação do retificador trifásico abaixador série-paralelo. Também é realizado o dimensionamento completo para uma estrutura de 12 kW e a implementação do protótipo.

6.2 Análise em Regime Permanente

O retificador trifásico abaixador série-paralelo é apresentado na Fig. 6.1. Nessa conexão há dois diodos de roda livre, um para o retificador T e outro para o M. Esses diodos são ligados em série enquanto o filtro de saída é composto por um único filtro LC, similar à conexão paralelo.

Sejam as tensões secundárias do transformador Scott equivalentes ao retificador trifásico série, dadas pelas equações (4.22) e (4.23); definem-se as tensões $V_{inT}(t)$ e $V_{inM}(t)$ pelas equações (4.24) e (4.25), reescritas em (6.1) e (6.2).

$$V_{inT}(t) = V_p \cdot |\sin(\omega \cdot t)| \quad (6.1)$$

$$V_{inM}(t) = V_p \cdot |\cos(\omega \cdot t)| \quad (6.2)$$

As razões cíclicas dos conversores são dadas pelas equações (6.3) e (6.4).

$$d_T(t) = M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)| \quad (6.3)$$

$$d_M(t) = M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)| \quad (6.4)$$

O circuito equivalente do retificador trifásico série-paralelo é reduzido à representação dada pela Fig. 6.2. Já na Fig. 6.3 são ilustrados os quatro estados topológicos desse retificador.

As tensões sobre os interruptores S_T e S_M , e sobre os diodos D_T e D_M são as mesmas do retificador trifásico série dadas pelas equações (4.28), (4.29), (4.30) e (4.31), e apresentadas no Capítulo 4 nas Fig. 4.20 e Fig. 4.21.

A tensão sobre o indutor é obtida por análise de malha somando-se as tensões $V_{DT}(t)$, $V_{DM}(t)$ e $V_o(t)$. Portanto, a tensão $V_{Lo}(t)$ é expressa por (6.5).

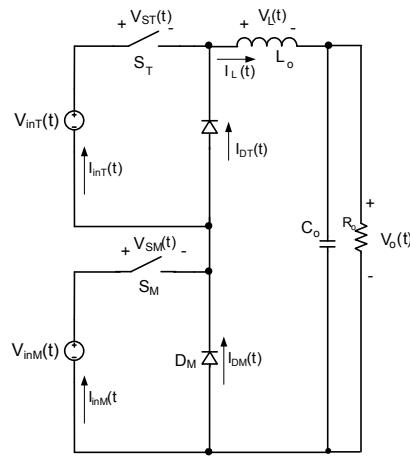


Fig. 6.2: Circuito equivalente do retificador trifásico buck série-paralelo.

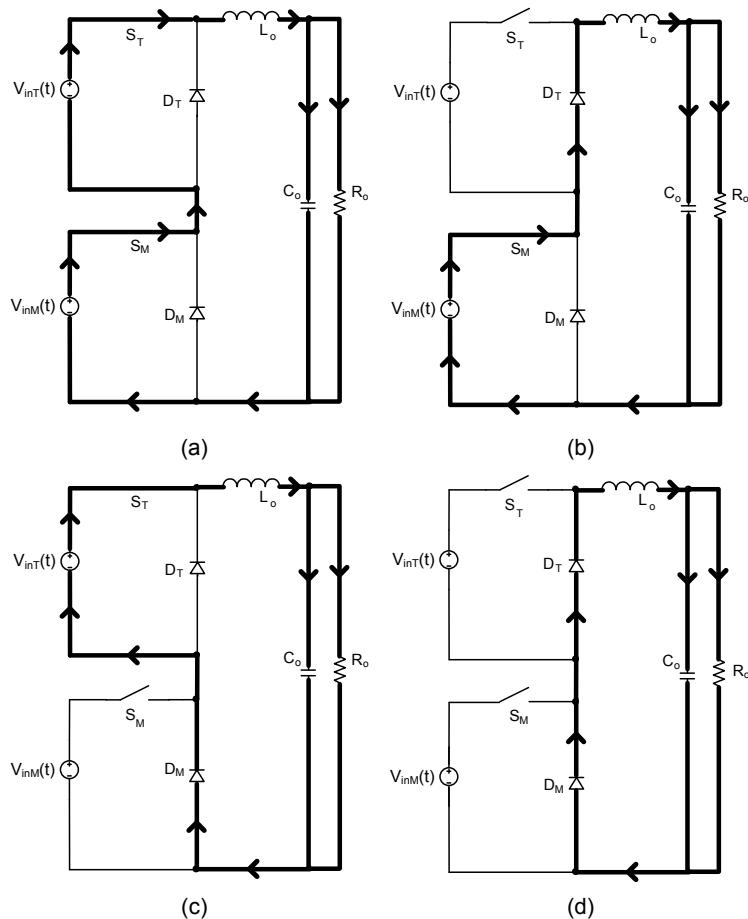


Fig. 6.3: Estados topológicos: (a) os interruptores S_M e S_T conduzem, (b) O interruptor S_M e o diodo D_T conduzem, (c) o interruptor S_T e o diodo D_M conduzem, (d) os diodos D_T e D_M conduzem.

$$V_{L_o}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{V_p |\cos(\omega \cdot t)| \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot (t - t_0)}}{j \cdot \pi \cdot k} \cdot (e^{j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)|} - e^{-j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)|}) + \right. \\ \left. + \frac{V_p |\sin(\omega \cdot t)| \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot t}}{j \cdot \pi \cdot k} \cdot (e^{j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|} - e^{-j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|}) \right) \quad (6.5)$$

A representação gráfica da tensão sobre o indutor L_o utilizando os parâmetros da Tabela 6.1, é mostrada na Fig. 6.4.

Tabela 6.1: Parâmetros do retificador trifásico abaixador série-paralelo.

Parâmetro	Valor
V_p	100 V
ω	120π rad/s
ω_s	6000π rad/s
M_i	0.5
V_o	50 V
t_0	$T_s/2$
L_o	1 mH

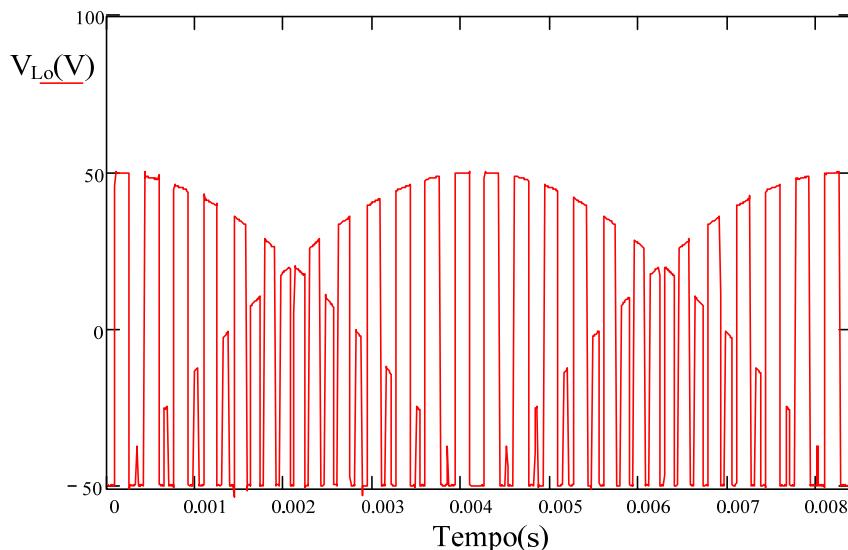


Fig. 6.4: Tensão sobre os indutor L_o .

Para equacionar a ondulação de corrente $I_{L_o}(t)$ utiliza-se a lei de Ohm dada por (4.13) sendo Z_L expresso por (6.6).

$$Z_L = j \cdot k \cdot \omega_s \cdot L_o \quad (6.6)$$

Substituindo (6.5) e (6.6) em (4.13) obtém-se a expressão (6.7).

$$\overline{I_{L_o}(t)} = \frac{V_p}{L_o \cdot \omega_s} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \left(\begin{array}{l} \frac{|\cos(\omega \cdot t)| \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot (t - t_0)}}{-\pi \cdot k^2} \cdot (e^{j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)|} - e^{-j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)|}) + \\ + \frac{|\sin(\omega \cdot t)| \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot t}}{-\pi \cdot k^2} \cdot (e^{j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|} - e^{-j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|}) \end{array} \right) \quad (6.7)$$

A forma de onda da corrente para os dados da Tabela 6.1 é mostrada na Fig. 6.5. Verifica-se que embora haja uma envoltória em baixa freqüência a ondulação predominante está na freqüência de comutação.

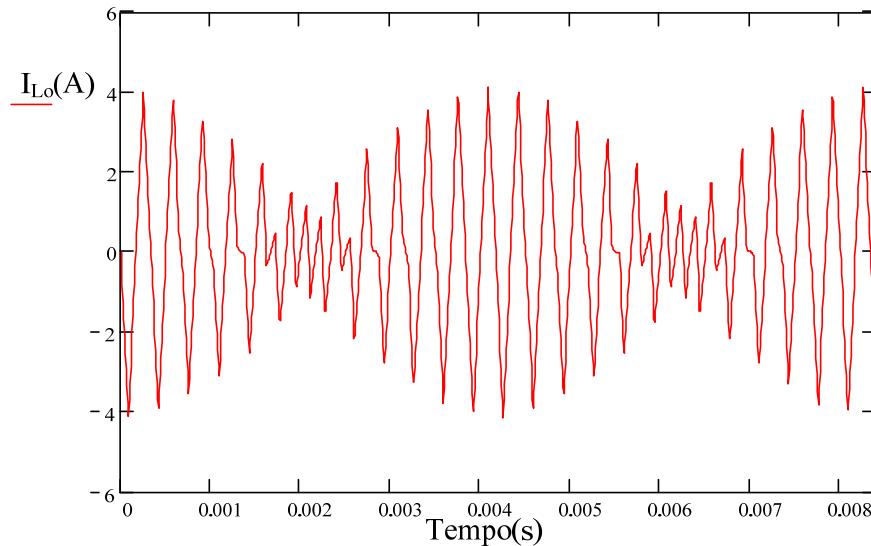


Fig. 6.5: Ondulação de corrente no indutor L_o .

A ausência de ondulação de baixa freqüência se deve ao fluxo de potência constante em baixa freqüência. A soma das potências dos retificadores monofásicos tem como resultado uma constante, devido ao defasamento de 90° entre as tensões secundárias da conexão Scott.

Outro fator que afeta a ondulação de corrente é a defasagem de 180° entre as portadoras dos moduladores PWM dos dois conversores. Este defasamento é obtido quando t_0 é igual à metade do período de comutação T_s .

Na Fig. 6.6 é mostrada a forma de onda da tensão sobre o indutor L_o com as portadoras do PWM em fase. Na Fig. 6.7 são apresentadas as formas de onda das ondulações de corrente para as portadoras sem e com defasagem.

Claramente, observa-se que além do índice de modulação M_i , a defasagem entre as portadoras, representada pelo deslocamento t_0 , é um fator que altera a ondulação máxima da corrente sobre o indutor.

Seja portanto a ondulação de corrente no indutor normalizada pelo fator $V_p / L_o \omega_s$, temos então que $\overline{I'_{L_o}}(t)$ é dada por (6.8).

$$\overline{I'_{L_o}}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{|\cos(\omega \cdot t)| \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot (t - t_0)}}{-\pi \cdot k^2} \cdot (e^{j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)|} - e^{-j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\cos(\omega \cdot t)|}) + \right. \\ \left. + \frac{|\sin(\omega \cdot t)| \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_s \cdot t}}{-\pi \cdot k^2} \cdot (e^{j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|} - e^{-j \cdot k \cdot \pi \cdot M_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|}) \right) \quad (6.8)$$

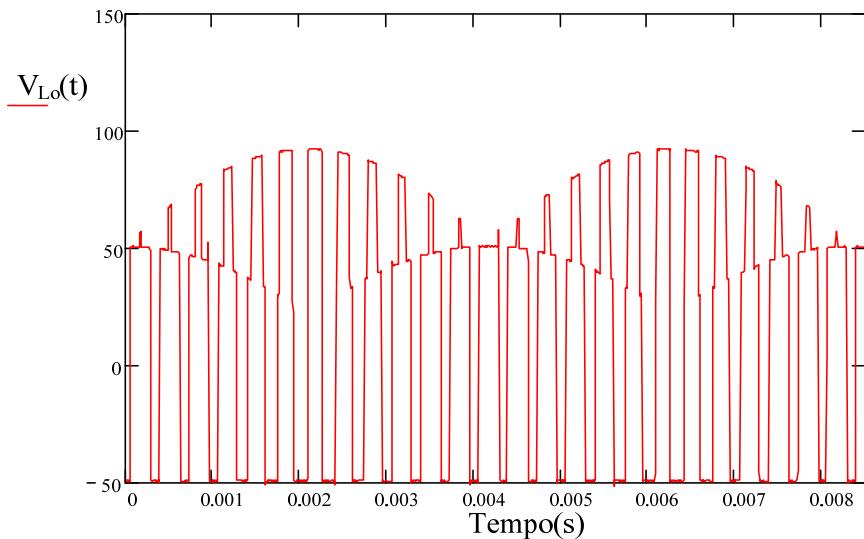


Fig. 6.6: Tensão sobre os indutor L_o para t_o=0.

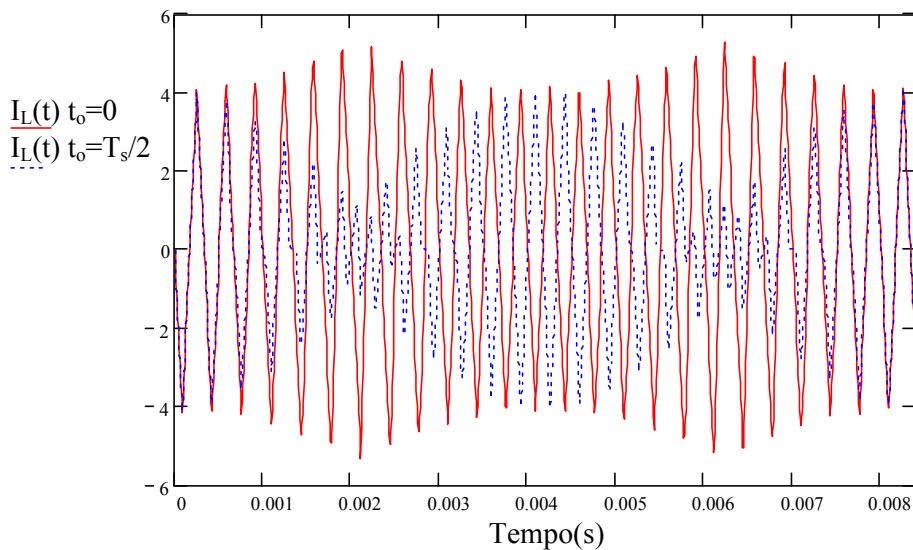


Fig. 6.7: Ondulações de corrente através do indutor L_o para t_o= 0 e a t_o= T_s/2

A partir da equação (6.8) fez-se a maximização da ondulação de corrente para valores variáveis de M_i e t_0 com utilização do software matemático Matlab. O resultado pode ser visualizado no gráfico espacial da

Fig. 6.8. Observa-se que a ondulação máxima encontra-se em $t_0=0$ e $M_i=0.71$, aproximadamente.

Para um conversor CC-CC do tipo abaixador [29], tem-se que a ondulação máxima de corrente ΔI é dada pela equação (6.9): O parâmetro D é a razão cíclica, E é a tensão de entrada, L é a indutância do filtro de saída e f_s é a freqüência de comutação.

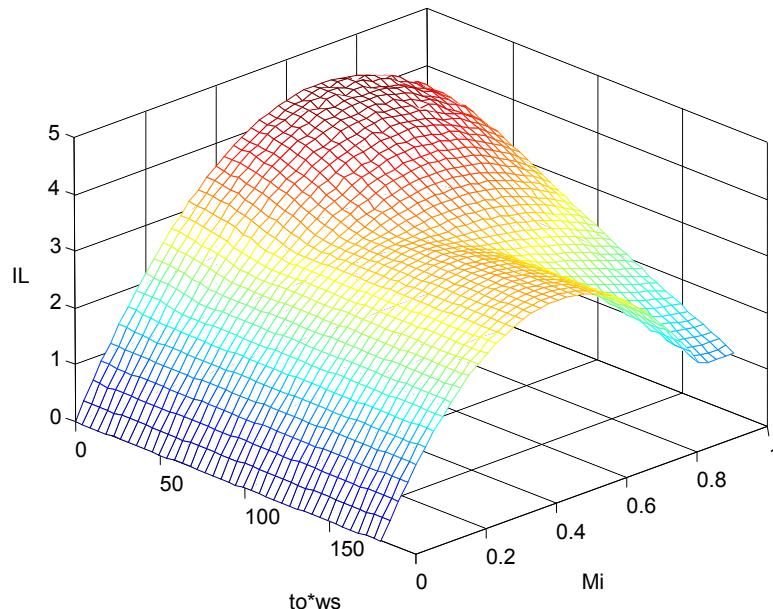


Fig. 6.8:Ondulação de corrente no indutor L_o em função de M_i e $t_0\omega_s$.

$$\Delta I = \frac{D(1-D) \cdot E}{L \cdot f_s} \quad (6.9)$$

A ondulação máxima é uma função da razão cíclica D e da tensão de entrada E. Quanto maior a tensão, maior será a ondulação de corrente. Além disso, maximizando-se a ondulação em função da razão cíclica obtém-se que o máximo se dá em $D=0,5$.

No retificador trifásico abaixador série-paralelo, a tensão sobre o filtro de saída é a soma das tensões dos enrolamentos secundários do transformador Scott retificadas e moduladas. Na Fig. 6.9 são apresentadas as tensões $V_{inT}(t)$, $V_{inM}(t)$ e a adição entre ambas.

A soma das tensões tem o valor máximo em $T_s/4$ e suas múltiplas, ou seja, nos cruzamentos entre as duas tensões retificadas. A soma das tensões nesse instante é dada pela equação (6.10). Nesse mesmo instante as razões

cíclicas $d_T(t)$ e $d_M(t)$ são idênticas, já que possuem a mesma forma de onda das tensões de entrada retificadas.

$$V_{inT}(t) + V_{inM}(t) = V_p \cdot \left(\cos(\omega \cdot \frac{T_s}{4}) + \sin(\omega \cdot \frac{T_s}{4}) \right) = \sqrt{2} \cdot V_p \quad (6.10)$$

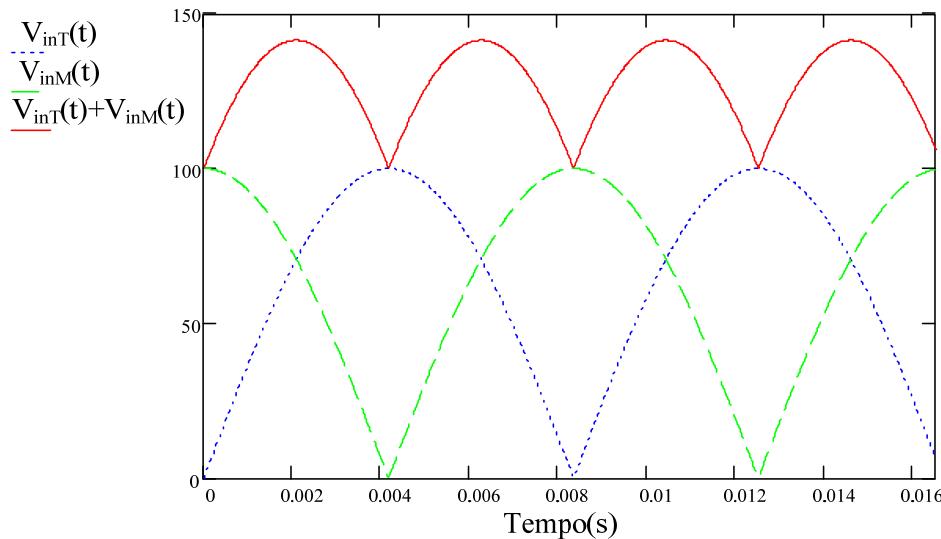


Fig. 6.9: Tensões $V_{inT}(t)$, $V_{inM}(t)$ e $V_{inT}(t)+V_{inM}(t)$.

Pela análise feita do conversor CC-CC pode-se supor que a máxima ondulação de corrente dar-se-á quando na máxima tensão de entrada se tenha uma razão cíclica igual a 0,5. Substituindo esse valor na equação no instante $T_s/4$ tem-se a expressão (6.11).

$$0,5 = M_i \cdot \left| \cos\left(\omega \cdot \frac{T_s}{4}\right) \right| \rightarrow M_i = \frac{\sqrt{2}}{2} = 0,707 \quad (6.11)$$

Por fim, a ondulação máxima para o retificador trifásico buck série-paralelo é dada pela equação (6.12).

$$\Delta I_{L_{max}} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_p}{4 \cdot L_o \cdot f_s} \quad (6.12)$$

Considerando uma defasagem de 180° nas portadoras, a ondulação máxima de corrente será expressa por (6.13):

$$\Delta I_{L_{max}} = \frac{V_p}{4 \cdot L_o \cdot f_s} \quad (6.13)$$

6.2.1.1 Resultados de Simulação

Utilizando-se os parâmetros da Tabela 6.1 simula-se o retificador série-paralelo com objetivo de comparar com os resultados obtidos nos equacionamentos. O esquema de circuitos simulado e o arquivo de simulação são apresentados no Apêndice A.

Na Fig. 6.10 é apresentada a forma de onda da tensão sobre o indutor L_o para um deslocamento entre as portadoras de $T_s/2$.

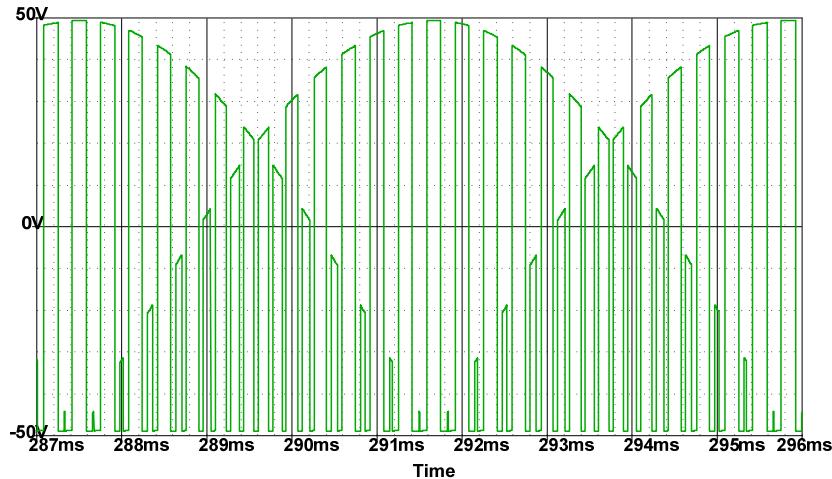


Fig. 6.10: Tensão sobre o indutor L_o .

A ondulação de corrente através do indutor é mostrada na Fig. 6.11. Observa-se que os valores das correntes de pico, bem como a forma de onda são similares aos resultados obtidos na Fig. 6.5

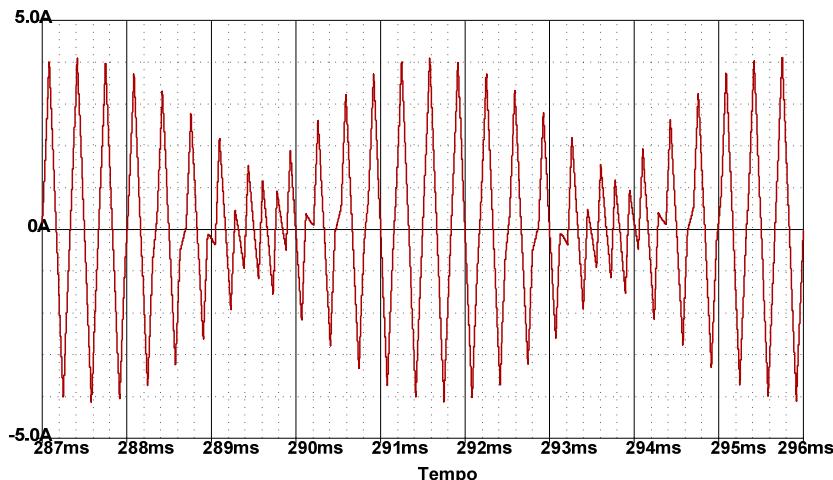


Fig. 6.11: Ondulação de corrente no indutor L_o para $t_o = T_s/2$.

Na Fig. 6.12 está representado o resultado da ondulação de corrente para a situação em que não há deslocamento entre as portadoras, e ambas

estão rigorosamente em fase. Note que novamente o resultado é idêntico ao resultado teórico.

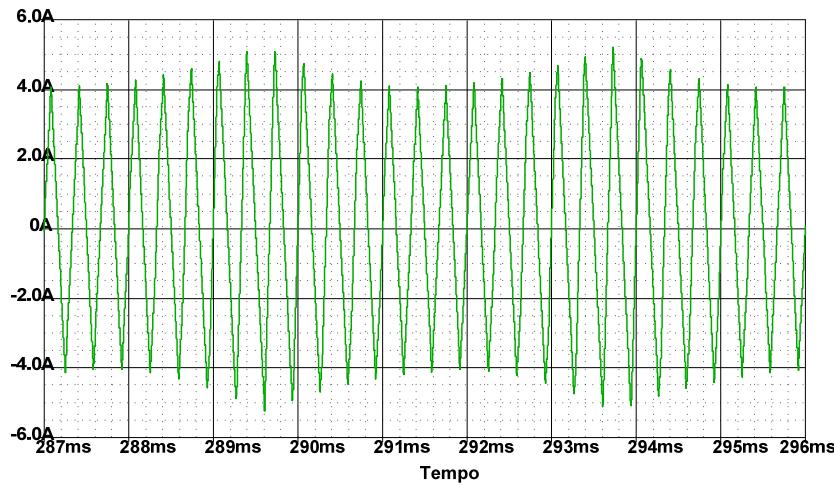


Fig. 6.12: Ondulação de corrente no indutor L_o para $t_o=0$.

6.3 Controle Dinâmico

Para este tópico, assim como na análise estática do retificador, considera-se que os enrolamentos secundários do transformador trifásico/bifásico são equivalentes a fontes de tensões alternadas ideais, defasadas em 90° entre si.

Primeiramente são propostas estratégias diferentes para o controle da tensão de saída e a distorção das correntes de entrada. Cada uma destas, adequadas para uma determinada situação. Na seqüência, apresenta-se a modelagem para o controle da tensão de saída.

6.3.1 Estratégia de Controle

Assim como o retificador paralelo, o série-paralelo não apresenta ondulação de corrente em baixa freqüência no indutor de saída com uma alimentação trifásica equilibrada e carga resistiva. Essa característica possibilita o uso de um controle simplificado da tensão de saída.

A técnica de controle mais simples que se pode utilizar no retificador é a apresentada na Fig. 6.13. Nota-se que há uma única malha de controle, que estabelece a compensação de tensão de saída. A tensão de controle define o índice de modulação para ambos os conversores monofásicos. Uma amostra do formato da tensão de entrada retificada é utilizada para estabelecer a

variação da razão cíclica, configurando assim uma modulação por largura de pulso senoidal.

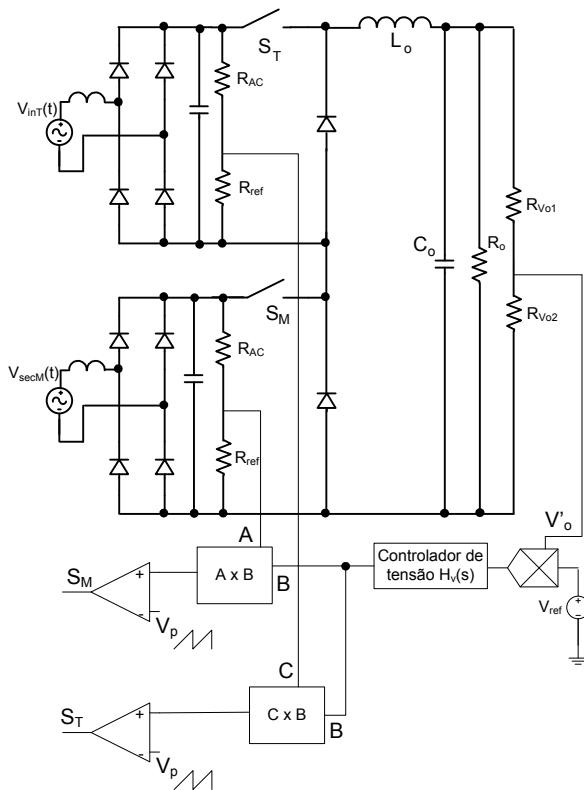


Fig. 6.13: Diagrama de blocos da estratégia de controle simplificada.

Tabela 6.2: Especificações da simulação.

Parâmetro	Valor
Freqüência de linha (f_r)	60 Hz
Tensão de linha RMS (V_{in})	380 V
Tensão do enrolamento secundário RMS (V_{secT})	420 V
Potência de saída (P_o)	12 kW
Tensão de saída (V_o)	400 V
Freqüência de comutação (f_s)	20 kHz
Indutor de saída (L_o)	3,5 mH
Capacitor de saída (C_o)	6 mF
Indutor de entrada	300 μ H
Capacitor de entrada	5 μ F

Nas Fig. 6.14, Fig. 6.15, Fig. 6.16 e Fig. 6.17 têm-se os resultados de simulação empregando o controle simplificado da Fig. 6.13. As especificações utilizadas são apresentadas na Tabela 6.2. O circuito simulado e o arquivo de simulação são apresentados no Apêndice A.

As correntes de entrada da Fig. 6.16 apresentam uma distorção harmônica inferior a 3%, relativas apenas à componentes de alta freqüência provenientes da comutação.

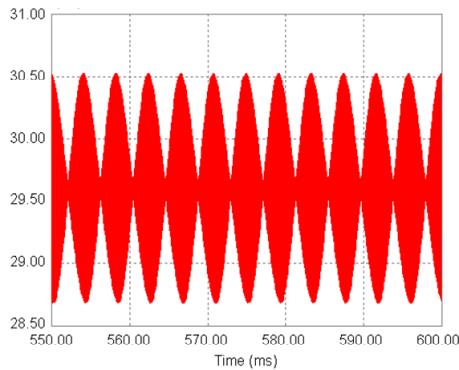


Fig. 6.14: Ondulação de corrente no indutor L_o .

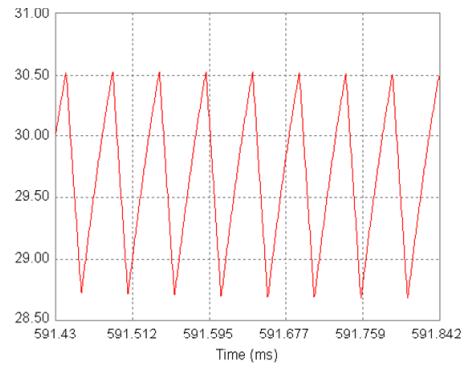


Fig. 6.15: Detalhe da ondulação de corrente no indutor L_o em alta freqüência.

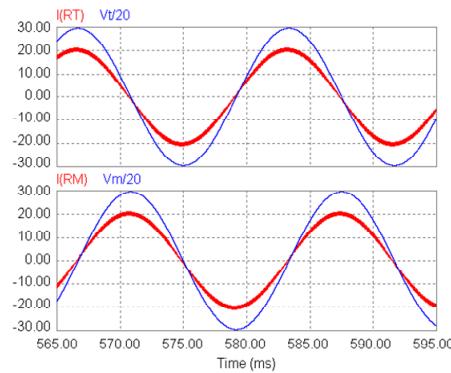


Fig. 6.16: Correntes de entrada e tensões de entrada escalonadas em 20 vezes.

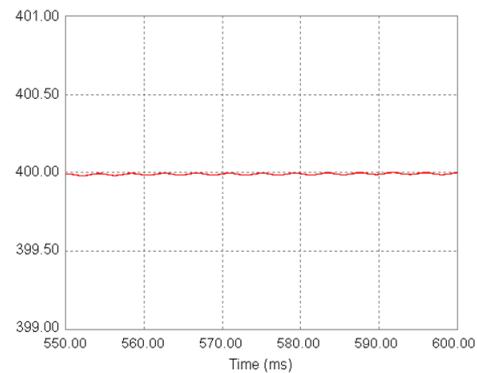


Fig. 6.17: Tensão de saída.

Nesta estratégia presume-se que as tensões de entrada estejam equilibradas. Entretanto, em um sistema real eventualmente haverá tensões de fases diferentes com relação ao valor eficaz. Diferenças entre as amplitudes das fases estabelecerão desequilíbrio entre as potências processadas entre os retificadores monofásicos. Esse desequilíbrio além de indesejado, tem como consequência uma ondulação de corrente em baixa freqüência sobre o filtro de saída. Essa ondulação será refletida na corrente de entrada e o fator de potência será reduzido devido ao aumento da taxa de distorção harmônica.

Os resultados de simulação para um desequilíbrio de tensão de 5% na entrada são mostradas nas Fig. 6.18, Fig. 6.19, Fig. 6.20 e Fig. 6.21. As especificações são as mesmas da Tabela 3.1 exceto o desequilíbrio entre as tensões de entrada.

Verifica-se que as correntes de entrada possuem uma distorção visível provocada pela terceira harmônica. Essa distorção é proveniente da ondulação

de corrente em 120 Hz presente no indutor, que é refletida para a entrada. As THDs das correntes são de 14,34% e 13,54%.

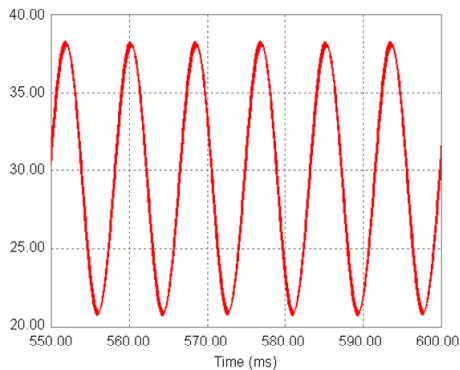


Fig. 6.18: Ondulação de corrente no indutor L_o .

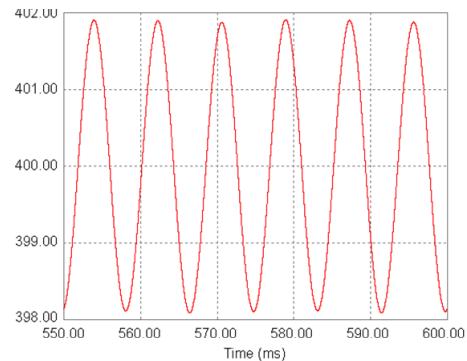


Fig. 6.19: Tensão de saída.

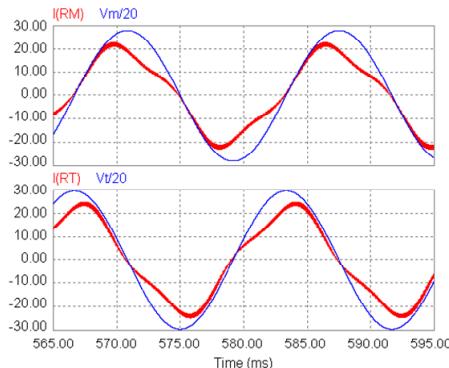


Fig. 6.20: Correntes de entrada e tensões de entrada escalonadas em 20 vezes.

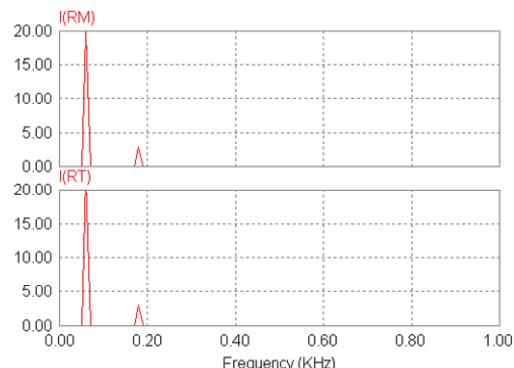


Fig. 6.21: Espectro harmônico das correntes de entrada.

Para corrigir essa distorção consequente do desequilíbrio das tensões de entrada e proporcionar uma divisão de potência processada igualitária entre os conversores, aplica-se um controle *feedforward* da tensão de entrada. Essa malha de pré-alimentação consiste em dividir o sinal modulante pelo quadrado da tensão eficaz de entrada. Essa técnica é semelhante à aplicada em retificadores monofásicos elevadores ou boost. O diagrama de blocos completo é apresentado na Fig. 6.22.

Em uma senóide retificada, a tensão eficaz é proporcional à tensão média. Portanto, a amostragem do valor eficaz pode ser feita com um filtro passa baixa, novamente equiparando-se ao que normalmente é realizado em retificadores elevadores.

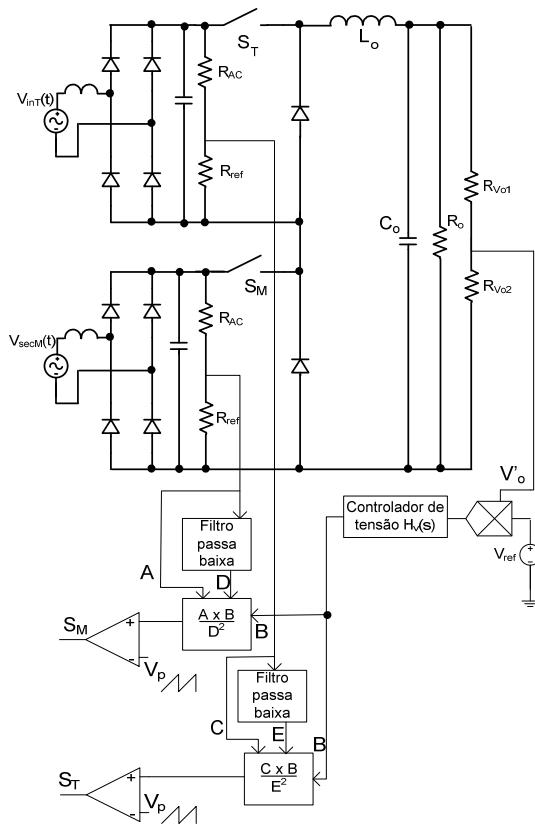


Fig. 6.22: Diagrama de blocos da estratégia de controle com *feedforward* de tensão.

Nas Fig. 6.23, Fig. 6.24, Fig. 6.25 e Fig. 6.26 são apresentados os resultados de simulação para a estratégia da Fig. 6.22. Nesse caso é mantido um desequilíbrio de 5% entre as tensões de entrada, além das especificações da Tabela 3.1.

Nota-se que a ondulação de corrente no indutor de saída é reduzida, praticamente, à ondulação de alta freqüência. As correntes de entrada não mais possuem uma ondulação acentuada devido ao terceiro harmônico. A THD de cada corrente é inferior a 3%.

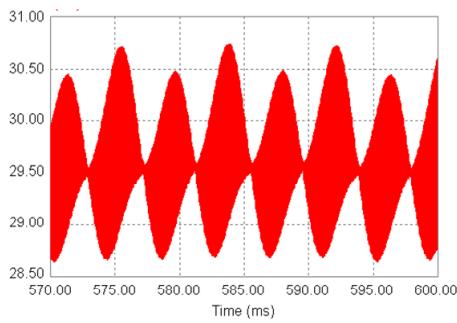


Fig. 6.23: Ondulação de corrente no indutor L_o .

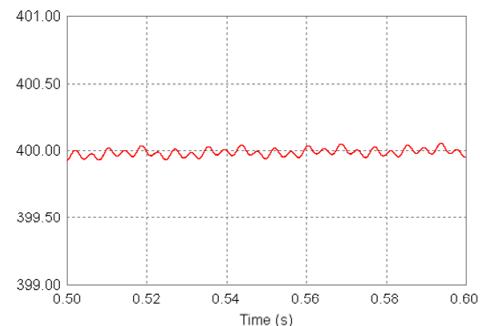


Fig. 6.24: Tensão de saída.

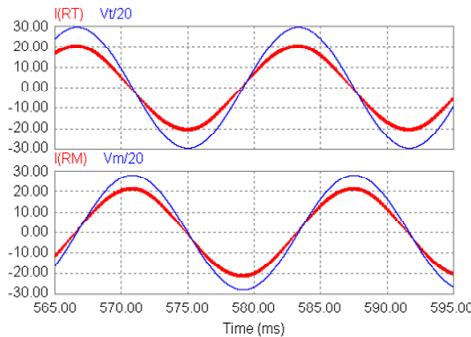


Fig. 6.25: Correntes de entrada e tensões de entrada escalonadas em 20 vezes.

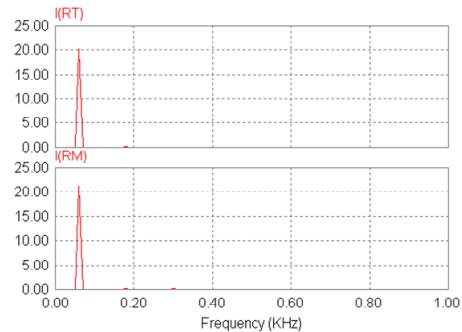


Fig. 6.26: Espectro harmônico das correntes de entrada.

Além do desequilíbrio entre as tensões das redes de distribuição, é comum existirem distorções harmônicas múltiplas da freqüência da rede. Essas distorções, em geral, são resultantes da existência de impedâncias nas linhas de transmissão e dos harmônicos de corrente que circulam por estes. Na Fig. 6.27, Fig. 6.28 e Fig. 6.29 são apresentados os espectros harmônicos nas três fases de entrada das instalações elétricas do Instituto de Eletrônica de Potência no ano de 2006.

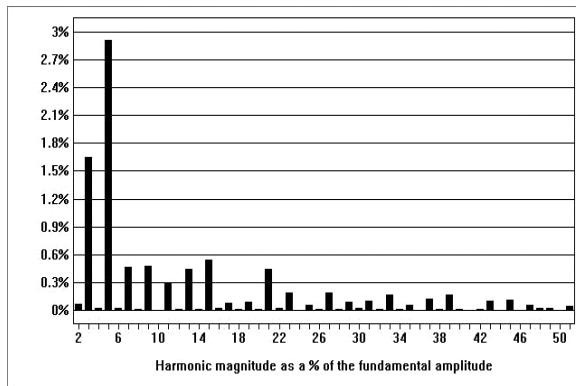


Fig. 6.27: Espectro harmônico da tensão da fase A.

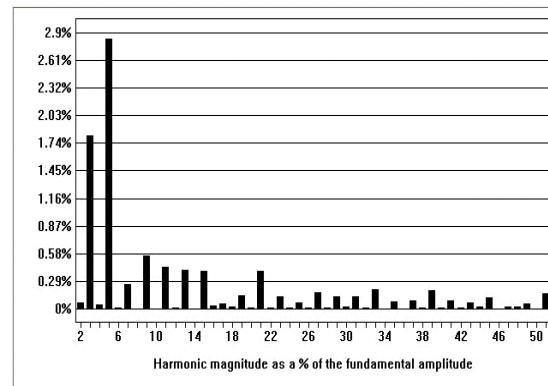


Fig. 6.28: Espectro harmônico da tensão da fase B.

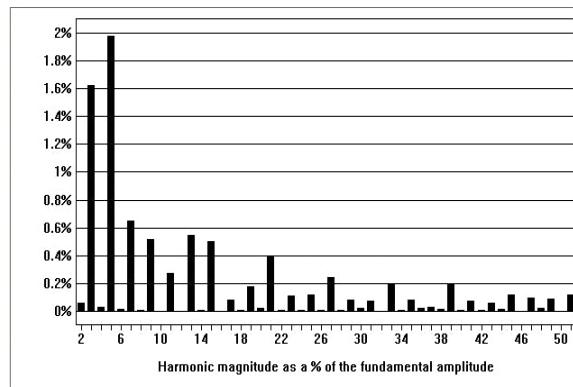


Fig. 6.29: Espectro harmônico da tensão da fase C.

Verifica-se que se sobressaem os harmônicos de ordem três e cinco. A THD da tensão de cada fase fica em torno de 3% a 4%.

No retificador essas distorções na tensão de entrada são refletidas para a corrente do indutor, provocando uma ondulação de baixa freqüência. Consequentemente, essas ondulações afetarão as correntes de entrada, introduzindo harmônicos de corrente.

Nas Fig. 6.30, Fig. 6.31, Fig. 6.32 e Fig. 6.33 são mostrados os resultados de simulação para a estratégia de controle da Fig. 6.22, simulando uma rede de entrada com as componentes de terceiro e quinto harmônicos. O circuito simulado bem como o arquivo de simulação são apresentados no Apêndice A.

Nota-se que as formas de onda das correntes das fases A, B e C apresentam considerável conteúdo harmônico de ordem três, cinco e sete. Novamente essa distorção é reflexo da ondulação de corrente no indutor. As taxas de distorção respectivas são de 7,1%, 9,4% e 12,1%.

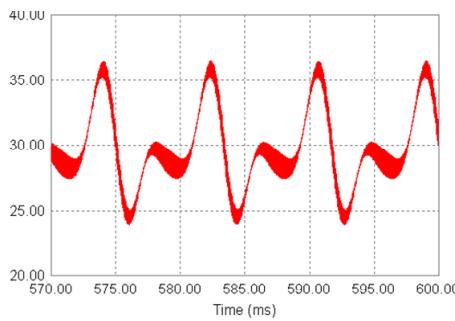


Fig. 6.30: Ondulação de corrente no indutor L_o .

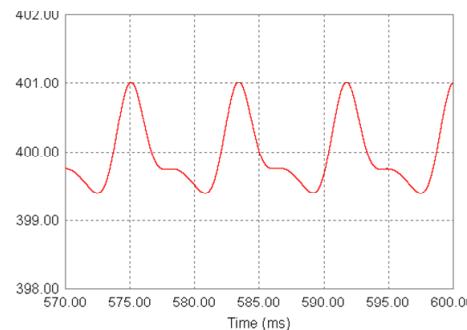


Fig. 6.31: Tensão de saída.

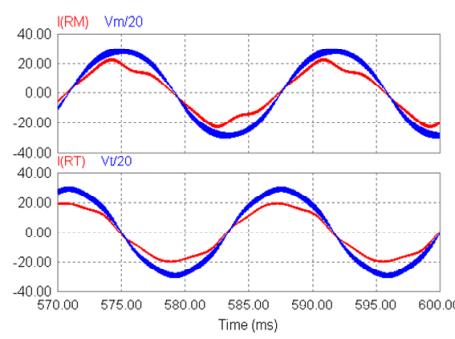


Fig. 6.32: Correntes de entrada e tensões de entrada escalonadas em 20 vezes.

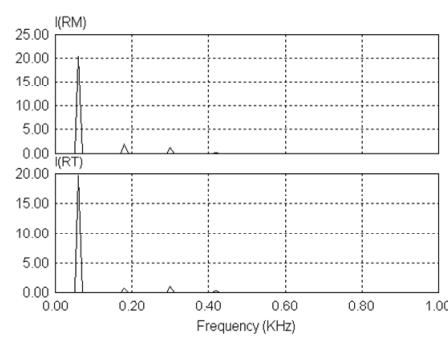


Fig. 6.33: Espectro harmônico das correntes de entrada.

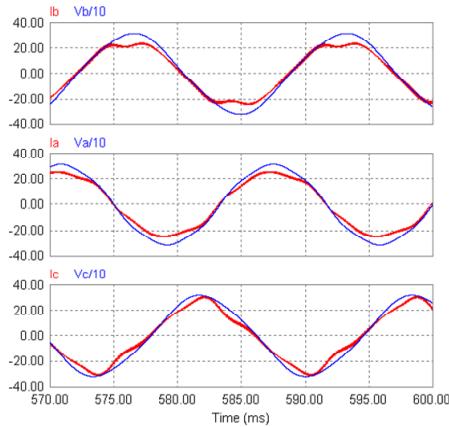


Fig. 6.34: Correntes de fase e tensões de fase escalonadas em 10 vezes.

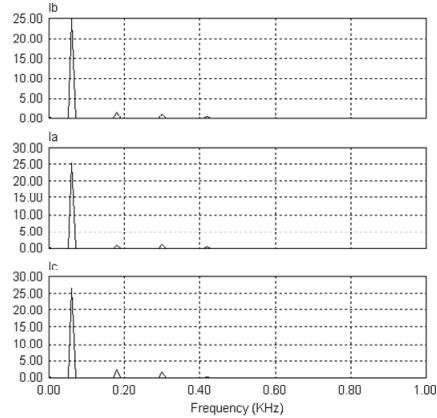


Fig. 6.35: Espectro harmônico das correntes de fase.

Para diminuir os efeitos causados pela ondulação de corrente no indutor, devido ao desequilíbrio de tensões de entrada, ou eventuais variações de carga, faz-se uso da técnica apresentada em [7], aplicada no retificador abaixador série.

Além da pré-alimentação de tensão acrescenta-se uma pré-alimentação de corrente no indutor. Com essa técnica minimizam-se os efeitos da ondulação de corrente do indutor sobre as correntes de entrada de cada retificador, mantendo uma única malha de tensão para controlar a saída do retificador. O diagrama de blocos completo é mostrado na Fig. 6.36.

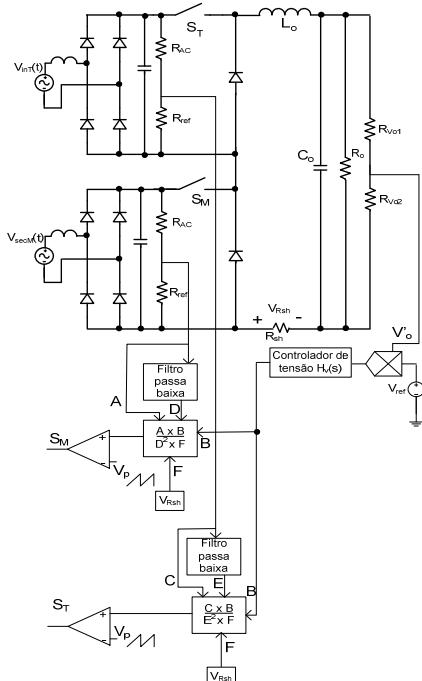


Fig. 6.36: Diagrama de blocos da estratégia de controle com pré-alimentação de tensão e corrente.

Uma simulação com o uso dessa estratégia está representada nas Fig. 6.37 a Fig. 6.42. Os parâmetros de simulação são os mesmos empregados na simulação anterior, considerando uma distorção na tensão de entrada. O arquivo de simulação aparece no Apêndice A, juntamente com o circuito simulado.

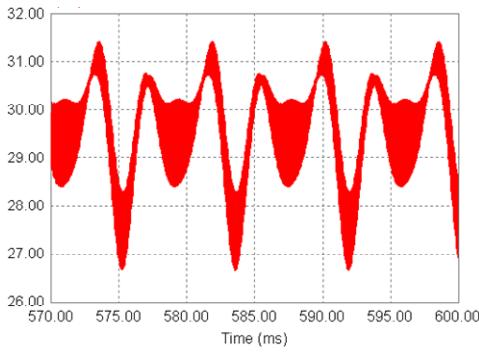


Fig. 6.37: Ondulação de corrente no indutor L_o .

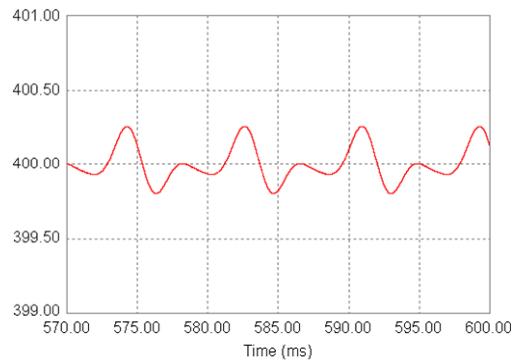


Fig. 6.38: Tensão de saída.

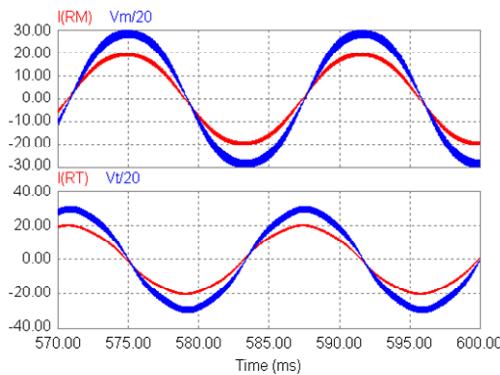


Fig. 6.39: Correntes de entrada e tensões de entrada escalonadas em 20 vezes.

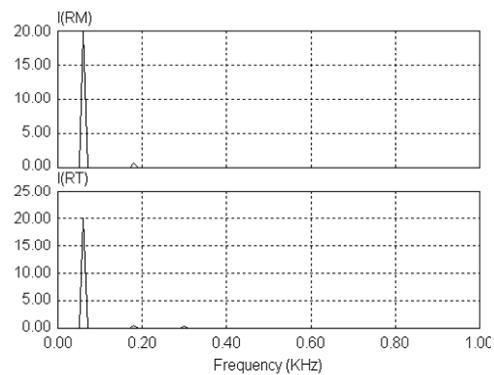


Fig. 6.40: Espectro harmônico das correntes de entrada.

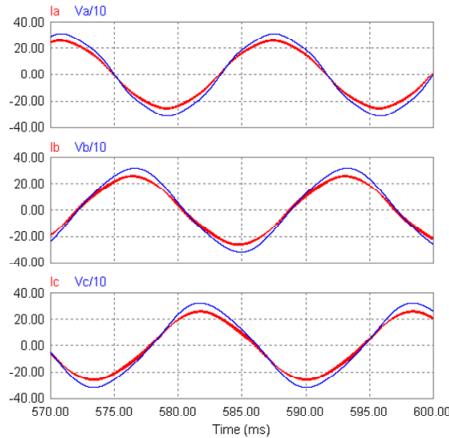


Fig. 6.41: Correntes de fase e tensões de fase escalonadas em 10 vezes.

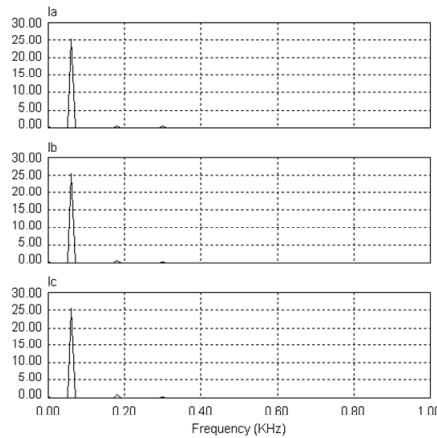


Fig. 6.42: Espectro harmônico das correntes de fase.

As THDs das correntes de fase A, B e C são de 3,8%, 4,6% e 4,8% e as das tensões são de 3,3%, 3,6% e 4,2%, respectivamente. Pode-se notar, portanto, que essa técnica proporciona melhores resultados para as correntes de entrada, reduzindo consideravelmente as distorções provocadas pela ondulação de corrente no indutor de saída.

6.3.2 Modelagem Linear para o Controle da Tensão de Saída

Para a modelagem do retificador trifásico abaixador série-paralelo utilize-se, novamente, o modelo do interruptor PWM mostrado na Fig. 4.34(b). Na Fig. 6.43 está representado o circuito equivalente com o modelo aplicado.

Supondo que as variações das tensões de entrada sejam desprezíveis assim como as variações das razões cíclicas em relação a essas tensões, obtém-se o modelo de pequenos sinais representado pelo circuito equivalente da Fig. 6.44. Verifica-se que este já contempla a resistência série equivalente R_{esr} do capacitor de saída.

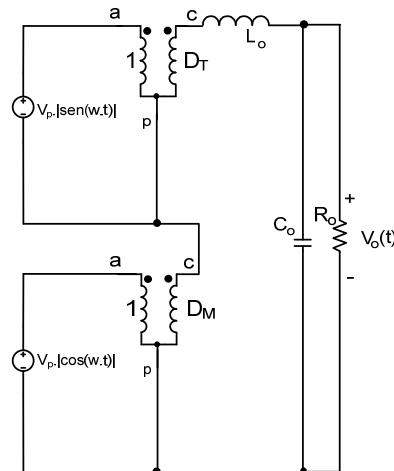


Fig. 6.43: Circuito equivalente com o modelo do interruptor PWM do retificador.

Sendo as razões cíclicas dadas pelas equações (4.26) e (4.27), o circuito equivalente é simplificado para o apresentado na Fig. 6.45.

Do circuito equivalente simplificado escreve-se (6.14):

$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{V_p \cdot (1 - s \cdot R_{esr} \cdot C_o)}{s^2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot \left(1 + \frac{R_{esr}}{R_o}\right) + s \cdot \left(\frac{L_o}{R_o} + C_o \cdot R_{esr}\right) + 1} \quad (6.14)$$

Sabendo-se que a razão cíclica é dada pela relação entre o sinal modulador e o sinal portador (6.15) substituindo em (6.14), obtém-se a função de transferência da malha de tensão ($G_v(s)$)

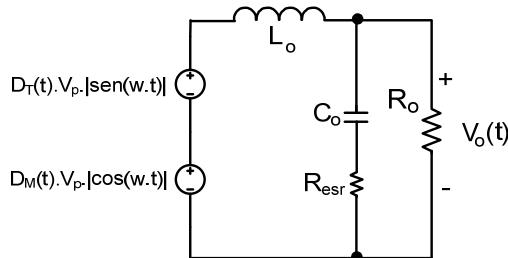


Fig. 6.44: Circuito equivalente de pequenos sinais do conversor série-paralelo.

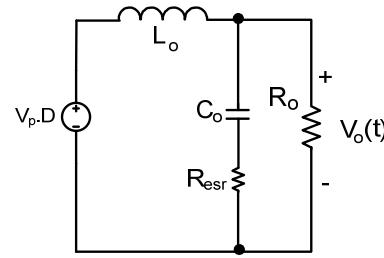


Fig. 6.45: Circuito equivalente simplificado do conversor série-paralelo.

$$D(s) = \frac{V_m(s)}{V_{tpico}} \quad (6.15)$$

$$G_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_m(s)} = \frac{V_p \cdot (1 - s \cdot R_{esr} \cdot C_o)}{V_{tpico} \cdot \left(s^2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot \left(1 + \frac{R_{esr}}{R_o} \right) + s \cdot \left(\frac{L_o}{R_o} + C_o \cdot R_{esr} \right) + 1 \right)} \quad (6.16)$$

Verifica-se que o circuito equivalente simplificado e a função de transferência são idênticas aquela obtida para a conexão paralelo apresentada no Capítulo 5.

6.4 Especificações e Projeto

As especificações de projeto do protótipo para verificação dos estudos realizados são dadas pela Tabela 3.1. Nos tópicos seguintes são sugeridos os procedimentos para dimensionamento dos circuitos de potência e controle.

Tabela 6.3: Especificações de projeto.

Parâmetro	Valor
Freqüência de linha (f_r)	60 Hz
Tensão de linha RMS (V_{in})	380 V
Tensão do enrolamento secundário (V_{secT})	420 V
Potência de saída (P_o)	12 kW
Tensão de saída (V_o)	400 V
Freqüência de comutação (f_s)	20 kHz
Rendimento estimado (η)	90%
Ondulação de corrente de saída (ΔI)	10%
Ondulação de tensão de saída (ΔV_o)	2%

6.4.1 Dimensionamento dos Circuitos de Potência

Para o dimensionamento dos componentes de potência do retificador trifásico abaixador série-paralelo utilizam-se os equacionamentos do procedimento de projeto apresentado para a conexão paralelo. Com exceção dos diodos de roda-livre, D_T e D_M , e o indutor de saída L_o , todos os outros parâmetros são idênticos.

6.4.1.1 Indutor L_o

O indutor de saída é escolhido para atender a máxima ondulação de corrente permitida. Em condições normais de operação, a ondulação de alta freqüência é predominante nesse retificador. A máxima ondulação é dada pela equação (6.12). Fazendo as operações algébricas convenientes obtém-se (6.17).

$$L_o = \frac{\sqrt{2} \cdot V_p}{4 \cdot \Delta I_{L_{max}} \cdot f_s} \quad (6.17)$$

A equação (6.17) estabelece a menor indutância que garante a ondulação máxima permitida. Por outro lado o valor encontrado por essa equação é excessivo se as portadoras do modulador PWM estiverem rigorosamente defasadas de 180° . Neste caso pode-se obter L_o pela equação (6.13), reescrita na equação (6.18).

$$L_o = \frac{V_p}{4 \cdot \Delta I_{L_{max}} \cdot f_s} \quad (6.18)$$

6.4.1.2 Diodos D_T e D_M

A corrente de pico sobre cada diodo é dada pela expressão (6.19).

$$I_{DT_{pico}} = I_o + \frac{\Delta I_{L_{max}}}{2} \quad (6.19)$$

Considerando as simplificações já utilizadas no cálculo dos interruptores, a corrente eficaz através do diodo é obtida a partir da equação (6.20).

$$I_{DT_{ref}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi - 2 \cdot M_i} (I_o)^2 d\omega t} \rightarrow I_o \cdot \sqrt{\frac{\pi - 2 \cdot M_i}{\pi}} \quad (6.20)$$

A corrente média é dada pela seguinte integral:

$$I_{DTmed} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (1 - M_i \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot I_o) d\omega t \rightarrow I_o = \frac{2 \cdot M_i \cdot I_o}{\pi} \quad (6.21)$$

6.4.2 Projeto do Controlador

O projeto do controle do retificador trifásico série-paralelo resume-se a um compensador de tensão para regular a tensão de saída. O compensador utilizado é do tipo PID, como apresentado no capítulo anterior. Para o ajuste de parâmetros desse compensador são estipulados os seguintes critérios:

- Ambos os zeros são posicionados na freqüência dos pólos da planta.
- O polo é posicionado sobre o zero da função de transferência $G_V(s)$.
- O ganho é ajustado para uma freqüência de corte inferior 120 Hz.

Os parâmetros escolhidos são apresentados na Tabela 6.4.

Tabela 6.4: Parâmetros do controlador de tensão.

Parâmetros	Válor
Freqüência de cruzamento	60 Hz
Freqüência do polo (f_p)	88 kHz
Freqüência dos zeros (f_{z2} e f_{z1})	35 Hz
Ganho estático (K_c)	310
Capacitores C_o	6 mF

Dimensionado o compensador, pode-se traçar o diagrama de bode para a função de laço aberto do sistema, apresentado na Fig. 6.46. Verifica-se que a freqüência de cruzamento está em 60 Hz.

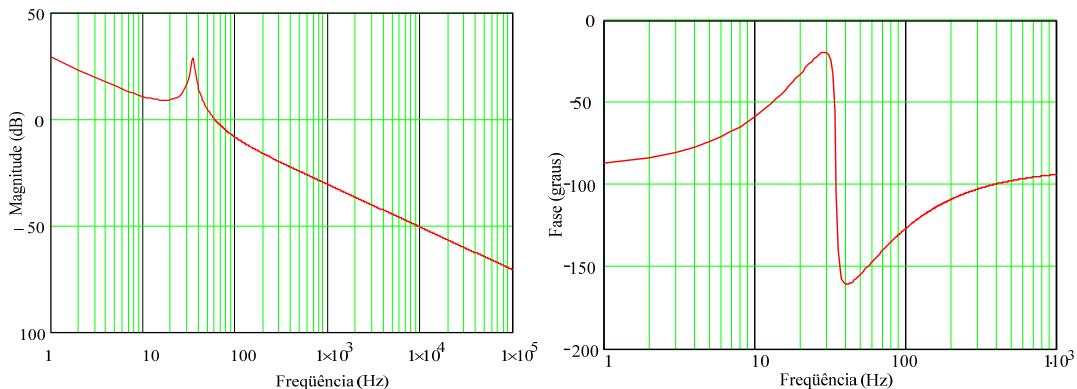


Fig. 6.46: Diagrama de Bode do sistema em malha aberta do conversor.

6.5 Resultados de Simulação

A estratégia de controle aplicada é representada pela Fig. 6.36 e as especificações são as dadas pela Tabela 6.3.

6.5.1 Carga Resistiva

O circuito simulado para uma carga resistiva e o arquivo de simulação encontram-se no Apêndice A. Nessa simulação aplica-se na entrada do retificador uma rede trifásica equilibrada e sem harmônicas de tensão.

A ondulação de corrente sobre o indutor é apresentada nas Fig. 6.47 e Fig. 6.48. Verifica-se que o valor pico a pico encontra-se abaixo de 3 A.

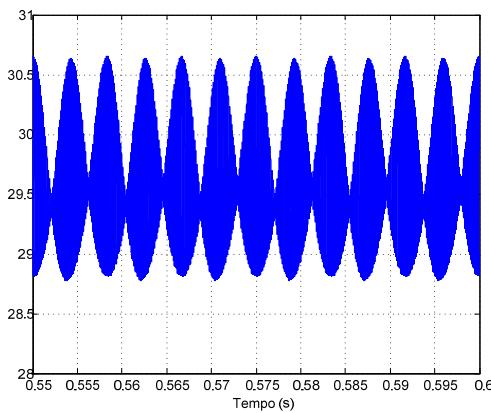


Fig. 6.47: Ondulação de corrente no indutor L_o .

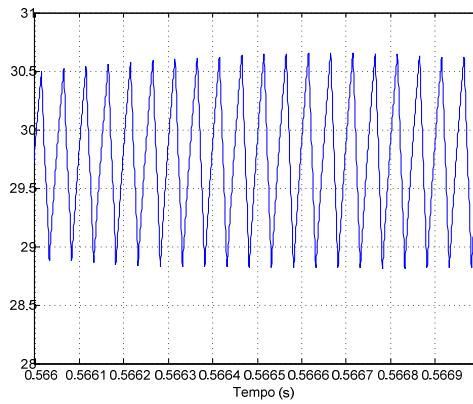


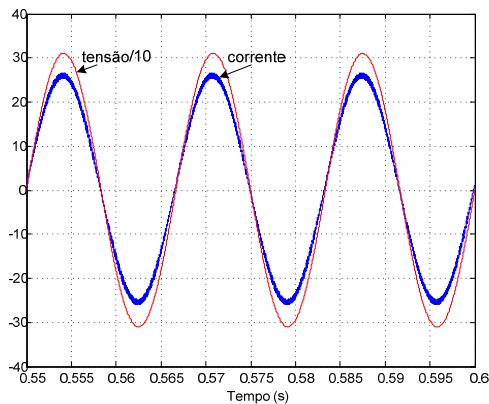
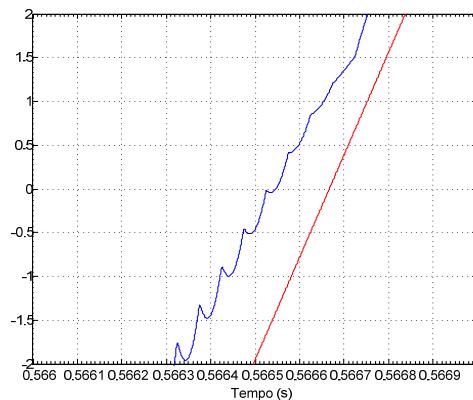
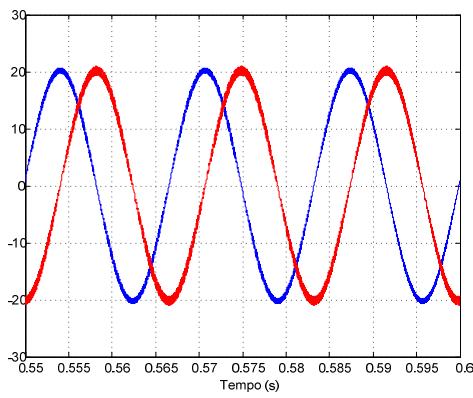
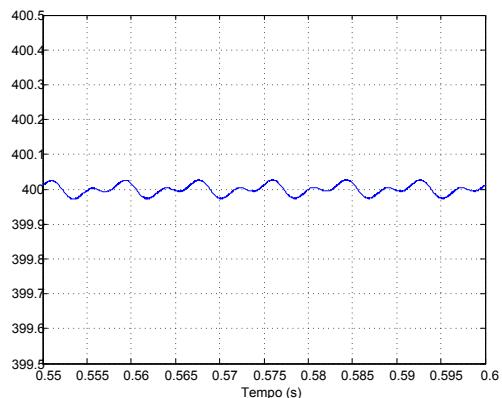
Fig. 6.48: Detalhe da ondulação de corrente no indutor L_o .

A corrente e a tensão da fase A são mostradas em Fig. 6.49. A corrente possui uma distorção harmônica com relação à fundamental, inferior a 3% e encontra-se praticamente em fase com a tensão, garantindo um elevado fator de potência.

Na Fig. 6.50 é mostrado em detalhe o deslocamento angular entre a corrente a tensão. Esse deslocamento é provocado pelo filtro de entrada de alta freqüência. O deslocamento equivale a aproximadamente 3° , sendo este um valor reduzido que não compromete o fator de potência.

Na Fig. 6.51 são mostradas as correntes do enrolamento secundário do transformador Scott. Verifica-se que ambas apresentam formato senoidal e encontram em defasagem de 90° entre si.

A ondulação de tensão de saída é mostrada em detalhe na Fig. 6.52. Nota-se que ondulação é reduzida, ficando na faixa de dezenas de milivolts.

**Fig. 6.49: Corrente e tensão da fase A.****Fig. 6.50: Detalhe do cruzamento por zero da tensão e corrente na fase A.****Fig. 6.51: Correntes no enrolamento secundário do transformador Scott.****Fig. 6.52: Tensão de saída.**

Para verificar o funcionamento do controlador de tensão realiza-se uma simulação com transitório de carga. Na Fig. 6.53 apresenta-se a tensão de saída e a corrente no indutor L_o multiplicada por 10. No instante 0,6 s a carga transita de 50% do valor nominal para 100%. Nota-se que a resposta é relativamente rápida e o afundamento de tensão é inferior a 50 V.

Durante o transitório as correntes das fases A, B e C são representadas pela Fig. 6.54.

Para verificar o funcionamento do retificador para uma rede com harmônicas e uma carga não-linear realizou-se uma terceira simulação. As harmônicas de tensão de entrada consideradas são as de terceira e quinta ordem. Como carga utilizou-se um inversor monofásico de dois níveis. O arquivo de simulação e o circuito simulado são apresentados no Apêndice A.

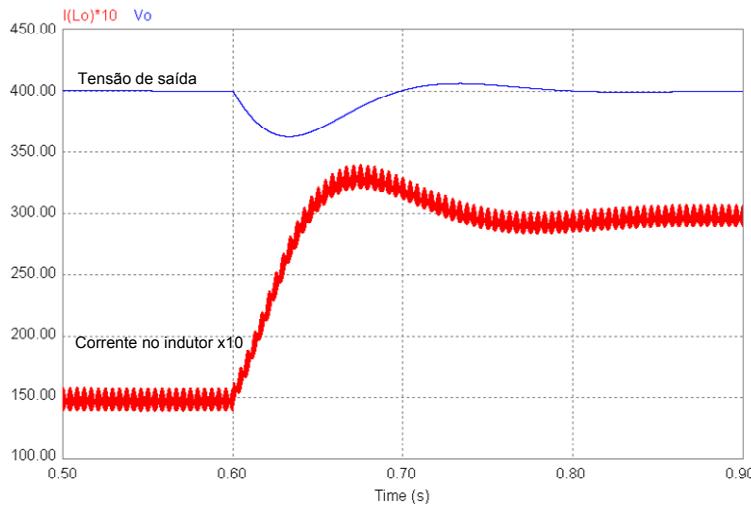


Fig. 6.53: Tensão de saída e corrente no indutor L_o durante transitório de carga.

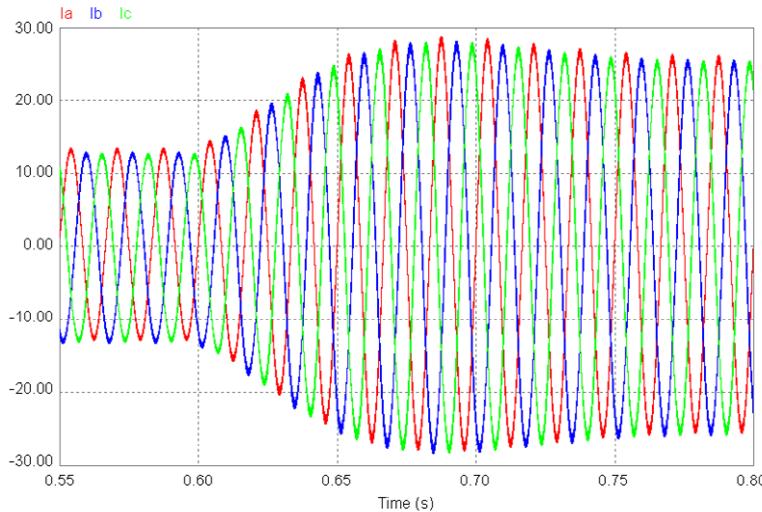


Fig. 6.54: Correntes de fase durante transitório de carga.

6.5.2 Carga Ativa e Distorção Harmônica na Tensão de Entrada

A ondulação de corrente no indutor L_o é mostrada na Fig. 6.55. Com a presença de harmônicas e do inversor de saída, a ondulação de corrente se acentua e atinge cerca de 6 A pico a pico. A ondulação de tensão de saída atinge cerca de 12 V pico-a-pico, como apresentado em detalhe na Fig. 6.56.

Apesar da elevada ondulação de corrente na saída, as correntes de entrada permanecem com formato senoidal e com reduzida distorção harmônica, como se pode notar nas Fig. 6.57 e Fig. 6.58. As taxas de distorção harmônica das correntes de entrada ficam em torno de 4%, pouco superiores às distorções de tensão aplicadas na entrada.

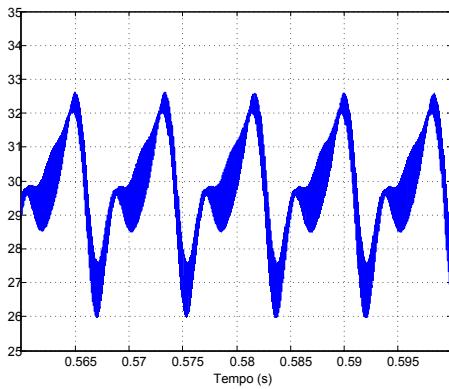


Fig. 6.55: Ondulação de corrente no indutor L_o .

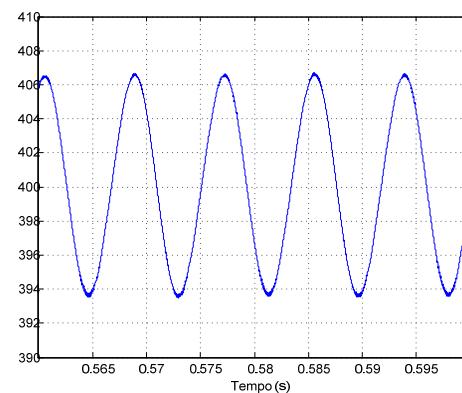


Fig. 6.56: Tensão de saída.

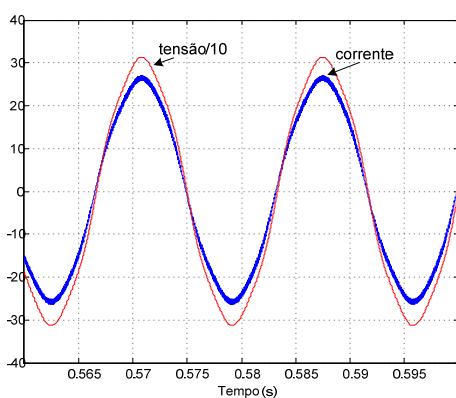


Fig. 6.57: Corrente e tensão da fase A.

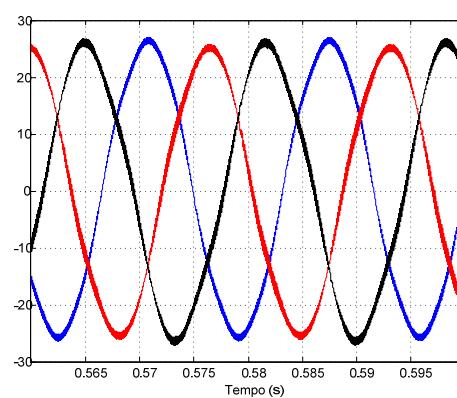


Fig. 6.58: Correntes de entrada nas fases A, B e C.

6.6 Resultados Experimentais

O circuito de potência projetado é apresentado na Fig. 6.59. A listagem dos componentes deste estágio de potência é apresentada na Tabela 6.5.

Para a implementação do circuito de controle do retificador trifásico abaixador optou-se pelo circuito integrado UC3854A, do fabricante Texas Instruments.

Para os circuitos de comando dos interruptores foram utilizados os drivers OKM10op [60] do fabricante Semikron. Do mesmo fabricante, é utilizada a fonte de alimentação isolada para esses drivers.[61]

O transformador de entrada, o Scott, é composto por dois transformadores monofásicos especificados nas Fig. 6.60 e Fig. 6.61. São transformadores a seco com núcleo laminado de ferro para baixa freqüência. A potência máxima dos transformadores é de 12 kW.

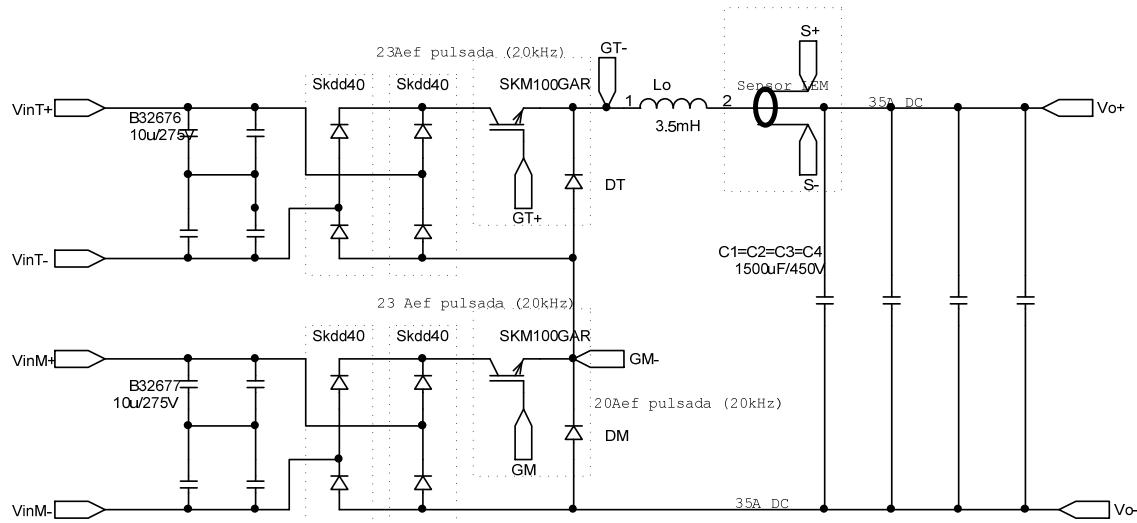


Fig. 6.59: Circuito de potência projetado.

Tabela 6.5: Lista de componentes de potência.

Componente	Fabricante	Descrição
SKM 100 GAR 123D	Semikron	IGBT 75 A / 1200 V
SKKD 40F08	Semikron	Diodo 40 A / 800 V
SKHI 10op P16/400	Semikron Semikron	Driver de comando Dissipador
LA55-P	LEM	Sensor efeito Hall 55A
B43456A5158M000 (C1, C2, C3, C4)	Epcos	Capacitor eletrolítico 1500 μF / 450 V
B32676G4106K Indutor Lo	Epcos Blutrafo	10 μF / 275Vac 3,5 mH / 35 A

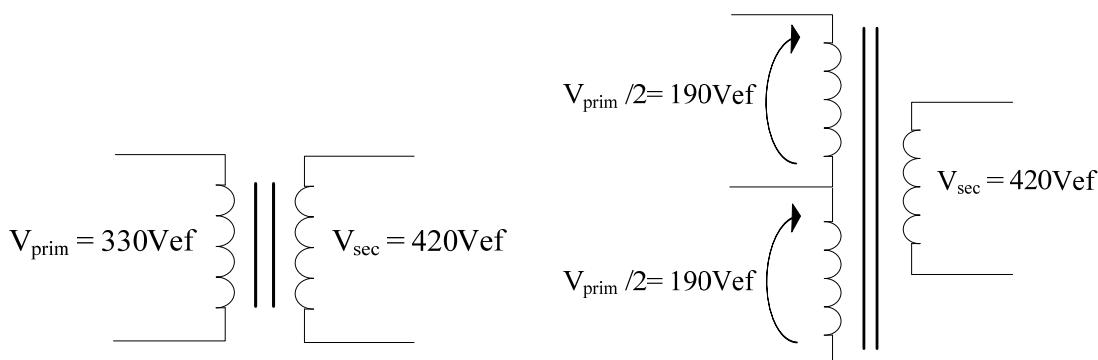


Fig. 6.60: Transformador T.

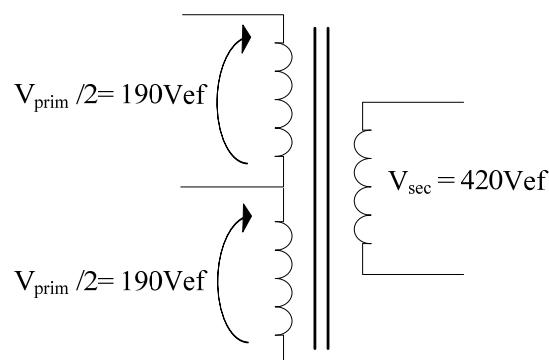


Fig. 6.61: Transformador M.

Para o controle do retificador são projetados dois circuitos: o primeiro sem *feedforward* de tensão de entrada, apresentado na Fig. 6.62. Os componentes do circuito são relacionados na Tabela 6.6.

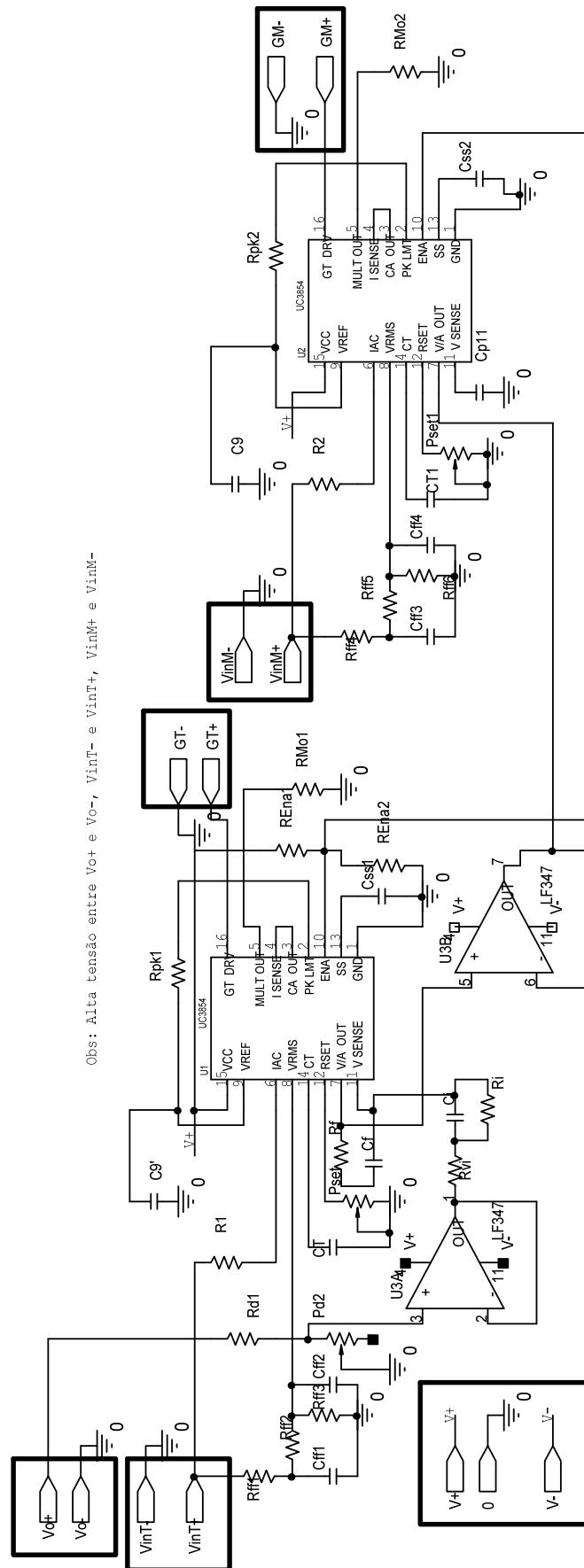


Fig. 6.62: Circuito de controle com *feedforward* de tensão projetado.

Tabela 6.6: Lista de componentes.

Componente	Valor	Tipo
C15	1 μF	Capacitor cerâmico
C9'1	1 μF	Capacitor cerâmico
Cdes1, Cdes2, Cdes3, Cdes4, Cdes5, Cdes6, Cdes7, Cdes8	1 μF	Capacitor cerâmico
Cf1	22 nF	Capacitor cerâmico
Cff5	1 μF	Capacitor cerâmico
Cff6	4,7 μF	Capacitor eletrolítico
Cff7	1 μF	Capacitor cerâmico
Cff8	4,7 μF	Capacitor eletrolítico
Ci1	4,7 nF	Capacitor cerâmico
Cp11	100 nF	Capacitor cerâmico
Cp12	100 nF	Capacitor cerâmico
Css3	10 μF	Capacitor eletrolítico
Css4	10 μF	Capacitor eletrolítico
CT2	12 nF	Capacitor cerâmico
CT3	12 nF	Capacitor cerâmico
Pd3	20 k Ω	Potenciômetro
Pd4	20 k Ω	Potenciômetro
Pd5	100 k Ω	Potenciômetro
Pd6	50 k Ω	Potenciômetro
Pd7	50 k Ω	Potenciômetro
Pd8	100 k Ω	Potenciômetro
Pset2	10 k Ω	Potenciômetro
Pset3	10 k Ω	Potenciômetro
R5	2 M Ω	Resistor de fio metálico
R6	680 k Ω	Resistor de fio metálico
R7	2 M Ω	Resistor de fio metálico
R8	680 k Ω	Resistor de fio metálico
Rd2	820 k Ω	Resistor de fio metálico
REna3	47 k Ω	Resistor de fio metálico
REna4	22 k Ω	Resistor de fio metálico
Rf1	150 k Ω	Resistor de fio metálico
Rff10	820 k Ω	Resistor de fio metálico
Rff11	2,7 k Ω	Resistor de fio metálico
Rff12	12 k Ω	Resistor de fio metálico
Rff7	820 k Ω	Resistor de fio metálico
Rff8	2,7 k Ω	Resistor de fio metálico
Rff9	12 k Ω	Resistor de fio metálico
Ri1	1,2 M Ω	Resistor de fio metálico
RM	68 Ω	Resistor de fio metálico
RMo3	8,2 k Ω	Resistor de fio metálico
RMo4	8,2 k Ω	Resistor de fio metálico
Rpk3	10 k Ω	Resistor de fio metálico
Rpk4	10 k Ω	Resistor de fio metálico
Rvi1	470 Ω	Resistor de fio metálico
Rx1	100 k Ω x 2 W	Resistor de fio metálico
U5, U6	UC3854	Circuito integrado
U7, U9	LF347	Amplificadores operacionais
U8, U10	AD734A/AD	Circuito integrado

As correntes de entrada dos retificadores, para o controle sem *feedforward* de corrente, são apresentadas nas Fig. 6.63 e Fig. 6.64. As taxas de distorção harmônica foram de 12,6% e 14,5%. Já as tensões respectivas aparecem em fase com as correntes. Mesmo estando em fase com as correntes, o fator de potência ficou comprometido devido as THDs significativas das correntes.

Na Fig. 6.66 são mostradas simultaneamente as correntes de entrada e a corrente no indutor de saída. As ondulações de saída são refletidas para a entrada, o que provoca a deformação das correntes.

As tensões trifásicas na entrada do transformador são mostradas na Fig. 6.65. Verifica-se que há um característico achatamento nos picos dessas tensões. As taxas de distorção harmônica ficaram em torno de 2%. Essa pequena distorção já provoca uma significativa ondulação de corrente no indutor, já que este é projetado para filtrar apenas componentes de alta freqüência.

Nas Fig. 6.67 e Fig. 6.68 são apresentadas as ondulações de corrente no indutor e tensão de saída, respectivamente. A variação da tensão é pronunciada por consequência da elevada ondulação de corrente em baixa freqüência.

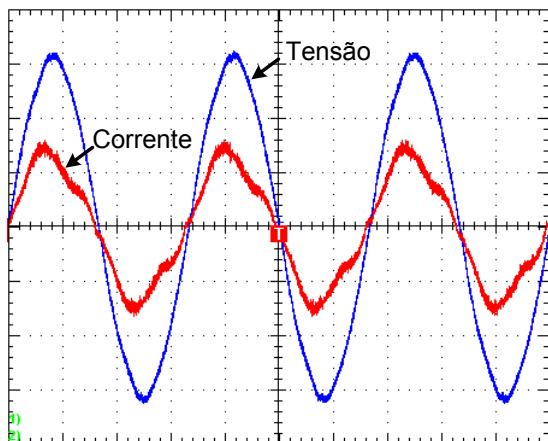


Fig. 6.63: Corrente e tensão na entrada do retificador M. (10 A/div, 200 V/div e 5 ms/div)

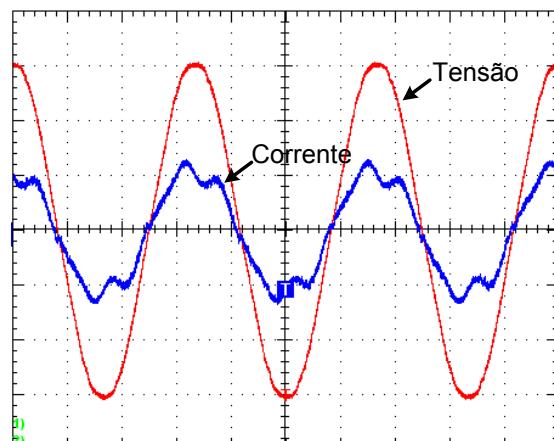


Fig. 6.64: Corrente e tensão na entrada do retificador T. (10 A/div, 200 V/div e 5 ms/div))

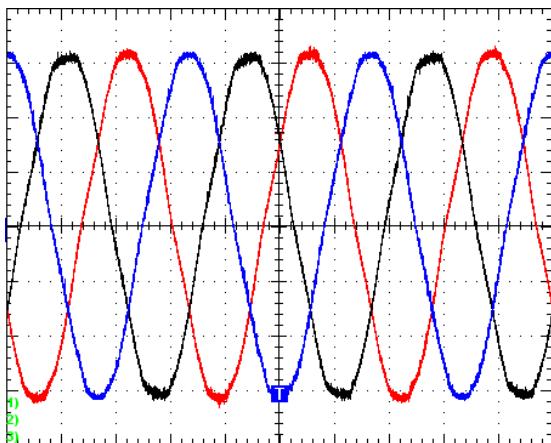


Fig. 6.65: Tensões de entrada no transformador Scott. (100 V/div. e 5 ms/div)

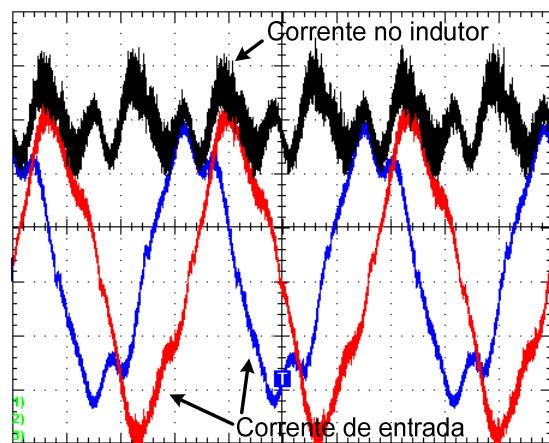


Fig. 6.66: Correntes de entrada e corrente no indutor de saída. (5 A/div. e 5 ms/div)

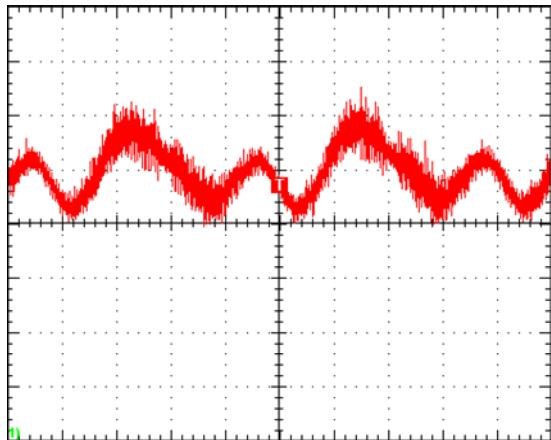


Fig. 6.67: Ondulação de corrente no indutor. (5 A/div. e 2 ms/div)

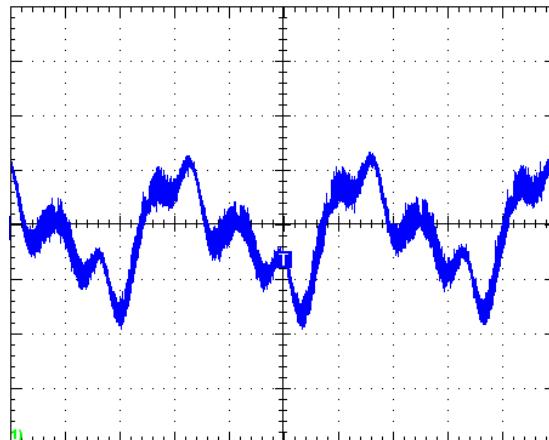


Fig. 6.68: Ondulação de tensão de saída $V_o(t)$. (2 V/div. e 5 ms/div)

A segunda estratégia de controle implementada é com *feedforward* de tensão de entrada e corrente do indutor. O circuito implementado é apresentando na Fig. 6.69.

Os principais resultados obtidos nessa estratégia de controle são mostrados nas Fig. 6.70 e Fig. 6.71. Neste caso as correntes apresentam uma forma senoidal com baixa distorção harmônica, 3,7% e 4,5% respectivamente. As tensões também estão em fase, o que garante um alto fator de potência, praticamente unitário.

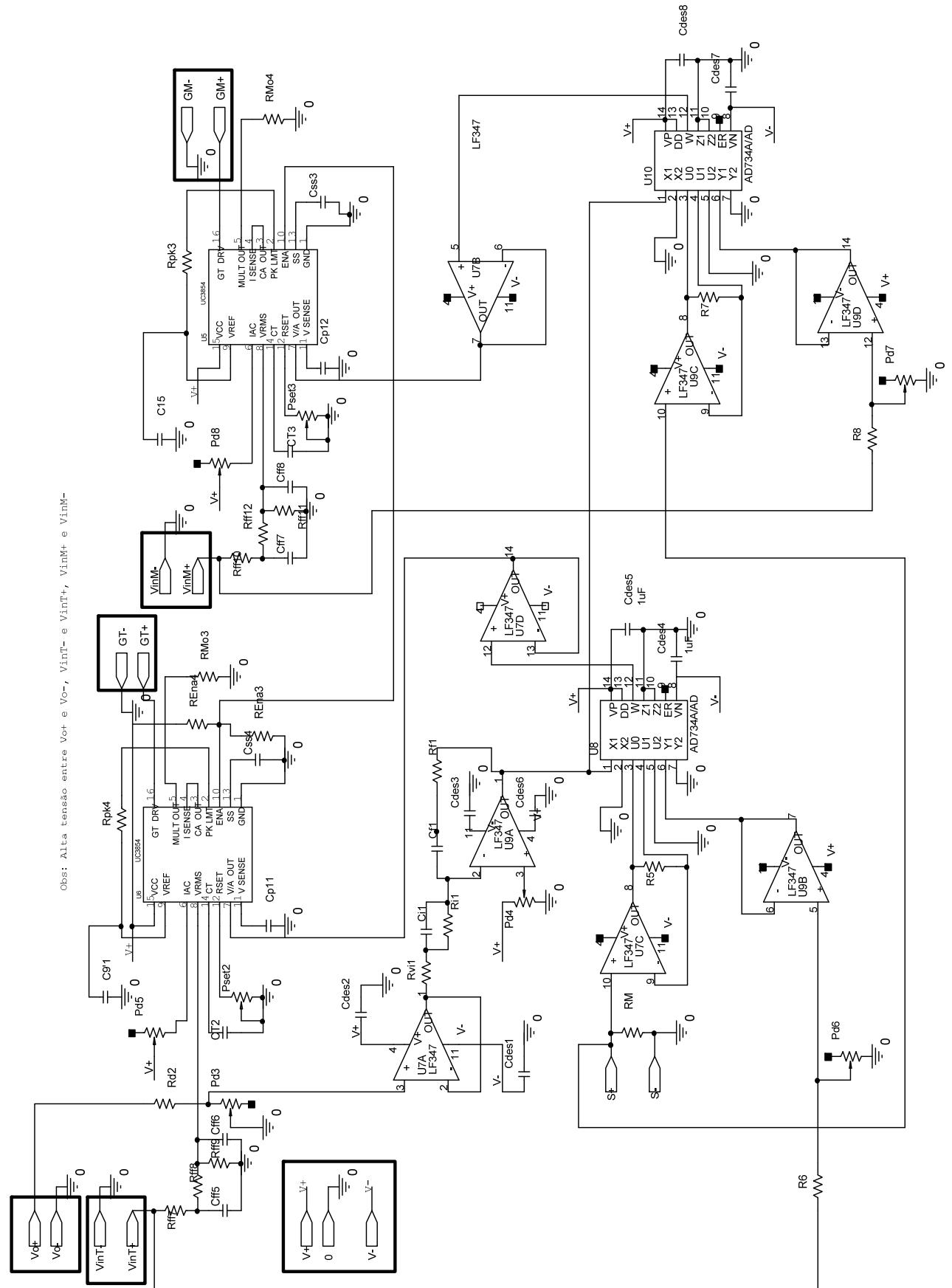


Fig. 6.69: Circuito de controle com *feedforward* de tensão e corrente projetado.

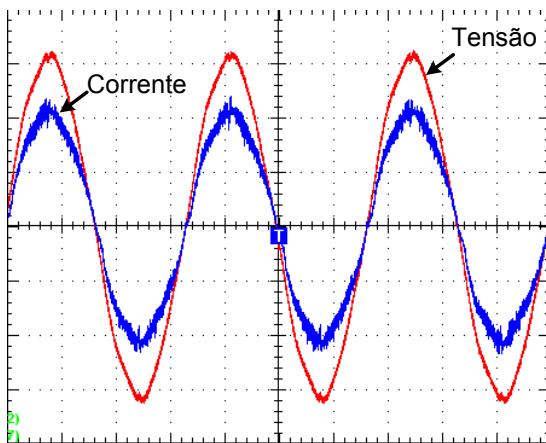


Fig. 6.70: Corrente e tensão na entrada do retificador M com feedforward. (20 A/div, 200 V/div e 5 ms/div)

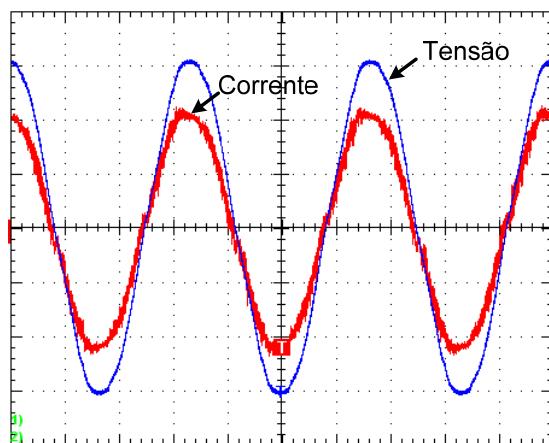


Fig. 6.71: Corrente e tensão na entrada do retificador T com feedforward. (20 A/div, 200 V/div e 5 ms/div)

Na Fig. 6.72 são apresentadas as correntes nos primários do transformador. Nota-se que estão equilibradas além de apresentar reduzida distorção harmônica, inferiores a 5%.

A ondulação de tensão na saída é de cerca de 2V (Fig. 6.73), relativamente baixa. Da mesma forma a ondulação de corrente no indutor de saída é de poucos amperes, o que reduz os esforços de corrente no capacitor de saída.

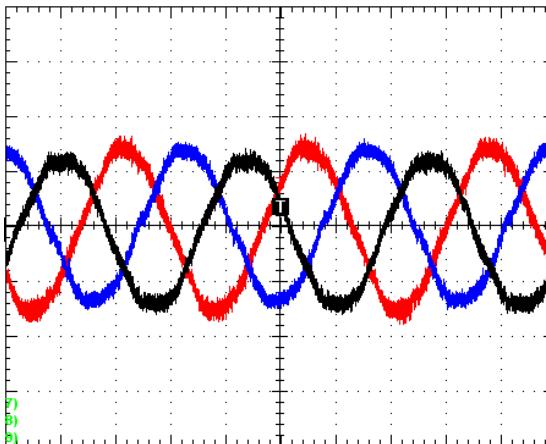


Fig. 6.72: Correntes de entrada no transformador Scott. (10 A/div. e 5 ms/div)

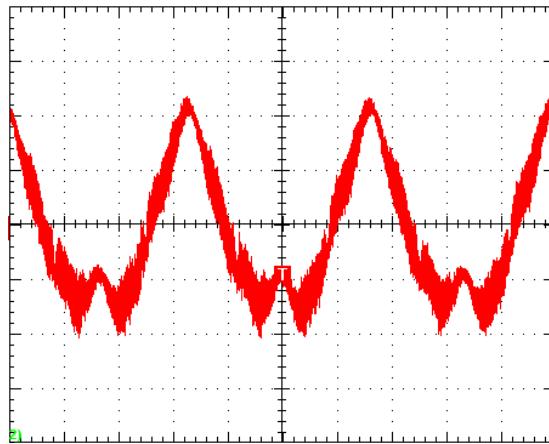


Fig. 6.73: Ondulação da tensão de saída $V_o(t)$. (500 mV/div. e 5 ms/div)

A curva de rendimento obtida para o conversor em regime permanente, com variação da potência de saída é apresentada na Fig. 6.75. O rendimento máximo é de aproximadamente 95%.

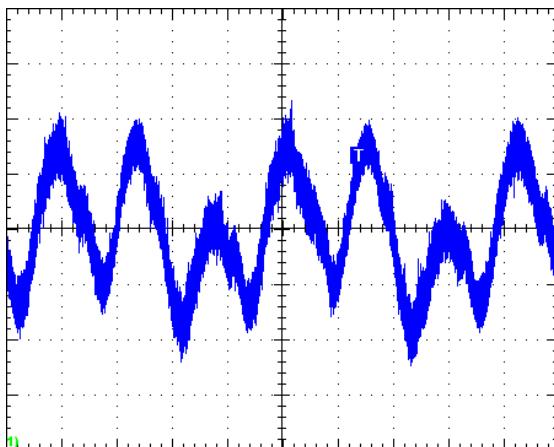


Fig. 6.74: Ondulação de baixa freqüência do indutor de saída (1 A/div. e 2 ms/div)

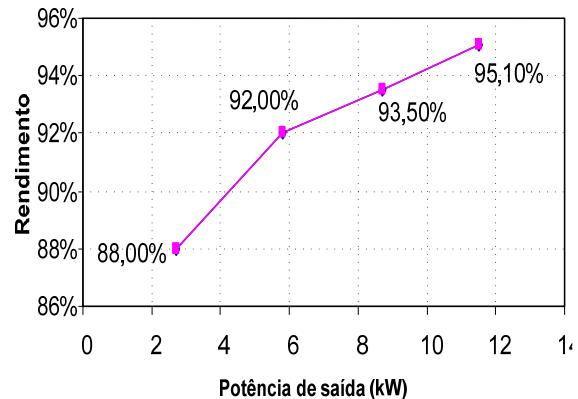


Fig. 6.75: Curva de rendimento do retificador.

6.7 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado o retificador trifásico abaixador isolado, com alto fator de potência na conexão série-paralela. Isolado a partir de um transformador trifásico/bifásico e com o uso de apenas dois interruptores ele possibilitou retificação trifásica com fator de potência unitário, de fácil implementação e operação.

Esse conversor apresenta todas as vantagens da conexão paralela. Além dessas, não necessita de sincronismo entre as portadoras dos moduladores e nem de limitação de razão cíclica. Como desvantagem apresenta o acréscimo de um diodo de roda-livre para o indutor do filtro de saída.

Da mesma forma que as outras estruturas abaixadoras apresentadas nos capítulos anteriores, a conexão série-paralela utiliza as indutâncias de dispersão do transformador de entrada para filtrar a corrente pulsada de entrada. O filtro fica reduzido à inserção de um capacitor de entrada.

Em relação aos retificadores elevadores ele proporciona uma corrente reduzida no capacitor de saída. Essa vantagem possibilita a redução significativa do filtro capacitivo de saída, já que este critério, em geral, é preponderante nos retificadores elevadores.

Para uma rede com as tensões equilibradas e com desprezível distorção harmônica, o retificador opera simplesmente com uma modulação por largura

de pulso do tipo senoidal. Ou seja, nessas condições não necessita de *feedforward* de corrente nem de sensor de corrente.

Em caso da variação na amplitude das tensões de entrada propõe-se uma segunda estratégia de controle, com *feedforward* da tensão de entrada. Nesta circunstância a característica de saída permanece inalterada.

Considerando uma rede com harmônicos de tensão e variações de amplitude, uma terceira técnica de controle é proposta. A partir de uma pré-alimentação da corrente do indutor na forma de onda da corrente de entrada, obtém-se uma reduzida distorção nas correntes de entrada. Essa estratégia mostrou-se eficaz nas simulações, proporcionando correção do fator de potência mesmo com cargas não lineares e significativa distorção nas tensões de entrada.

As três estratégias de controle propostas foram simuladas e os resultados apresentados neste capítulo. Verificou-se que todas as simulações mostraram o desempenho do retificador, condizendo com as análises teóricas apresentadas.

Uma metodologia de cálculo e projeto foi apresentada e um retificador de 12 kW foi dimensionado e implementado. Os resultados experimentais obtidos foram apresentados e demonstraram o adequado funcionamento do retificador trifásico analisado.

Conclusões Gerais

Os conversores buck e boost ou abaixador e elevador são as estruturas mais simples que se tem em eletrônica de potência. Baseada nessas estruturas elementares, associando-as aos transformadores trifásicos/bifásicos são propostos, neste trabalho, novos retificadores trifásicos isolados. Estes conversores, com apenas dois interruptores, apresentam fator de potência unitário, correntes de entrada equilibradas e com desprezível conteúdo harmônico.

No capítulo 2 apresentam-se os transformadores trifásicos/bifásicos. As duas principais conexões desta categoria foram abordadas: a Scott e a Le-Blanc. O primeiro é formado por dois transformadores monofásicos, o T e o M. O segundo é um transformador trifásico com enrolamentos secundários assimétricos. Uma análise é realizada para verificar as principais características de ambos.

O transformador na conexão Scott apresenta um processamento de reativos nos enrolamentos primários do transformador M. A consequência deste fato é a exigência de um acréscimo de 7,5% no volume de cobre para confecção do transformador. Por outro lado, os núcleos dos transformadores T e M são idênticos aos transformadores monofásicos equivalentes com relação ao processamento de potência ativa.

Por sua vez, a conexão Le-Blanc apresenta uma elevação de cerca 24% na quantidade total espiras nos enrolamentos secundários, quando comparado a conexão Scott. Entretanto, por ser constituído de um núcleo trifásico, tem um volume reduzido para o elemento magnético. Esse volume é equivalente ao utilizado para um transformador trifásico de mesma potência.

O retificador trifásico elevador na conexão série é apresentado no capítulo 3. Nessa nova conexão a saída tem um barramento com ponto médio regulado. A tensão máxima nos interruptores é equivalente à metade da tensão de saída total.

Duas técnicas de controle são propostas para o conversor elevador. A primeira é baseada no controle por valores médios instantâneos aplicados aos retificadores boost monofásicos. Consiste basicamente em tratar os

retificadores como estruturas independentes e fazer um controle individual para cada um destes, tanto de corrente quanto de tensão. A segunda técnica apresenta como diferencial uma malha de controle compartilhada. Essa malha pode apresentar uma dinâmica rápida, possibilitando um transitório reduzido em uma eventual perturbação de carga.

As técnicas de controle propostas são validadas por simulação. Ambas resultam correntes de entrada senoidais e em fase com as tensões de entrada. O elevado fator de potência obtido, praticamente unitário, comprova a eficácia do retificador proposto e as técnicas aplicadas. Todos os resultados são validados com a implementação e experimentação de um protótipo de 12 kW.

No quarto capítulo inicia-se o estudo das estruturas baseadas no conversor abaixador. O primeiro retificador abaixador é apresentado na conexão série. Da mesma forma que o retificador elevador série, esse apresenta uma saída com ponto médio balanceado. Entretanto, a tensão de saída é inferior à tensão de entrada.

Como todos os retificadores baseados no conversor buck, ele apresenta peculiaridades que o tornam robusto. Em uma eventual falha, a qualquer instante, o desligamento entre a entrada e carga é possível. Também admite uma inicialização sem necessidade de circuitos auxiliares de pré-carga do capacitor de saída.

Por outro lado, retificadores buck monofásicos para correção de fator de potência, apresentam a inconveniente necessidade de uma indutância para filtrar ondulações de baixa freqüência na saída. Uma elevada indutância garante uma corrente de baixa ondulação no indutor. No retificador trifásico abaixador série é aplicado o acoplamento magnético entre os indutores de saída. Essa técnica permite diminuir em até 50% a indutância comparativamente ao circuito monofásico, para obter uma mesma ondulação de corrente.

A estratégia de controle proposta para este retificador trifásico abaixador série apresenta um *feedforward* de corrente, que permite operar com fator de potência elevado, mesmo com uma ondulação de corrente considerável no indutor.

Para verificar o funcionamento esperado desse retificador, um procedimento de projeto é proposto e apresentado para um retificador de 6 kW.

Realiza-se uma simulação para os parâmetros escolhidos e verifica-se que os resultados são congruentes com a análise teórica. Complementarmente, implementa-se um protótipo desse projeto. Os ensaios se mostram satisfatórios já que os resultados vêm em linha com a análise matemática apresentada.

No quarto capítulo propõe-se o retificador trifásico abaixador paralelo. Nessa conexão há apenas um único indutor no filtro de saída. Além disso, diferentemente da conexão série, o indutor é dimensionado apenas para filtrar ondulação em alta freqüência. A razão disso é que, para uma rede de distribuição com tensões equilibradas e o sistema operando em regime permanente, não existirá variações da corrente em baixa freqüência no indutor.

Como restrições, esse retificador deve apresentar um comando sincronizado e com limitação de razão cíclica. Se essas restrições não forem respeitadas, o fator de potência na entrada fica comprometido, bem como a regulação de tensão na saída.

Para melhorar o desempenho do retificador abaixador na conexão paralelo, uma conexão melhorada é apresentada: a série-paralela. Nessa conexão não há a necessidade de sincronismo entre os comandos dos interruptores, além de não apresentar limitação de razão cíclica máxima.

Para esse retificador são propostos três estratégias distintas de controle. Para os diferentes cenários de entrada e saída expostos, há uma técnica que melhor se adequa.

A primeira, a mais simples, consiste em uma modulação SPWM apenas com o controle da tensão de saída. Nesta técnica, uma referência senoidal é multiplicada pelo sinal de controle da malha de tensão e então passa por um modulador PWM.

A segunda contempla os possíveis desequilíbrios de tensão na entrada com uma malha de *feedforward*. Essa técnica consiste em dividir o sinal modulador pelo valor eficaz da tensão de entrada. Nessa configuração há a correção no percentual de potência processado por cada retificador monofásico, dividindo-a igualitariamente, independente das variações das tensões de entrada.

A terceira técnica possibilita fator de potência unitário mesmo que haja uma eventual ondulação de corrente no indutor. Isso se obtém, também, aplicando uma malha de pré-alimentação, desta vez um *feedforward* de

corrente do indutor. Essa ondulação pode ser causada por harmônicos de tensão na rede de distribuição ou por uma carga não linear, como um inversor de tensão. Essa técnica é similar à empregada no retificador trifásico série. Consiste em dividir a referência do sinal modulante por uma amostra da corrente no indutor.

Todas as técnicas resultam um funcionamento adequado nas simulações realizadas. Para validar os estudos teóricos e os resultados de simulação, o dimensionamento completo de um retificador trifásico abaixador série-paralelo de 12 kW é mostrado. A partir deste projeto, implementa-se o protótipo para obtenção de resultados experimentais. Os ensaios geram dados que demonstram a eficácia desta estrutura na correção do fator de potência e validam os estudos realizados.

Finalmente, os retificadores apresentados nesse trabalho, baseados nos transformadores trifásicos/bifásicos e nas estruturas elementares buck e boost, demonstram eficácia na conversão CA-CC com fator de potência unitário. O reduzido número de interruptores ativos e a simplicidade dos circuitos de controle oferecem uma robustez elevada para esses dispositivos, provendo competitividade destes em aplicações que exigem tais características.

Como trabalho futuro sugere-se a aplicação de técnicas de controle vetorial, utilizando transformada $\alpha\beta$. A leitura das correntes de entrada e o controle podem resultar em melhores resultados, corrigindo, por exemplo, distorções causadas pelo transformador. Outra possibilidade é o estudo dessas estruturas não isoladas, utilizando autotransformadores para produzir a sistema bifásico, o que reduz significativamente o uso de autotransformadores.

A. Apêndice

Arquivos de simulações e esquema de circuitos.

A.1 Conexão Scott

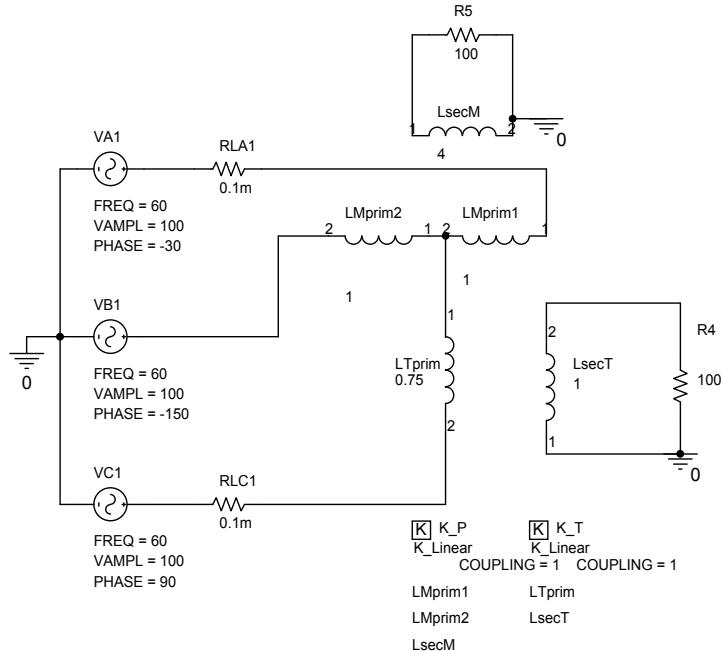


Fig. a: Conexão Scott.

```
**** INCLUDING Le-blanc.net *****
* source SCOOT_LE_BLANC
R_R2      0 N69952 1
R_R3      0 N69948 1
L_LCB     N69780 N69772 1
L_LAB     N69796 N69788 1
L_LCA     N69788 N69780 1
R_RLA    N69702 N69780 0.1m
Kn_K1     L_LCB L_Lscb 1
R_R1     N69796 N69772 0.1m
V_VA     N69702 0
+SIN 0 100 60 0 0 30
Kn_K2     L_LCA L_Lsac1
+L_Lsac   1
V_VB     N69696 0
+SIN 0 100 60 0 0 -90
Kn_K3     L_LAB L_Lsab
+L_Lsab1 1
L_Lscb   N69952 N69936 0.444
V_VC     N69690 0
+SIN 0 100 60 0 0 150
L_Lsac1  N69944 N69936 0.111
L_Lsac   N69948 N69982 0.333
R_RLB    N69696 N69788 0.1m
L_Lsab   0 N69982 0.333
R_RLC    N69690 N69796 0.1m
L_Lsab1  0 N69944 0.111

**** RESUMING trafos.cir *****
.END
```

A.2 Conexão Le-Blanc

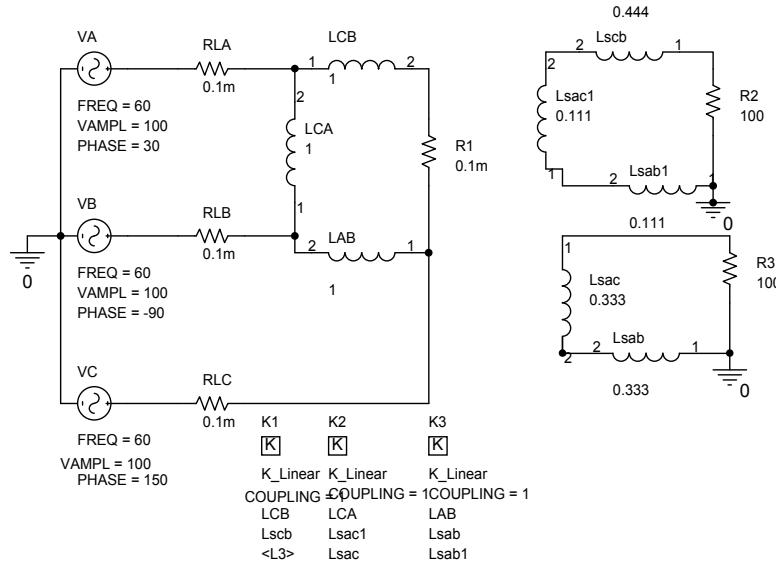


Fig. b: Conexão Le-Blanc.

```
**** INCLUDING Scott.net ****
* source SCOOT_LE_BLANC
Kn_K_P      L_LMprim1 L_LMprim2
+ L_LsecM   1
R_RLC1     N134495 N134255 0.1m
L_LsecM    N134087 0 4
R_R5       N134087 0 1
L_LsecT    0 N134241 1
R_RLA1     N134509 N134249 0.1m
Kn_K_T      L_LTprim L_LsecT  1
R_R4       0 N134241 1
V_VA1      N134509 0
+SIN 0 1 60 0 0 -30
L_LTprim   N134319 N134255 0.75
L_LMprim2  N134319 N134389 1
V_VB1      N134389 0
+SIN 0 1 60 0 0 -150
L_LMprim1  N134249 N134319 1
V_VC1      N134495 0
+SIN 0 1 60 0 0 90

**** RESUMING scott.cir ****
.END
```

A.3 Retificador Abaixador Monofásico em Condução Contínua – Análise Estática

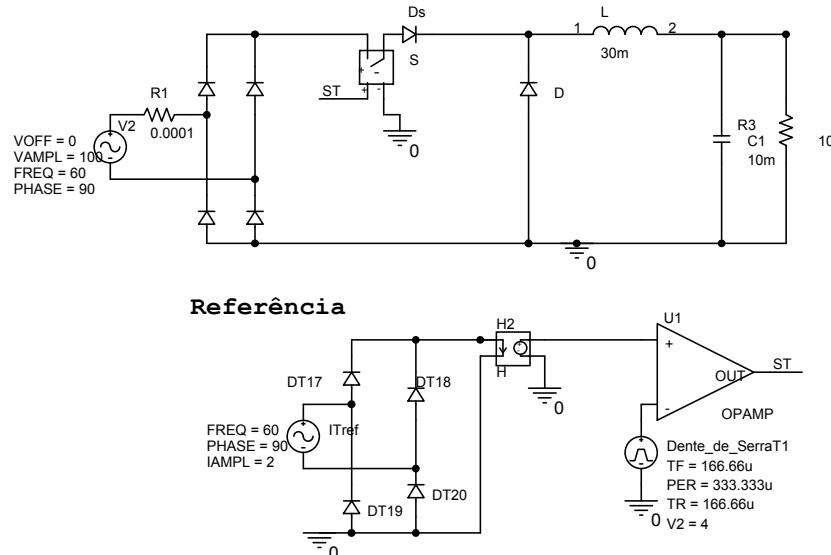


Fig. c: Retificador monofásico abaixador malha aberta.

```

* source BUCK_PFC
D_DT2      N1273852 N1273844 Dbreak
C_C1       0 N1281146 10m IC=-23.6
D_DT3      0 N1284624 Dbreak
D_DT17     N1274238 N1274284 Dbreak
D_DT4      0 N1273852 Dbreak
D_DT18     N1274262 N1274284 Dbreak
E_U1       ST 0 VALUE
{LIMIT(V(N1274104,N1274090)*1E6,-15V,+15V)} _U1
+ N1274104 N1274090 1G

D_DT19     0 N1274238 Dbreak
L_L        N1275146 N1281146 30m IC=2.36
D_D       0 N1275146 Dbreak
D_DT20     0 N1274262 Dbreak
X_S       ST 0 N1273844 N12740383 Analise_S
R_R3      0 N1281146 10
R_R1      N1277660 N1284624 0.0001
V_Dente_de_SerraT1 N1274090 0

+PULSE 0 4 0 166.66u 166.66u 1n 333.333u
I_ITref    N1274238 N1274262 DC 0Adc AC 0Aac
+SIN 0 2 60 0 0 90
V_V2      N1277660 N1273852
+SIN 0 100 60 0 0 90
D_DT1     N1284624 N1273844 Dbreak
D_Ds      N12740383 N1275146 Dbreak
X_H2      N1274284 0 N1274104 0 Analise_H2

.subckt Analise_S 1 2 3 4
S_S       3 4 1 2 Sbreak
RS_S      1 2 1G
.ends Analise_S

.subckt Analise_H2 1 2 3 4
H_H2      3 4 VH_H2 1
VH_H2     1 2 0V
.ends Analise_H2

```

A.4 Retificador Trifásico Abaixador Série – Análise Estática

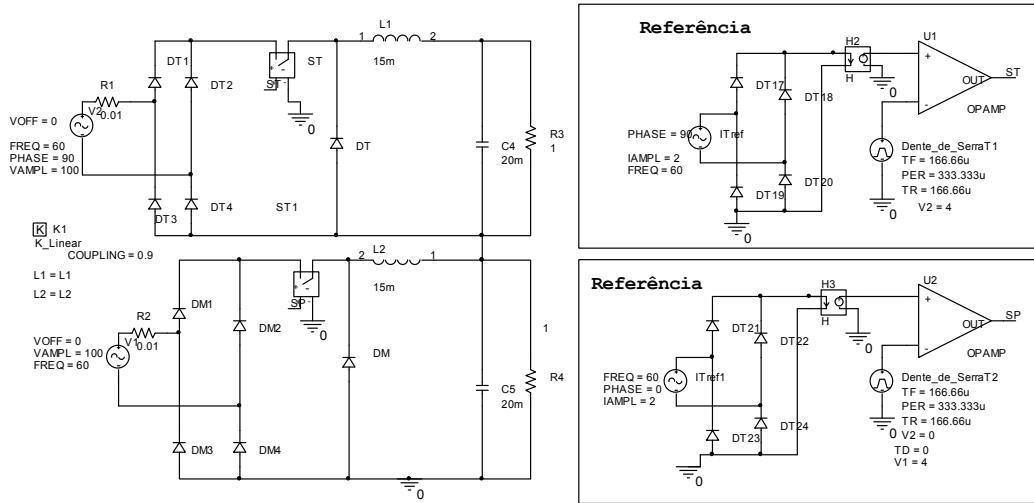


Fig. d: Retificador trifásico abaixador série em malha aberta.

```
**** INCLUDING serie_serie.net ****
* source BUCK_PFC
R_R2      N11951221 N990127 0.01
D_DT20    0 N1001372 Dbreak
D_DT21    N1029131 N1029159 Dbreak
V_Dente_de_SerraT1   N1025878 0
+PULSE 0 0 166.66u 166.66u ln 333.333u
R_R3      N999911 N1249749 1
D_DT22    N1029137 N1029159 Dbreak
E_U1      ST 0 VALUE
{LIMIT(V(N1026068,N1025878)*1E6,-15V,+15V)} _U1
+ N1026068 N1025878 1G

D_DT23    0 N1029131 Dbreak
L_L2      N999911 N989883 15m IC=-25
D_DT1      N1083341 N999259 Dbreak
D_DT24    0 N1029137 Dbreak
C_C4      N999911 N1249749 20m IC=-25
R_R1      N11944981 N1083341 0.01
I_ITref    N1001348 N1001372 DC 0Adc AC 0Aac
+SIN 0 2 60 0 0 90
D_DM1      N990127 N989887 Dbreak
D_DT2    N999319 N999259 Dbreak
D_DM2      N990135 N989887 Dbreak
D_DT3    N999911 N1083341 Dbreak
D_DM3      0 N990127 Dbreak
D_DT4    N999911 N999319 Dbreak
V_V2      N11944981 N999319
+SIN 0 100 60 0 0 90
D_DM4      0 N990135 Dbreak
L_L1      N1007891 N1249749 15m IC=25
I_ITref1   N1029131 N1029137 DC 0Adc AC 0Aac
+SIN 0 2 60 0 0 0
X_H2      N1001376 0 N1026068 0 serie_serie_H2
D_DT17    N1001348 N1001376 Dbreak
X_ST1     SP 0 N989887 N989883 serie_serie_ST1
Kn_K1     L_L1 L_L2 0.9
D_DT      N999911 N1007891 Dbreak
```

```
C_C5      0 N999911 20m IC=-25
D_DM     0 N989883 Dbreak
V_V1      N11951221 N990135
+SIN 0 100 60 0 0 0
D_DT18    N1001372 N1001376 Dbreak
R_R4      0 N999911 1
E_U2      SP 0 VALUE
{LIMIT(V(N1029059,N1029051)*1E6,-15V,+15V)} _U2
+ N1029059 N1029051 1G

X_ST    ST 0 N999259 N1007891 serie_serie_ST
X_H3    N1029159 0 N1029059 0 serie_serie_H3
D_DT19    0 N1001348 Dbreak
V_Dente_de_SerraT2   N1029051 0
+PULSE 4 0 0 166.66u 166.66u ln 333.333u

.subckt serie_serie_H2 1 2 3 4
H_H2      3 4 VH_H2 1
VH_H2      1 2 0V
.ends serie_serie_H2

.subckt serie_serie_ST1 1 2 3 4
S_ST1    3 4 1 2 Sbreak
RS_ST1    1 2 1G
.ends serie_serie_ST1

.subckt serie_serie_ST 1 2 3 4
S_ST    3 4 1 2 Sbreak
RS_ST    1 2 1G
.ends serie_serie_ST

.subckt serie_serie_H3 1 2 3 4
H_H3      3 4 VH_H3 1
VH_H3      1 2 0V
.ends serie_serie_H3

**** RESUMING ser_ser.cir ****
.END
```

A.5 Retificador Trifásico Abaixador Série – Malha Fechada

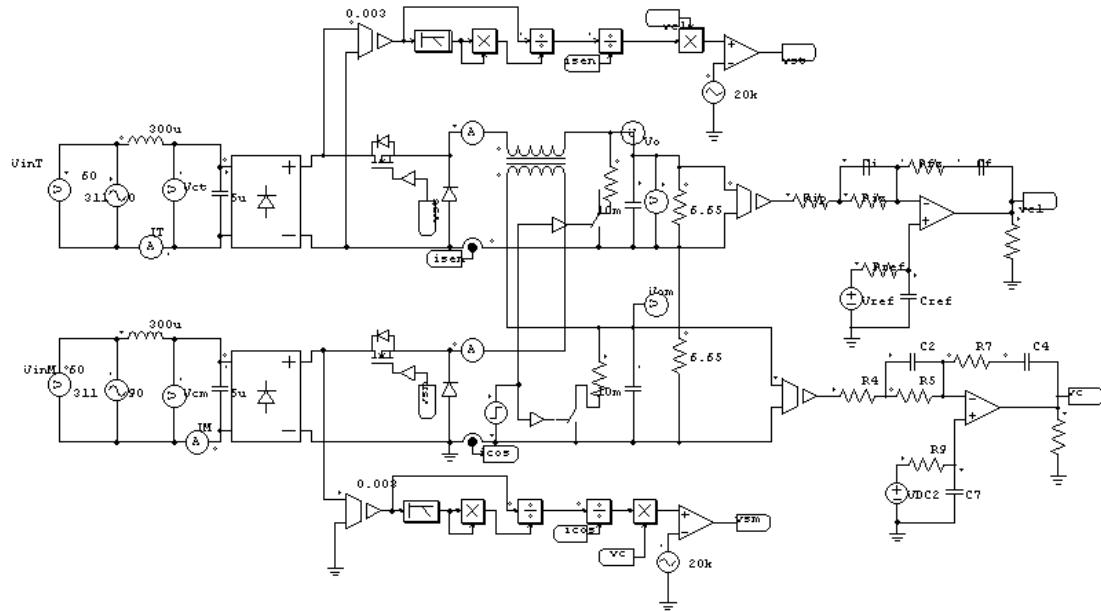


Fig. e: Retificador trifásico abaixador série em malha fechada.

```

.TIME 5E-007 0.6 0.5 1 0 0 0
VP Vo 1
C C3 1 2 10m 200 0
R R3 1 2 6.65 0
MOSFET MOS1 3 4 5 0 0 0 0
DIODE D2 6 4 0 0 0
BDIODE1 BD11 7 8 3 6 0 0 0 0 0 0 0 0 0
VSIN V1 9 10 311 60 0 0 0
MOSFET MOS2 11 12 13 0 0 0 0
BDIODE1 BD12 14 15 11 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
VSIN V3 16 17 311 60 90 0 0
IP IM 15 17
IP IT 8 10
VP2 Vcm 14 17
VP2 Vct 7 8
L L6 16 14 300u 0 0
L L7 9 7 300u 0 0
C C5 7 8 5u 0 0
C C6 14 15 5u 0 0
DIODE D3 0 12 0 0 0
VP2 VinM 16 17
VP2 VinT 9 10
C C1 2 20 10m 200 0
VTRI VTRI3 21 0 5 20k 0.5 0 0 180
COMP COMP3 22 21 18
MULT MULT2 23 24 22
VSEN VSEN1 3 6 25 0.003
VTRI VTRI1 26 0 5 20k 0.5 0 0 0
COMP COMP1 27 26 19
MULT MULT1 29 28 27
VP Vom 2
ONCTRL ON1 18 5
ONCTRL ON2 19 13
R R2 2 20 6.65 0
VSEN VSEN2 11 0 31 0.003
TF_1F T1 2 30 32 1 0.001 0.001 0.0008 0.0008 0.008 1
IP ILM 12 30
IP ILT 4 32
DIVD DIVD2 25 33 34
DIVD DIVD3 34 35 23
MULT MULT4 36 36 33
FILTER_LP2 LP2 25 36 1 10 0.7
DIVD DIVD1 31 37 38
DIVD DIVD4 38 39 29
MULT MULT3 40 40 37
FILTER_LP1 LP1 31 40 1 10 0.7
ISEN ISEN1 2 6 35 0.1
ISEN ISEN2 20 0 39 0.1
VSEN VSEN3 1 2 41 0.04
R Rip 41 42 1k 0
R Riz 42 43 450k 0
R RFz 43 44 110k 0
C Ci 42 43 30n 0 0
C Cf 44 24 120n 0 0
VDC Vref 45 0 4
OP_AMP OP_AMP1 46 43 24 12 -12
R R6 24 0 10k 0
R Rref 45 46 100k 0
C Cref 46 0 1u 0 0
VSEN VSEN4 2 20 47 0.04
R R4 47 48 1k 0
R R5 48 49 450k 0
R R7 49 50 110k 0
C C2 48 49 30n 0 0
C C4 50 28 120n 0 0
VDC VDC2 51 0 4
OP_AMP OP_AMP2 52 49 28 12 -12
R R8 28 0 10k 0
R R9 51 52 100k 0
C C7 52 0 1u 0 0
VSTEP VSTEP1 55 20 1 0
VP2 Vot 1 2
R R10 1 56 6.65 0
R R11 2 53 6.65 0
SSWI SS1 53 20 54 0 0
ONCTRL ON3 55 54
SSWI SS2 56 2 57 0 0
ONCTRL ON4 55 57

```

A.6 Retificador Trifásico Abaixador Paralelo – Análise Estática

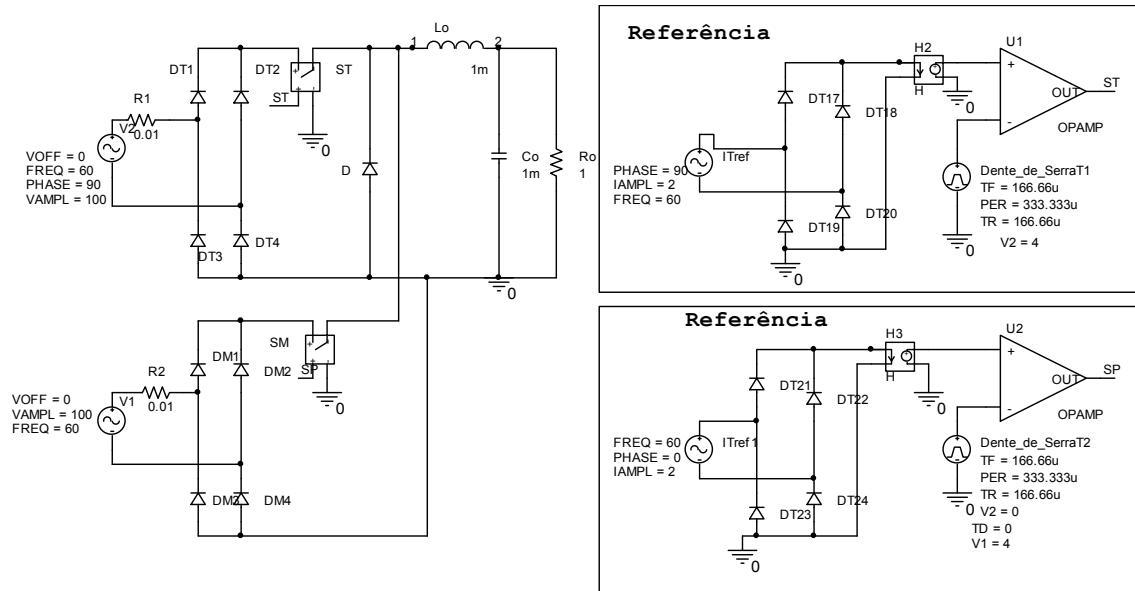


Fig. f: Retificador trifásico abaixador paralelo em malha aberta.

*Analysis directives:

```

.TRAN 0 200ms 100ms 0.3u SKIPPB
.OPTIONS ABSTOL= 1.0u
.OPTIONS GMIN= 1.0E-9
.OPTIONS ITL1= 2000
.OPTIONS ITL2= 2000
.OPTIONS ITL4= 2000
.OPTIONS RELTOL= 0.01
.PROBE V(alias(*)) I(alias(*)) W(alias(*))
.INC "..\paralelo_paralelo.net"

***** INCLUDING paralelo_paralelo.net *****
* source BUCK_PFC
D_DT23 0 N1485920 Dbreak
D_DT17 N1486468 N1486538 Dbreak
D_DT3 0 N1485934 Dbreak
D_DT18 N1486534 N1486538 Dbreak
D_DT4 0 N1486016 Dbreak
D_DT24 0 N1486980 Dbreak
D_DM1 N1486448 N1485978 Dbreak
D_DT19 0 N1486468 Dbreak
E_U1 ST 0 VALUE
{LIMIT(V(N1486386,N1486364)*1E6,-15V,+15V)} _U1
+ N1486386 N1486364 1G

D_DM2 N1485966 N1485978 Dbreak
D_D 0 N1486024 Dbreak
D_DT20 0 N1486534 Dbreak
D_DM3 0 N1486448 Dbreak
X_ST ST 0 N1486020 N1486024 paralelo_paralelo_ST
V_Dente_de_SerraT1 N1486364 0
+PULSE 0 4 0 166.66u 166.66u 1n 333.333u
D_DM4 0 N1485966 Dbreak
I_ITref1 N1485920 N1486980 DC 0Adc AC 0Aac
+SIN 0 2 60 0 0 0
I_ITref N1486468 N1486534 DC 0Adc AC 0Aac
+SIN 0 2 60 0 0 90
X_H3 N1486984 0 N1486888 0 paralelo_paralelo_H3
R_R1 N1486020 N1485934 0.01

V_Dente_de_SerraT2 N1486880 0
+PULSE 4 0 0 166.66u 166.66u 1n 333.333u
L_Lo N1486024 N1485908 1m IC=25
E_U2 SP 0 VALUE
{LIMIT(V(N1486888,N1486880)*1E6,-15V,+15V)} _U2
+ N1486888 N1486880 1G

X_H2 N1486538 0 N1486386 0 paralelo_paralelo_H2
C_Co 0 N1485908 1m IC=-24
V_V1 N1486124 N1485966
+SIN 0 100 60 0 0 0
R_Ro 0 N1485908 1
D_DT21 N1485920 N1486984 Dbreak
D_DT1 N1485934 N1486020 Dbreak
X_SM SP 0 N1485978 N1486024 paralelo_paralelo_SM
R_R2 N1486124 N1486448 0.01
D_DT22 N1486980 N1486984 Dbreak
D_DT2 N1486016 N1486020 Dbreak
V_V2 N14860020 N1486016
+SIN 0 100 60 0 0 90
.subckt paralelo_paralelo_ST 1 2 3 4
S_ST 3 4 1 2 Sbreak
RS_ST 1 2 1G
.ends paralelo_paralelo_ST
.subckt paralelo_paralelo_H3 1 2 3 4
H_H3 3 4 VH_H3 1
VH_H3 1 2 0V
.ends paralelo_paralelo_H3
.subckt paralelo_paralelo_H2 1 2 3 4
H_H2 3 4 VH_H2 1
VH_H2 1 2 0V
.ends paralelo_paralelo_H2
.subckt paralelo_paralelo_SM 1 2 3 4
S_SM 3 4 1 2 Sbreak
RS_SM 1 2 1G
.ends paralelo_paralelo_SM
**** RESUMING par_par.cir ****
.END

```

A.7 Retificador Trifásico Abaixador Paralelo – Malha Fechada

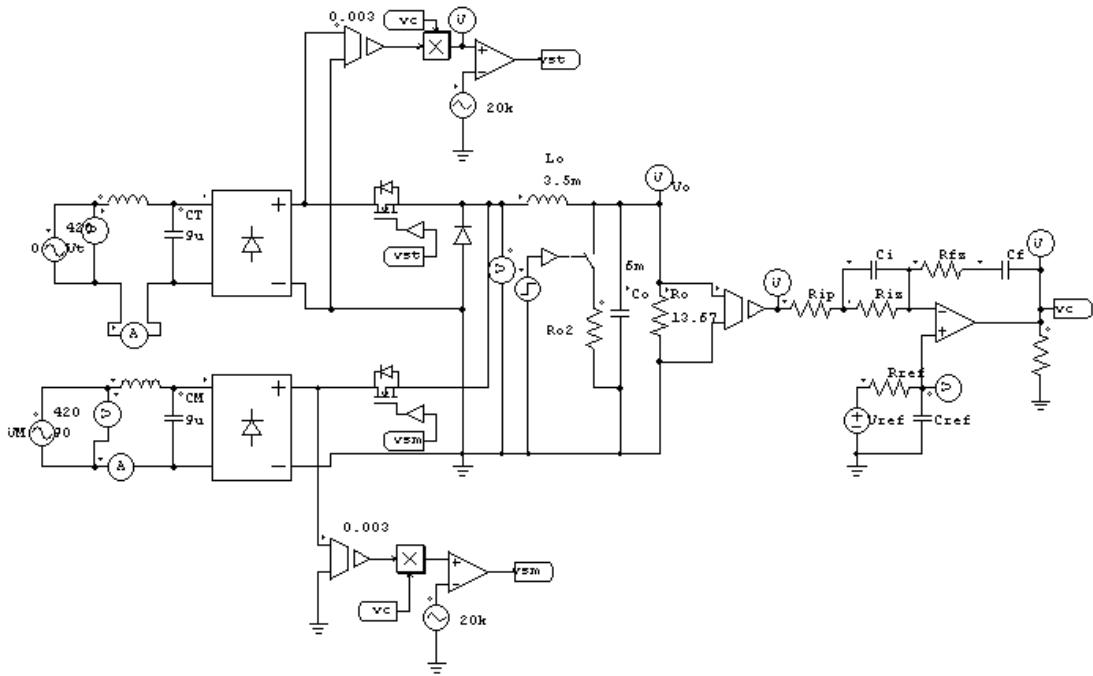


Fig. g: Retificador trifásico abaixador paralelo em malha fechada.

Arquivo de simulação

```

.TIME 5E-007 1 0.4 1 0 0 0
VP Vo 1
C Co 1 0 6m 0 1
R Ro 1 0 13.67 1
MOSFET MOS1 2 3 4 0 0 0 0
DIODE D2 0 3 0 0 0
ONCTRL ON3 5 4
VTRI VTRI3 29 0 2 20k 0.5 0 0 0 180
BDIODE1 BD11 6 7 2 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
MOSFET MOS2 8 3 9 0 0 0 0
ONCTRL ON1 10 9
VTRI VTRI1 27 0 2 20k 0.5 0 0 0
BDIODE1 BD12 11 12 8 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
VSEN VSEN2 8 0 13 0.003
C CT 6 7 9u 10 0
C CM 11 12 9u 10 1
VP2 Vcm 32 26
VP2 Vct 31 22
L Lo 3 1 3.5m 0.1 1
VSEN VSEN3 1 0 14 0.01
COMP COMP1 28 27 10
COMP COMP3 30 29 5
MULT MULT2 21 18 30
R Rip 14 15 500 0
R Riz 15 16 1300k 0
R Kiz 16 17 1550 0
C Ci 15 16 3.6n 0 0
C Cf 17 18 30n 0 0
VDC Vref 19 0 2
VP Vcontrole 18
VP Vsensor 14
OP_AMP OP_AMP1 20 16 18 12 -12
VP2 VmedioT 3 0
MULT MULT1 13 18 28
R R6 18 0 10k 0
VSEN VSEN1 2 0 21 0.003
R Rref 19 20 100k 0
C Cref 20 0 0.1u 0 0
VP Vref 20
VP VrefT 30
VSTEP VSTEP1 23 0 10 0.45
SSWI SS1 24 1 25 0 0
R Ro2 24 0 13.67 0
ONCTRL ON2 23 25
IP Im 26 12
IP It 22 7
VSIN Vt 31 22 420 60 0 0 0
VSIN VM 32 26 420 60 90 0 0
L LT 31 6 300u 0 0
L LM 32 11 300

```

A.8 Retificador Trifásico Abaixador Série-Paralelo – Análise Estática

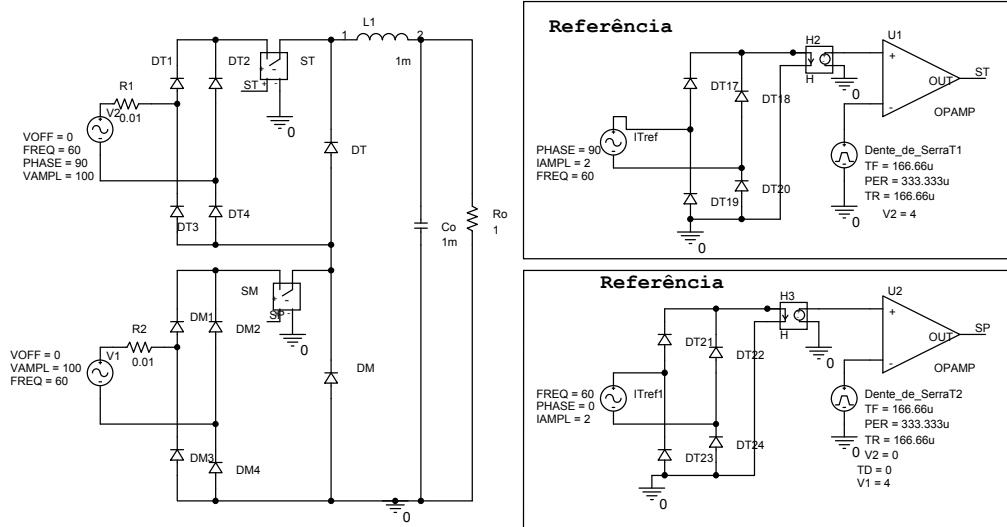


Fig. h: Retificador trifásico abaixador série-paralelo em malha aberta.

```
**** INCLUDING serie_paralelo_analise.net *****
* source BUCK_PFC
D_DM1      N1474847 N1475141 Dbreak
D_DT20     0 N1474917 Dbreak
D_DT24     0 N1475397 Dbreak
D_DM2      N1475291 N1475141 Dbreak
X_ST       ST 0 N1474559 N1474489
serie_paralelo_analise_ST
D_DM3      0 N1474847 Dbreak
D_DM4      0 N1475291 Dbreak
V_Dente_de_SerraT2   N1475299 0
+PULSE 4 0 0 166.66u 166.66u ln 333.333u
D_DM      0 N1474575 Dbreak
R_R1      N14747731 N1475723 0.01
I_ITref    N1474859 N1474917 DC 0Adc AC 0Aac
+SIN 0 2 60 0 0 90
L_L1      N1474489 N1475623 1m IC=25
I_ITref1   N1475635 N1475397 DC 0Adc AC 0Aac
+SIN 0 2 60 0 0 0
X_H2      N1474939 0 N1474761 0
serie_paralelo_analise_H2
V_V1      N1478718 N1475291
+SIN 0 100 60 0 0 0
D_DT1     N1475723 N1474559 Dbreak
E_U2      SP 0 VALUE
{LIMIT(V(N1475325,N1475299)*1E6,-15V,+15V)} _U2
+N1475325 N1475299 1G

R_R2      N1478718 N1474847 0.01
X_H3      N1475423 0 N1475325 0
serie_paralelo_analise_H3
X_SM      SP 0 N1475141 N1474575
serie_paralelo_analise_SM
D_DT2     N1474567 N1474559 Dbreak
V_Dente_de_SerraT1   N1474747 0
+PULSE 0 4 0 0 166.66u 166.66u ln 333.333u
D_DT3     N1474575 N1475723 Dbreak
D_DT21    N1475635 N1475423 Dbreak
D_DT17    N1474859 N1474939 Dbreak
C_Co     0 N1475623 1m IC=-24
D_DT4     N1474575 N1474567 Dbreak
D_DT22    N1475397 N1475423 Dbreak
```

```
D_DT18     N1474917 N1474939 Dbreak
R_Ro      0 N1475623 1
E_U1      ST 0 VALUE
{LIMIT(V(N1474761,N1474747)*1E6,-15V,+15V)} _U1
+N1474761 N1474747 1G

V_V2      N14747731 N1474567
+SIN 0 100 60 0 0 90
D_DT23    0 N1475635 Dbreak
D_DT19    0 N1474859 Dbreak
D_DT      N1474575 N1474489 Dbreak

.subckt serie_paralelo_analise_ST 1 2 3 4
S_ST      3 4 1 2 Sbreak
RS_ST     1 2 1G
.ends serie_paralelo_analise_ST

.subckt serie_paralelo_analise_H2 1 2 3 4
H_H2      3 4 VH_H2 1
VH_H2     1 2 0V
.ends serie_paralelo_analise_H2

.subckt serie_paralelo_analise_H3 1 2 3 4
H_H3      3 4 VH_H3 1
VH_H3     1 2 0V
.ends serie_paralelo_analise_H3

.subckt serie_paralelo_analise_SM 1 2 3 4
S_SM      3 4 1 2 Sbreak
RS_SM     1 2 1G
.ends serie_paralelo_analise_SM

**** RESUMING analise.cir *****
.END
```

A.9 Retificador Trifásico Abaixador Série-Paralelo – Controle Simplificado

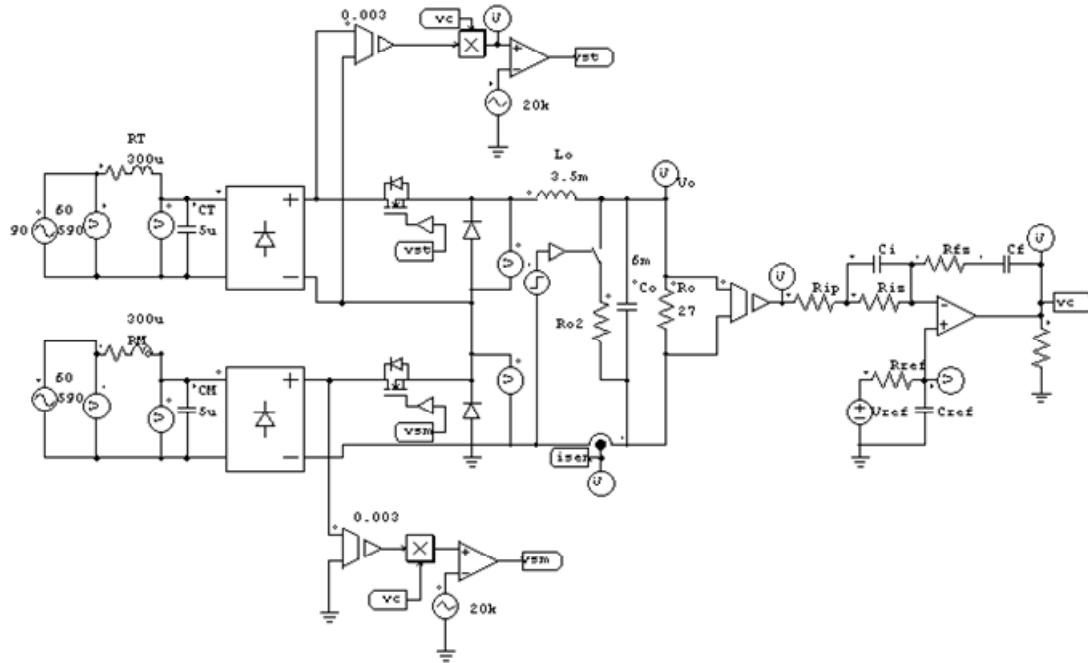


Fig. i: Retificador trifásico abaixador série-paralelo – controle simplificado.

```

.TIME 5E-007 1 0.5 1 0 0 0
VP Vo 1
C Co 1 2 6m 0 1
R Ro 1 2 27 1
MOSFET MOS1 3 4 5 0 0 0 0
DIODE D2 6 4 0 0 0
ONCTRL ON3 7 5
VTRI VTRI3 8 0 2 20k 0.5 0 0 180
BDIODE1 BD11 9 10 3 6 0 0 0 0 0 0 0 0 0
MOSFET MOS2 11 6 12 0 0 0 0
DIODE D1 0 6 0 0 0
ONCTRL ON1 13 12
VTRI VTRI1 14 0 2 20k 0.5 0 0 0
BDIODE1 BD12 15 16 11 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
VSEN VSEN2 11 0 17 0.003
C CT 9 10 5u 10 0
C CM 15 16 5u 10 1
VP2 Vm 19 16
VP2 Vt 18 10
VP2 Vcm 15 16
VP2 Vct 9 10
L Lo 4 1 3.5m 0.1 1
VSEN VSEN3 1 2 20 0.01
COMP COMP1 21 14 13
COMP COMP3 22 8 7
MULT MULT2 23 24 22
R Rip 20 25 500 0
R Riz 25 26 1300k 0
R Rfz 26 27 155k 0
C Ci 25 26 3.6n 0 0
C Cf 27 24 30n 0 0
VDC Vref 28 0 4
VP Vcontrole 24
VP Vsensor 20
OP_AMP OP_AMP1 29 26 24 12 -12
VP2 VmedioT 4 6
VP2 VmedioM 6 0
ISEN ISEN1 2 0 30 0.0333
MULT MULT1 17 24 21
VP vsensor 30
R R6 24 0 10k 0
RL RT 18 9 0 300u 0 1
RL RM 19 15 0 300u 0 1
VSEN VSEN1 3 6 23 0.003
R Rref 28 29 60k 0
C Cref 29 0 1u 0 0
VP Vref 29
VP VrefT 22
VSTEP VSTEP1 31 0 10 0
SSWI SS1 32 1 33 0 0
R Ro2 32 2 27 0
ONCTRL ON2 31 33
VSIN VT 18 10 590 60 90 0 0
VSIN VM 19 16 590 60 0 0 0

```

A.10 Retificador Trifásico Abaixador Série-Paralelo – Controle com Feedforward de Tensão

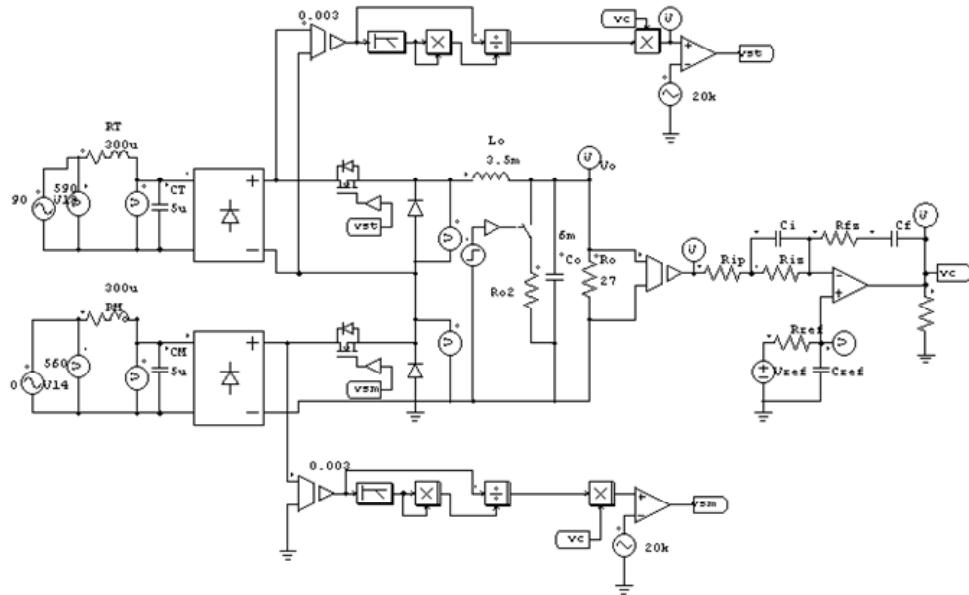


Fig. j: Retificador trifásico abaixador série-paralelo – controle feedforward de tensão.

```

.TIME 5E-007 0.6 0.5 1 0 0 0
VP Vo 1
C Co 1 0 6m 0 1
R Ro 1 0 27 1
MOSFET MOS1 2 3 4 0 0 0 0
DIODE D2 5 3 0 0 0
ONCTRL ON3 6 4
VTRI VTRI3 7 0 2 20k 0.5 0 0 180
BDIODE1 BD11 8 9 2 5 0 0 0 0 0 0 0 0 0
MOSFET MOS2 10 5 11 0 0 0
DIODE D1 0 5 0 0 0
ONCTRL ON1 12 11
VTRI VTRI1 13 0 2 20k 0.5 0 0 0
BDIODE1 BD12 14 15 10 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
VSEN VSEN2 10 0 16 0.003
C CT 8 9 5u 10 0
C CM 14 15 5u 10 1
VP2 Vm 18 15
VP2 Vt 17 9
VP2 Vcm 14 15
VP2 Vct 8 9
L Lo 3 1 3.5m 0.1 1
VSEN VSEN3 1 0 19 0.01
COMP COMP1 20 13 12
COMP COMP3 21 7 6
MULT MULT2 22 23 21
R Rip 19 24 500 0
R Riz 24 25 1300k 0
R Rfz 25 26 155k 0
C Ci 24 25 3.6n 0 0
C Cf 26 23 30n 0 0
VDC Vref 27 0 4
VP Vcontrole 23
VP Vsensor 19
OP_AMP OP_AMP1 28 25 23 12 -12
VP2 VmedioT 3 5
VP2 VmedioM 5 0
DIVD DIVD1 16 29 30
FILTER_LP2 LP1 16 31 1 10 0.7
DIVD DIVD2 32 33 22
MULT MULT1 30 23 20
R R6 23 0 10k 0
MULT MULT4 34 34 33
FILTER_LP2 LP2 32 34 1 10 0.7
MULT MULT3 31 31 29
RL RT 17 8 0 300u 0 1
RL RM 18 14 0 300u 0 1
VSEN VSEN1 2 5 32 0.003
R Rref 27 28 60k 0
C Cref 28 0 1u 0 0
VP Vref 28
VP VrefT 21
VSTEP VSTEP1 35 0 10 0
SSWI SS1 36 1 37 0 0
R Ro2 36 0 27 0
ONCTRL ON2 35 37
VSIN V13 17 9 590 60 90 0 0
VSIN V14 18 15 560 60 0 0 0

```

A.11 Retificador Trifásico Abaixador Série-Paralelo – Controle com Feedforward de Tensão e distorção harmônica na tensão de entrada

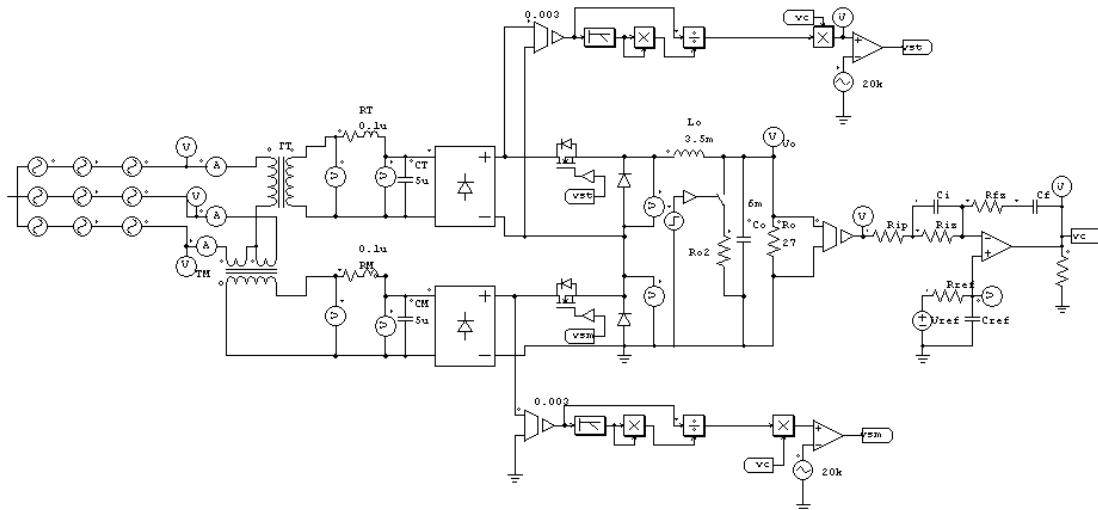


Fig. I: Retificador trifásico abaixador série-paralelo – controle feedforward de tensão e distorção harmônica na tensão de entrada.

```

.TIME 5E-007 0.6 0.5 1 0 0 0
VP Vo 1
C Co 1 0 6m 0 1
R Ro 1 0 27 1
MOSFET MOS1 2 3 4 0 0 0 0
DIODE D2 5 3 0 0 0
ONCTRL ON3 6 4
VTRI VTRIS 7 0 2 20k 0.5 0 0 180
BDIODE1 BD11 8 9 2 5 0 0 0 0 0 0 0 0 0
MOSFET MOS2 10 5 11 0 0 0 0
DIODE D1 0 5 0 0 0
ONCTRL ON1 12 11
VTRI VTRII 13 0 2 20k 0.5 0 0 0
BDIODE1 BD12 14 15 10 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
VSEN VSEN2 10 0 16 0.003
C CT 8 9 5u 10 0
C CM 14 15 5u 10 1
VP2 Vm 18 15
VP2 Vt 17 9
VP2 Vcm 14 15
VP2 Vct 8 9
L Lo 3 1 3.5m 0.1 1
VSEN VSEN3 1 0 19 0.01
COMP COMP1 20 13 12
COMP COMP3 21 7 6
MULT MULT2 22 23 21
R Rip 19 24 500 0
R Riz 24 25 1300k 0
R Rfz 25 26 155k 0
C Ci 24 25 3.6n 0 0
C Cf 26 23 30n 0 0
VDC Vref 27 0 4
VP Vcontrole 23
VP Vsensor 19
OP_AMP OP_AMPI 28 25 23 12 -12
VP2 VmedioT 3 5
VP2 VmedioM 5 0
DIVD DIVD1 16 29 30
FILTER_LP2 LP1 16 31 1 10 0.7
DIVD DIVD2 32 33 22
MULT MULT1 30 23 20
R R6 23 0 10k 0
MULT MULT4 34 34 33
FILTER_LP2 LP2 32 34 1 10 0.7
MULT MULT3 31 31 29
RL RT 17 8 0 0.1u 0 1
RL RM 18 14 0 0.1u 0 1
VSEN VSEN1 2 5 32 0.003
TF_1F TT 35 36 17 9 0.01 0.01 0.000001 0.0003 4 0.786 1
TF_1F_3W TM 15 18 37 36 36 38 0.001 0.01 0.01 0.0003
0.000001 0.000001 4 1 0.453 0.453
IP Ia 40 35
IP Ib 41 38
IP Ic 39 37
R Rref 27 28 60k 0
C Cref 28 0 1u 0 0
VP Vref 28
VP VrefT 21
VSIN3 Vrede 42 43 44 0 380 60 0
VP Va 40
VP Vb 41
VP Vc 39
VSTEP VSTEP1 45 0 10 0
SSWI SS1 46 1 47 0 0
R Ro2 46 0 27 0
ONCTRL ON2 45 47
VSIN V13 48 42 5.65 180 0 0 0
VSIN V14 49 43 5.23 180 120 0 0
VSIN V15 50 44 5.44 180 -120 0 0
VSIN V16 40 48 8.76 300 0 0 0
VSIN V17 41 49 5.94 180 120 0 0
VSIN V18 39 50 8.49 180 -120 0 0

```

A.12 Retificador Trifásico Abaixador Série-Paralelo – Controle com Feedforward de Corrente e Distorção Harmônica de Entrada

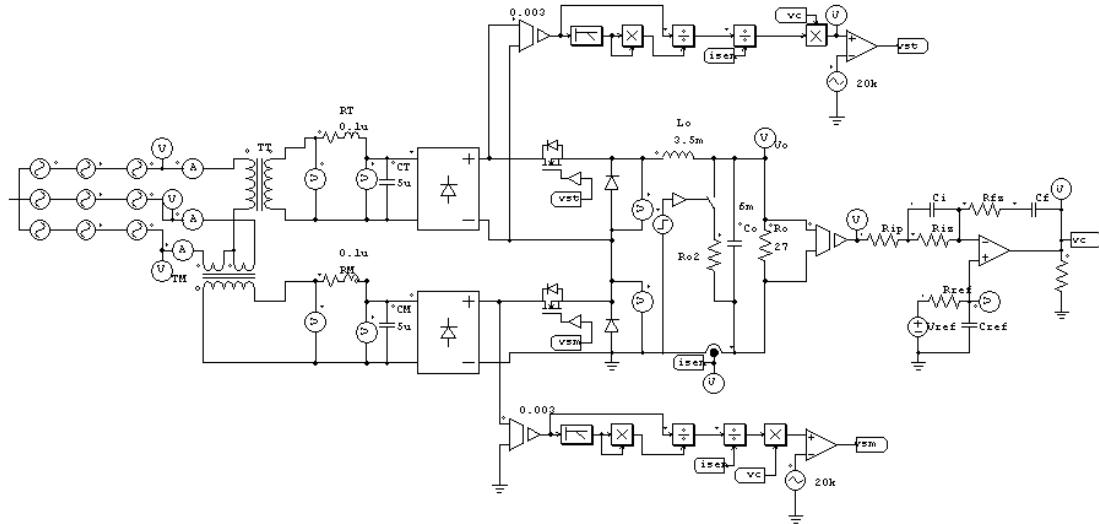


Fig. m: Retificador trifásico abaixador série-paralelo – controle feedforward de corrente.

```

.TIME 5E-007 0.6 0.5 1 0 0 0
VP Vo 1
C Co 1 2 6m 0 1
R Ro 1 2 27 1
MOSFET MOS1 3 4 5 0 0 0 0
DIODE D2 6 4 0 0 0
ONCTRL ON3 7 5
VTRI VTRI3 8 0 2 20k 0.5 0 0 180
BDIODE1 BD11 9 10 3 6 0 0 0 0 0 0 0 0 0
MOSFET MOS2 11 6 12 0 0 0 0
DIODE D1 0 6 0 0 0
ONCTRL ON1 13 12
VTRI VTRI1 14 0 2 20k 0.5 0 0 0
BDIODE1 BD12 15 16 11 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
VSEN VSEN2 11 0 17 0.003
C CT 9 10 5u 10 0
C CM 15 16 5u 10 1
VP2 Vm 19 16
VP2 Vt 18 10
VP2 Vcm 15 16
VP2 Vct 9 10
L Lo 4 1 3.5m 0.1 1
VSEN VSEN3 1 2 20 0.01
COMP COMP1 21 14 13
COMP COMP3 22 8 7
MULT MULT2 23 24 22
R Rip 20 25 500 0
R Riz 25 26 1300k 0
R Rfz 26 27 155k 0
C Ci 25 26 3.6n 0 0
C Cf 27 24 30n 0 0
VDC Vref 28 0 4
VP Vcontrole 24
VP Vsensor 20
OP_AMP OP_AMP1 29 26 24 12 -12
VP2 VmedioT 4 6
VP2 VmedioM 6 0
DIVD DIVD1 17 30 31
FILTER_LP2 LP1 17 32 1 10 0.7
DIVD DIVD2 33 34 35
ISEN ISEN1 2 0 36 0.0333
DIVD DIVD3 35 36 23
MULT MULT1 37 24 21
DIVD DIVD4 31 36 37
VP vsensor 36
R R6 24 0 10k 0
MULT MULT4 38 38 34
FILTER_LP2 LP2 33 38 1 10 0.7
MULT MULT3 32 32 30
RL RT 18 9 0 0.1u 0 1
RL RM 19 15 0 0.1u 0 1
VSEN VSEN1 3 6 33 0.003
TF_IF TT 39 40 18 10 0.01 0.01 0.000001 0.0003 4 0.786 1
TF_IF_3W TM 16 19 41 40 40 42 0.001 0.01 0.01 0.0003
0.000001 0.000001 4 1 0.453 0.453
IP la 44 39
IP Ib 45 42
IP Ic 43 41
R Rref 28 29 60k 0
C Cref 29 0 1u 0 0
VP Vref 29
VP VrefT 22
VP Va 44
VP Vb 45
VP Vc 43
VSTEP VSTEP1 46 0 10 0.0
SSWI SS1 47 1 48 0 0
R Ro2 47 2 27 0
ONCTRL ON2 46 48
VSIN3 VSIN32 49 50 51 0 380 60 0
VSIN V13 52 49 5.65 180 0 0 0
VSIN V14 53 50 5.23 180 120 0 0
VSIN V15 54 51 5.44 180 -120 0 0
VSIN V16 44 52 8.76 300 0 0 0
VSIN V17 45 53 5.94 180 120 0 0
VSIN V18 43 54 8.49 180 -120 0 0

```

A.13 Retificador Trifásico Abaixador Série-Paralelo – Controle com Feedforward de Corrente

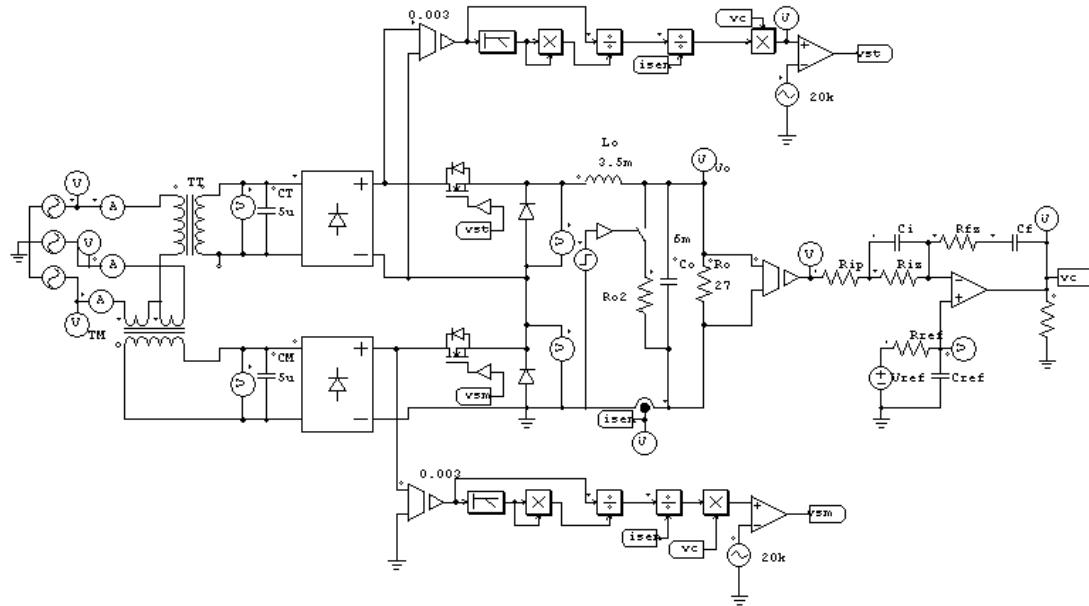


Fig. n: Retificador trifásico abaixador série-paralelo – controle feedforward de corrente.

```

.TIME 5E-007 0.9 0.5 1 0 0 0
VP Vo 1
C Co 1 2 6m 0 1
R Ro 1 2 27 1
MOSFET MOS1 3 4 5 0 0 0 0
DIODE D2 6 4 0 0 0
ONCTRL ON3 7 5
VTRI VTRI3 8 0 2 20k 0.5 0 0 180
BDIODE1 BD11 9 10 3 6 0 0 0 0 0 0 0 0 0
MOSFET MOS2 11 6 12 0 0 0 0
DIODE D1 0 6 0 0 0
ONCTRL ON1 13 12
VTRI VTRI1 14 0 2 20k 0.5 0 0 0
BDIODE1 BD12 15 16 11 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
VSEN VSEN2 11 0 17 0.003
C CT 9 10 5u 10 0
C CM 15 16 5u 10 1
VP2 Vcm 15 16
VP2 Vct 9 10
L Lo 4 1 3.5m 0.1 1
VSEN VSEN3 1 2 18 0.01
COMP COMP1 19 14 13
COMP COMP3 20 8 7
MULT MULT2 21 22 20
R Rip 18 23 500 0
R Riz 23 24 1300k 0
R Rfz 24 25 155k 0
C Ci 23 24 3.6n 0 0
C Cf 25 22 30n 0 0
VDC Vref 26 0 4
VP Vcontrole 22
VP Vsensor 18
OP_AMP OP_AMPI 27 24 22 12 -12
VP2 VmedioT 4 6
VP2 VmedioM 6 0
DIVD DIVD1 17 28 29
FILTER_LP2 LP1 17 30 1 10 0.7
DIVD DIVD2 31 32 33
ISEN ISEN1 2 0 34 0.0333
DIVD DIVD3 33 34 21
MULT MULT1 35 22 19
DIVD DIVD4 29 34 35
VP vsensor 34
R R6 22 0 10k 0
MULT MULT4 36 36 32
FILTER_LP2 LP2 31 36 1 10 0.7
MULT MULT3 30 30 28
VSEN VSEN1 3 6 31 0.003
TF_1F TT 40 41 9 10 0.01 0.01 0.000001 0.0003 4 0.786 1
TF_1F_3W TM 16 15 42 41 41 43 0.001 0.01 0.01 0.0003
0.000001 0.000001 4 1 0.453 0.453
IP la 45 40
IP Ib 46 43
IP Ic 44 42
R Rref 26 27 60k 0
C Cref 27 0 1u 0 0
VP Vref 27
VP VrefT 20
VP Va 45
VP Vb 46
VP Vc 44
VSTEP VSTEP1 37 0 10 0.6
SSWISS1 38 1 39 0 0
R Ro2 38 2 27 0
ONCTRL ON2 37 39
VSIN3 VSIN32 45 46 44 0 380 60 0

```

A.14 Retificador Trifásico Abaixador Série-Paralelo – Controle com Feedforward de Corrente e Carga Não-Linear

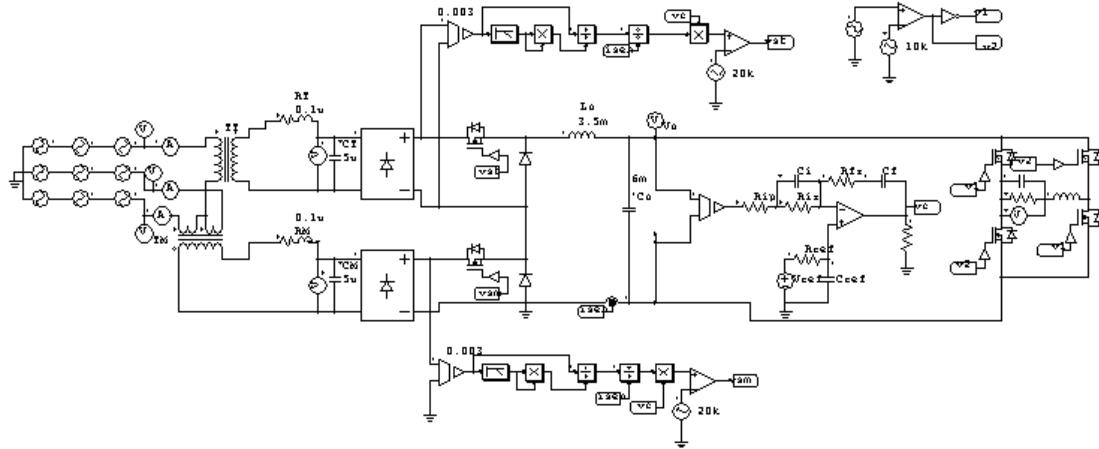


Fig. o: Retificador trifásico abaixador série-paralelo – controle feedforward de corrente e carga não-lienar.

```

.TIME 5E-007 0.6 0.56 1 0 0 0
VP Vo 1
C Co 1 2 6m 0 1
MOSFET MOS1 3 4 5 0 0 0 0
DIODE D2 6 4 0 0 0
ONCTRL ON3 7 5
VTRI VTRI3 8 0 2 20k 0.5 0 0 180
BDIODE1 BD11 9 10 3 6 0 0 0 0 0 0 0 0 0
MOSFET MOS2 11 6 12 0 0 0 0
DIODE D1 0 6 0 0 0
ONCTRL ON1 13 12
VTRI VTRI1 14 0 2 20k 0.5 0 0 0
BDIODE1 BD12 15 16 11 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
VSEN VSEN2 11 0 17 0.003
C CT 9 10 5u 10 0
C CM 15 16 5u 10 1
VP2 Vcm 15 16
VP2 Vct 9 10
L Lo 4 1 3.5m 0.1 1
VSEN VSEN3 1 2 20 0.01
COMP COMP1 21 14 13
COMP COMP3 22 8 7
MULT MULT2 23 24 22
R Rip 20 25 500 0
R Riz 25 26 1300k 0
R Rfz 26 27 155k 0
C Ci 25 26 3.6n 0 0
C Cf 27 24 30n 0 0
VDC Vref 28 0 4
OP_AMP OP_AMP1 29 26 24 12 -12
DIVD DIVD1 17 30 31
FILTER_LP2 LP1 17 32 1 10 0.7
DIVD DIVD2 33 34 35
ISEN ISEN1 2 0 36 0.0333
DIVD DIVD3 35 36 23
MULT MULTI1 37 24 21
DIVD DIVD4 31 36 37
R R6 24 0 10k 0
MULT MULT4 38 38 34
FILTER_LP2 LP2 33 38 1 10 0.7
MULT MULT3 32 32 30
RL RT 18 9 0 0.1u 0 1
RL RM 19 15 0 0.1u 0 1
VSEN VSEN1 3 6 33 0.003
TF_1F TT 39 40 18 10 0.01 0.01 0.000001 0.0003 4 0.786 1
TF_1F_3W TM 16 19 41 40 40 42 0.001 0.01 0.01 0.0003
0.000001 0.000001 4 1 0.453 0.453
IP la 44 39
IP Ib 45 42
IP Ic 43 41
R Rref 28 29 60k 0
C Cref 29 0 1u 0 0
VP Va 44
VP Vb 45
VP Vc 43
VSIN3 VSIN32 46 47 48 0 380 60 0
VSIN V13 49 46 5.65 180 0 0 0
VSIN V14 50 47 5.23 180 120 0 0
VSIN V15 51 48 5.44 180 -120 0 0
VSIN V16 44 49 8.76 300 0 0 0
VSIN V17 45 50 5.94 180 120 0 0
VSIN V18 43 51 8.49 180 -120 0 0
MOSFET MOS3 1 52 53 0 0 0 0
MOSFET MOS4 52 2 54 0 0 0 0
MOSFET MOSS 1 55 56 0 0 0 0
MOSFET MOS6 55 2 57 0 0 0 0
ONCTRL ON4 58 53
ONCTRL ON5 59 54
ONCTRL ON6 59 56
ONCTRL ON7 58 57
R R10 52 60 6.6 0
L L6 60 55 3m 0 0
C C8 52 60 10u 0 0
COMP COMP4 61 62 59
NOTGATE NOT1 59 58
VTRI VTRI2 62 0 8 10k 0.5 -4 0 180
VSIN V1 61 0 4 60 0 0 0
VP2 Vo2 52 60

```

Referências Bibliográficas

- [1] BOSE, B. K. *Power Electronics and Motion Control – Technology Status and Recent Trends*. IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. 20 No. 05, 1993.
- [2] SHEPARD, J. D., *Power electronics futures*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, págs.31-34, 2004.
- [3] BARBI, I. *Eletrônica de Potência*. 3º Edição. Edição do autor, 2000.
- [4] WATANABE, E. H.; STEPHAN, R. M.; AREDES M. *New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 8, No. 2, págs. 697-703, April 1993.
- [5] IEEE - Industry Application Society. *IEEE Recommended Practices and Requirements of Harmonic Control in Electrical Power Systems*. IEEE std 519, NY-USA, 1992.
- [6] SOUZA A. *Single-phase high power factor rectifiers with reduced conduction losses and soft-switching*. Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.
- [7] BARBI, I., PÖTTKER DE SOUZA, F. *A Unity Power Factor Buck Pré-Regulator with Feedforward of the Output Inductor Current*. Applied Power Electronics Conference 1999, págs.1130-1135 Vol.2, March, 1999.
- [8] DE SOUZA, A.F.; BARBI, I., *A new ZVS-PWM unity power factor rectifier with reduced conduction losses*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, Issue 6, págs:746-752, October,1995.
- [9] TODD P. C. *U-134 - UC3854 controlled power factor correction circuit design Unitrode Application Note*. Unitrode Corp., Merrimack, NH, 1999.
- [10] BARBI, I. *Projeto de fontes chaveadas*. Edição do autor, Florianópolis, 2002.
- [11] UNITRODE, *UC3854-High Power Factor Preregulator. Datasheet*. Unitrode Corp., Merrimack, NH, 1999.
- [12] NUSSBAUMER, T. and KOLAR, J. W., *Improving Mains Current Quality for Three-Phase Three-Switch Buck-Type PWM Rectifiers*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, no.4, págs. 967-973, July 2006.
- [13] DE FREITAS, L. C. G., SIMÕES, M. G., CANESIN C. A., and L. C. DE FREITAS, *Programmable PFC Based Hybrid Multipulse Power Rectifier for*

- Ultra Clean Power Application*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, no.4, págs. 959-966, July 2006.
- [14] NUSSBAUMER, T., BAUMANN, M., and KOLAR, J. W., *Comprehensive Design of a Three-Phase Three-Switch Buck-Type PWM Rectifier*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no.2, págs. 551-559, 2007.
- [15] CHOI S., *A Three-Phase Unity-Power-Factor Diode Rectifier With Active Input Current Shaping*, IEEE Trans. Industrial Electron., vol. 52, no.6, págs. 1711-1714, March 2007.
- [16] PIRES V. F. and SILVA J.F., *Three-phase single-stage four-switch PFC buck-boost-type rectifier*, IEEE Trans. Industrial Electron., vol. 52, Issue 2, págs. 444-453, April 2005.
- [17] G. GONG; M.L. HELDWEIN; U. DROFENIK; J.MINIBOCK; K. MINO and J.W. KOLAR "Comparative evaluation of three-phase high-power-factor AC-DC converter concepts for application in future More Electric Aircraft," IEEE Trans. Industrial Electron., vol. 52, Issue 3, págs. 727-737, June 2005.
- [18] BAUMANN M., and KOLAR, J. W., *A novel control concept for reliable operation of a three-phase three-switch buck-type unity-power-factor rectifier with integrated boost output stage under heavily unbalanced mains condition*, IEEE Trans. Industrial Electron., vol. 52, Issue 2, págs. 399-409, April 2005.
- [19] GARCIA-GIL, R., ESPI, J.M, DEDE, E.J., and SANCHIS-KILDERS E., *A bidirectional and isolated three-phase rectifier with soft-switching operation*, IEEE Trans. Industrial Electron., vol. 52, Issue 3, págs. 765-773, June 2005.
- [20] BORGONOVO, D. *Análise modelagem e controle de retificadores PWM trifásicos*. Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.
- [21] BARBI, I.; NOVAES, Y. R.; et al. *Retificadores PWM Trifásicos Unidirecionais com Alto Fator de Potência*. Revista SOBRAEP vol 7 págs.1-14, Novembro 2002.
- [22] BATISTA, F. A. B. *Modulação Vetorial Aplicada a Retificadores Trifásicos PWM Unidirecionais*. Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2006.
- [23] NBR-5410 – *Instalações Elétricas de Baixa Tensão. Segunda Edição*. ABNT – Associação Brasileira de Normas Técnicas, Brasil, 2004.

- [24] KOLAR, J.W.; DROFENIK, U.; ZACH, F.C. *VIENNA rectifier II-a novel single-stage high-frequency isolated three-phase PWM rectifier system*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, Issue 4, págs.674-691, Ago, 1999.
- [25] WANG, K., LEE, F. C., BOROYEVICH, D.; YAN, X. *A new quasi-single-stage isolated three-phase ZVZCS buck PWM rectifier*. Power Electronics Specialists Conference, 1996. vol. 1, págs. 449-455 . Junho, 1996.
- [26] GARCIA-GIL, R.; ESPI, J.M.; Dede, E.J.; Sanchis-Kilders, E. *A bidirectional and isolated three-phase rectifier with soft-switching operation*. IEEE Transactions Industrial Electronics, vol. 52, no. 3, págs.765 - 773 Junho, 2005.
- [27] SPIAZZI, G. and LEE, F. C., *Implementation of single-phase boost power factor-correction circuits in three-phase application*, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 44, págs. 365–371, June 1997.
- [28] HAHN, J., ENJETI, P.N., and PITEL, I.J., *A new three-phase power-factor correction (PFC) scheme using two single-phase PFC modules*, IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 38, págs. 123–130 Jan.-Feb. 2002.
- [29] MIYAIRI S. et al., *New method for reducing harmonics involved in input and output of rectifier with interphase transformer*, IEEE Trans. Industry Applications., vol.22 , págs. 790-797 Sept./Oct. 1986
- [30] HAMMOND, P.W., *Power quality for medium voltage AC drives*, IEEE Petroleum and chemical Industry Tech. Conf., Denver, CO, Sept. 1995.
- [31] CHOI, S., LEE, B. S. , ENJETI, P. N., *New 24-pulse diode rectifier system for utility interface of high-power AC motor drives*, IEEE Trans. Industry Applications vol. 33 no. 2 March/April 1997.
- [32] PAICE, D. A. *Power Electronic Converter Harmonics – Multipulse Methods for Clean Power*. IEEE Press, NY, USA, 1995.
- [33] KEY, T. S., and JIH-SHENG, L. *Comparison of Standads and Power Supply Options for Limiting Harmonics Distortion in Power Systems*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29 No.4, 1993.
- [34] RUFFER A. and ANDRIANIRINA Ch. B., *A symmetrical 3-phase 2-switch PFC-power supply for variable output voltage*. Symposium EPE'95: European Conference on Power Electronics and Applications, Spain, 1995.
- [35] ANDRIANIRINA Ch.-B, RUFER, A., GIANDOMENICO, N., BESSON, F. *A flexible 4kW-3Phase-2Switch PFC Power Rectifier for Supplying a Modern*

EDM Machine. Intelligent Motion and Power Quality 2005, Nürnberg, Germany, 2005.

- [36] MILLER, S. K. T. and BARBI I., *Practical aspects of the unity power factor isolated three-phase rectifier based on the Scott transformer*. Applied Power Electronics Conference, 2005, Austin, TX, 2005.
- [37] CHEN, T. H., *Comparison of Scott and Le Blanc Transformers for Supplying Unbalanced Electric Railway Demands*. Electric Power System Research, vol. 28 No. 3, January, págs. 235-240, 1994.
- [38] HUANG, S. R., KUO, Y. L., CHEN, B. N., LU, K.C. and HUANG, M. C., *A Short Circuit Current Study for the Power Supply System of Taiwan Railway*. IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 16, No. 4, págs. 492-497, 2001.
- [39] HO, J-M, TSOU, T.-L. *The effect analysis and simulation test of harmonics on differential protection of Scott transformers*. Power Tech Proceedings, 2001 IEEE Porto, vol. 4, págs.10-13, 2001.
- [40] KUO, H.-Y. and CHEN, T.-H., *Rigorous Evaluation of the Voltage Unbalance Due to High-Speed Railway Demands*. Ieee Transactions on Vehicular Technology, vol. 47, no. 4, págs. 1385-89, 1998.
- [41] PILO, E.; ROUCO, L.; FERNANDEZ, A., *A reduced representation of 2/spl times/25 kV electrical systems for high-speed railways*. Rail Conference, Proceedings of the 2003 IEEE/ASME Joint, págs. 199-205, 2003.
- [42] STIGANT, S. A. and LACEY, H. M. *The J. & P. Transformer Book – a practical technology of the power transformer*. 9º Edition. Johnson & Phillips LTD, Londres, 1965.
- [43] MILLER, S. K. T. *Retificador trifásico com fator de potência unitário baseado no transformador Scott*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2004.
- [44] TOGNOLINI M., RUFER A., *A DSP based control for a symmetrical three phase two switch PFC rectifier for variable output voltage*, Power Electronics Specialists Conference, 1996. vol. 2, págs. 1588-1594, Baveno, Italy. 1996.
- [45] BADIN, A. A., BARBI, I., *Simplified control technique for three-phase rectifier PFC based on the Scott transformer*. ISIE '06, Montreal, 2006.
- [46] BADIN, A. A., BARBI, I., *Unity power factor isolated three-phase rectifier with neutral point based on the Scott transformer*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. Dallas, TX, 2006.

- [47] BADIN, A.A.; BARBI, I., *Unity Power Factor Isolated Three-Phase Rectifier With Split DC-Bus Based on the Scott Transformer*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, Issue 3, págs:1278-1287, 2008.
- [48] RENÉ, P. T. B., PERIN, A.J., *O transistor IGBT em eletrônica de potência*. Sagra Luzzatto Editores, Porto Alegre, 1997.
- [49] SILVA JR, E. T. *Análise e projeto de compensadores para o conversor boost*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1994.
- [50] SEMIKRON, *Semidriver – High power IGBT driver SKHI 10*. Datasheet. Semikron, 2000.
- [51] HIRACHI, K., IWADA, T., SHIBAYAMA, K. *A specific control Implementation on buck-type Active Power Filtering Converters*. INTELEC Proceedings, 1995, págs. 444-449, 1995.
- [52] PÖTTKER DE SOUZA, F. *Correção do fator de potência para instalações de baixa potência empregando filtros ativos*. Tese de doutorado, Universidade federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2000.
- [53] BADIN, A.A.; BARBI, I., *Three-phase series-buck rectifier with split DC-bus based on the Scott transformer*. Power Electronics Specialists Conference 2008 págs. 516-522. Rhodes, Greece, 2008.
- [54] LEE, B.-K. and EHSAMI, M.; *A simplified functional simulation model for three-phase voltage-source inverter using switching function concept*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 48, Issue 2, págs. 309-321, April 2001.
- [55] GROTZBACH, M.; BAUTA, M.; *Modeling of AC/DC converters under unbalanced voltage supply using complex switching functions.*, 10th International Conference on Harmonics and Quality of Power, vol. 2, págs. 710-715, 2002.
- [56] SALAZAR, L.; JOOS, G.; *PSPICE simulation of three-phase inverters by means of switching functions.*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, Issue 1, págs. 35-42 Jan. 1994.
- [57] ERICKSON, R. W., *Fundamental of Power Electronics*. Chapman & Hall, Internacional Thomson Publishing, 1997
- [58] VORPÉRIAN, V. *Simplified analysis of PWM converters using the model of PWM Switch*. VPEC Seminar Tutorials, págs. 1-9, 1988.

- [59] BARBI, I. MARTINS, C. D. *Conversores CC-CC básicos não isolados*. Edição do autor. Florianópolis, 2000.
- [60] SEMIKRON, *Semidriver - Single IGBT Driver SKHI 10op*. Datasheet. Semikron, 2003.
- [61] SEMIKRON, *Dual IGBT driver isolated power supply - SKHI PS1*. Datasheet. Semikron, 2003