

CLÓVIS ANTÔNIO PETRY

**ESTABILIZADORES DE TENSÃO ALTERNADA
PARA ALIMENTAÇÃO DE CARGAS NÃO-
LINEARES: ESTUDO DE VARIAÇÕES
TOPOLÓGICAS E MÉTODOS DE CONTROLE**

FLORIANÓPOLIS

2005

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

ESTABILIZADORES DE TENSÃO ALTERNADA
PARA ALIMENTAÇÃO DE CARGAS NÃO-
LINEARES: ESTUDO DE VARIAÇÕES
TOPOLÓGICAS E MÉTODOS DE CONTROLE

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

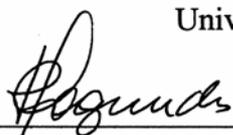
CLÓVIS ANTÔNIO PETRY

Florianópolis, Março de 2005.

ESTABILIZADORES DE TENSÃO ALTERNADA PARA ALIMENTAÇÃO DE CARGAS NÃO-LINEARES: ESTUDO DE VARIAÇÕES TOPOLÓGICAS E MÉTODOS DE CONTROLE

CLÓVIS ANTÔNIO PETRY

‘Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *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. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.

Orientador



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Co-Orientador



Prof. Alexandre Trofino Neto, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

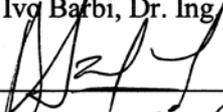


Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.

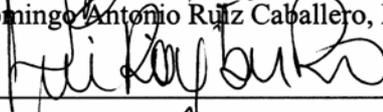
Presidente



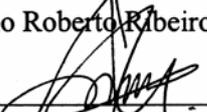
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Domingo Antonio Ruiz Caballero, Dr.



Prof. Enio Roberto Ribeiro, Dr.



Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

DEDICATÓRIAS

À humanidade.

À minha família.

À Vanessa e aos nossos sonhos.

AGRADECIMENTOS

Ao povo brasileiro por financiar meus estudos por meio do CNPq.

Aos professores João Carlos dos Santos Fagundes e Ivo Barbi pela orientação, dedicação e paciência para conduzir este ser humano imperfeito pelo bom caminho.

Aos professores da banca examinadora da tese e do exame de qualificação, pela prestatividade e valiosas contribuições.

Aos professores Arnaldo, Denizar, Hari e Kassick pelos ensinamentos e auxílio na revisão bibliográfica.

Ao professores do Departamento de Engenharia Elétrica pela orientação nos diversos estágios de docência realizados ao longo do doutoramento.

Ao corpo funcional do INEP, sejam os técnicos, estagiários, bolsistas, secretárias, serventes e demais integrantes, meu agradecimento pela ajuda irrestrita e companheirismo de vários anos.

Agradeço especialmente aos colegas Paulo Mário, Marlos, Telles, André Fuerback e Luiz C. Tomaselli pelas contribuições, sem as quais este trabalho não teria sido possível.

Ao Jean Paulo Rodrigues, que por felicidade dissertou sobre o mesmo tema desta tese, pelas discussões, trabalhos em conjunto, companheirismo e amizade.

Aos colegas de sala e inúmeros amigos de todos estes anos de vivência, sem vocês o cotidiano seria insuportável e o saudosismo não estaria agora presente.

Aos familiares por estarem sempre comigo, por segurarem minha mão nos momentos difíceis e sorrirem comigo nos momentos de vitória.

Agradeço especialmente a você Vanessa, por estar ao meu lado todos estes anos e compartilhar comigo sonhos e conquistas.

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

ESTABILIZADORES DE TENSÃO ALTERNADA PARA ALIMENTAÇÃO DE CARGAS NÃO-LINEARES: ESTUDO DE VARIAÇÕES TOPOLÓGICAS E MÉTODOS DE CONTROLE

Clóvis Antônio Petry

Março/2005

Orientador: Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.

Co-Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras chave: Estabilizador de tensão, condicionador de tensão, conversão CA-CA, filtragem ativa, cargas não-lineares, qualidade da energia.

Número de páginas: 240

RESUMO: Neste trabalho aborda-se o estudo de estabilizadores de tensão alternada que possuem a capacidade de disponibilizar na saída uma tensão com amplitude e forma de acordo com uma referência pré-determinada. Através de uma ampla revisão bibliográfica dos conversores CA-CA faz-se uma classificação dos mesmos e generaliza-se o conceito de compensação série de tensão. Uma topologia de conversor CA-CA indireto sem elementos armazenadores de energia no barramento é escolhida e estudada em todos os seus detalhes, desde o estágio de potência até as possíveis formas de controle da mesma. Na metodologia de projeto do estágio de potência é levada em conta a modelagem da carga não-linear e da tensão de entrada distorcida. As implicações no controle do conversor na presença de impedância de linha são estudadas e, sugere-se a utilização de um filtro de entrada para possibilitar a utilização do controle por realimentação instantânea da tensão de saída, juntamente com um controlador com resposta dinâmica rápida. Os resultados experimentais validam os estudos teóricos realizados, além de corroborar algumas hipóteses discutidas no decorrer do trabalho.

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

ALTERNATE VOLTAGE REGULATORS FOR NON-LINEAR LOADS: STUDY OF TOPOLOGY VARIATIONS AND CONTROL METHODS

Clóvis Antônio Petry

March/2005

Advisor: Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.

Co-Advisor: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Concentration Area: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Voltage regulator, line conditioner, AC-AC conversion, active filter, non-linear loads, power quality.

Number of pages: 240

ABSTRACT: This work presents the study of line conditioners that can deliver voltage with magnitude and waveform according a reference. Accomplishing a large bibliographical revision of AC-AC converters, a classification and generalization of series compensators were made. An AC-AC indirect converter topology that operates without DC link elements was chosen and studied in all its details, since the power stage until its control forms. The non-linear model of the load and the distortion of the input voltage are considered to determine the power stage design. The control implications caused by the line impedance were analyzed and a possible solution is the use of an input filter, permitting the instantaneous feedback of the output voltage and the use of a fast controller. The experimental results validate the theoretical studies and also the hypotheses discussed along this work.

SUMÁRIO

Cap. 1 Introdução	1
1.1 Identificação do problema	1
1.2 Motivações para o trabalho	6
1.3 Objetivos e contribuições	7
1.4 Organização da tese	8
Cap. 2 Condicionadores de tensão alternada	9
2.1 Contexto atual da Eletrônica de Potência	9
2.2 Definições iniciais	12
2.3 Classificação dos conversores CA-CA	14
2.4 Revisão histórica	16
2.4.1 Revisitando a Conversão CA-CA no Brasil – Estabilizadores de tensão	19
2.5 Conversão CA-CA	21
2.6 Generalização dos compensadores série de tensão	23
2.6.1 Alimentação do conversor CA-CA	23
2.6.2 Isolamento do conversor	26
2.6.3 Fluxo de energia	29
2.7 Conclusões	32
Cap. 3 Condicionador de tensão alternada – Estudo do estágio de potência	34
3.1 Topologia proposta para estudo	34
3.2 Etapas de funcionamento	35
3.2.1 Operação do retificador	36
3.2.2 Operação do inversor	37
3.3 Principais formas de onda	40
3.4 Modulação	41
3.5 Ganho estático	50
3.5.1 Modulação a dois níveis	52
3.5.2 Modulação a três níveis	52
3.6 Relação de transformação do Transformador T_1	53

3.7	Ondulação de corrente	56
3.7.1	Modulação a dois níveis	56
3.7.2	Modulação a três níveis	59
3.7.3	Modulação a dois níveis versus a três níveis	61
3.7.4	Variações na posição do indutor com modulação a três níveis	62
3.8	Ondulação de tensão	63
3.8.1	Modulação a dois níveis	66
3.8.2	Modulação a três níveis	67
3.8.3	Modulação a dois níveis versus a três níveis	68
3.9	Conclusões	69
Cap. 4 Condicionador de tensão alternada – Estudo do estágio de controle		70
4.1	Técnicas de controle da tensão de saída	71
4.1.1	Controle por pré-alimentação	71
4.1.2	Controle por detecção ortogonal	73
4.1.3	Controle no modo corrente	75
4.1.4	Controle por realimentação instantânea da tensão de saída	76
4.2	Estudo do controle para o condicionador CA-CA ideal	78
4.2.1	Obtenção das funções de transferência	78
4.2.2	Projeto do sistema de controle em malha fechada	82
4.3	Estudo do controle para o condicionador CA-CA real	87
4.3.1	O problema da impedância de linha e algumas topologias possíveis	87
4.3.2	Entendimento físico do zero <i>RHP</i> na $G(s)$	90
4.3.3	Algumas soluções para eliminar o efeito da impedância de linha	92
4.4	Estudo do controle para o condicionador CA-CA real com filtro de entrada no retificador/inversor	98
4.4.1	Obtenção das funções de transferência	98
4.4.2	Projeto do sistema de controle em malha fechada	102
4.5	Conclusões	107
Cap. 5 Metodologia de projeto e resultados experimentais		108
5.1	Projeto do circuito de potência	108
5.1.1	Dados de entrada	108
5.1.2	Cálculos preliminares	109
5.1.3	Características da carga não-linear do tipo retificador com filtro capacitivo (Anexo III)	109
5.1.4	Características da tensão da rede de energia elétrica (Anexo II)	110
5.1.5	Transformador T_1	112

5.1.6	Filtro de saída (L_o , C_o)	112
5.1.7	Verificação dos limites de compensação	114
5.1.8	Filtro de entrada (Anexo IV)	115
5.1.9	Esforços nos componentes	116
5.1.10	Diagrama esquemático do circuito de potência	117
5.2	Projeto dos circuitos de comando e controle	117
5.2.1	Fonte auxiliar	117
5.2.2	Medição (amostragem) da tensão de saída	119
5.2.3	Retificador de precisão	119
5.2.4	Filtro passa-baixas	120
5.2.5	Sincronismo e sinais de comando de S_1 a S_4	120
5.2.6	Geração da tensão senoidal de referência	121
5.2.7	Geração das tensões triangulares	122
5.2.8	<i>PWM</i> – Geração dos sinais de comando de S_5 a S_8	123
5.2.9	<i>O problema da corrente média no primário do transformador</i>	124
5.2.10	<i>Compensador de tensão</i>	128
5.2.11	<i>Lógica de geração da tensão de controle</i>	132
5.3	Foto do protótipo de laboratório	134
5.4	Resultados experimentais	135
5.4.1	<i>Teste dos filtros de entrada</i>	135
5.4.2	<i>Verificação da estabilidade do sistema</i>	139
5.4.3	<i>Comando e controle</i>	140
5.4.4	<i>Ganho estático</i>	143
5.4.5	<i>Ondulação de corrente e tensão</i>	144
5.4.6	<i>Variação na frequência da rede</i>	146
5.4.7	<i>Operação com carga linear</i>	147
5.4.8	<i>Operação com carga não-linear</i>	149
5.4.9	<i>Rendimento e regulação</i>	151
5.4.10	<i>Transitórios na tensão de entrada</i>	153
5.4.11	<i>Transitórios de carga</i>	155
5.5	Conclusões	157
Cap. 6 Conclusões		159
Anexo I Metodologia para determinar as funções de transferência dos conversores		163
I.1	Modelagem do filtro de entrada	163
I.2	Modelo para regime permanente	166

I.3	Função de transferência $G(s)$	167
I.4	Função de transferência $F(s)$	169
I.5	Verificação das expressões obtidas	169
<i>Anexo II Análise da tensão de entrada distorcida</i>		<i>173</i>
II.1	Expressões de $v_i(t)$	173
II.2	Análise harmônica de $v_i(\omega t, \theta)$	175
II.3	Variação na tensão da rede	176
<i>Anexo III Modelagem da carga não-linear</i>		<i>178</i>
III.1	Caracterização da carga não-linear do tipo retificador com filtro capacitivo	178
III.2	Proposta de um modelo com formato triangular	180
III.3	Proposta de um modelo mais real	184
<i>Anexo IV Filtros de entrada</i>		<i>188</i>
IV.1	Topologias de filtros de entrada	189
IV.2	Alguns critérios de projeto	195
IV.3	Otimização	197
<i>Anexo V Condicionador de tensão alternada com alimentação independente e outras aplicações</i>		<i>201</i>
V.1	Condicionador de tensão alternada com o conversor CA-CA com alimentação independente	201
V.2	Aplicação como fonte com THD controlado	203
V.3	Aplicação como fonte CA com forma de onda programável na saída	204
V.4	Considerações finais	205
<i>Referências Bibliográficas</i>		<i>206</i>
a -	Contexto Atual da Eletrônica de Potência	206
b -	Classificação dos conversores CA-CA	209
c -	Conversores CA-CA diretos trifásicos (matriciais)	210
d -	Conversores diretos de frequência (cicloconversores)	212
e -	Compensadores série diretos	213

f - Choppers CA-CA e Controle de Fase	215
g - Conversores com mudança de derivação de transformadores	223
h - Conversores com <i>link</i> do tipo: CC, CA ou alta frequência e sem <i>link</i>	225
i - Fontes ininterruptas de energia (UPS)	230
j - Filtros ativos	230
l - Qualidade da energia	233
m - Filtros de entrada – topologias e critérios de projeto	234
n - Estudo de filtros de entrada e estratégias de controle	234
o - Interação entre controle e filtro de entrada em PFC	235
p - Controle de inversores e UPS	236
q - Estudo do zero em $G(s)$	237
r - Modulação por largura de pulsos (<i>PWM</i>) e técnicas de <i>Feedforward</i>	238
s - Medição e comando	238
t - Normas técnicas	239
u - Bibliografia complementar	239

SIMBOLOGIA

Símbolos adotados

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
Exemplos das definições		
y	Variável instantânea, dependente do tempo	
\bar{y}	Média instantânea em um período de comutação	
\tilde{y}	Perturbação de pequenos sinais	
\vec{y}	Variável vetorial	
\hat{y}	Variável parametrizada	
Y	Variável contínua no tempo	
y_{rms}	Valor eficaz (RMS)	
y_{med}	Valor médio	
y_{pk}	Valor de pico	
y_{max}	Valor máximo	
y_{min}	Valor mínimo	
y_{nom}	Valor nominal	
y^*	Variável referida	
y_{\uparrow}	Derivada de subida	
y_{\downarrow}	Derivada de descida	
y_F	Valor da componente fundamental	
y_H	Valor das componentes harmônicas	
y_k	K_ésima componente da série	
y_-	Parcela alternada da variável y	
Tensões		
v_i	Tensão no gerador do sistema de energia elétrica	V
v_i'	Tensão disponibilizada pela rede de energia elétrica	V
v_f	Tensão na saída do filtro de entrada do conversor	V
v_o	Tensão de saída	V
v_r	Tensão na saída do retificador	V
v_{dp}	Tensão no primário de T_1	V
v_{ds}	Tensão no secundário de T_1 , tensão de compensação	V
v_{ri}	Tensão na entrada do retificador	V
v_{ab}	Tensão na saída do inversor	V
$v_{g1,4}$	Tensão de comando de S_1 e S_4	V
$v_{g2,3}$	Tensão de comando de S_2 e S_3	V
$v_{g5,6}$	Tensão de comando de S_5 e S_6	V
$v_{g7,8}$	Tensão de comando de S_7 e S_8	V
v_c	Tensão de controle	V
v_{Co}	Tensão no capacitor C_o	V
v_{o_ref}	Tensão de saída de referência	V
v_f	Tensão de saída do filtro de entrada do conversor	V
v_{eq}	Tensão equivalente de regime permanente para modelagem de pequenos sinais	V
v_{ap}	Tensão entre os terminais “a” e “p” do modelo de pequenos sinais	V
v_{cp}	Tensão entre os terminais “c” e “p” do modelo de pequenos sinais	V

v_{Zi}	Tensão na impedância Z_i	V
v_{Rsi}	Tensão sobre a resistência R_{si}	V
v_f	Tensão na impedância Z_f	V
v_a	Tensão de entrada sem distorção	V
v_b	Tensão de entrada distorcida	V
v_{Lo}	Tensão sobre o indutor L_o	V
v_a	Tensão na impedância Z_a	V
v_{cc}	Tensão contínua de controle	V
v_{ca}	Tensão alternada de controle	V
v_{tri}	Tensão triangular (portadora)	V
v_F	Valor da fundamental de tensão na geração	V
v_H	Valor das harmônicas de tensão na geração	V
v_{dsF}	Valor da componente fundamental da tensão de compensação	V
v_{dsH}	Valor das componentes harmônicas da tensão de compensação	V
v_{ds_rms}	Valor eficaz da tensão de compensação	V
v_{i_rms}	Tensão eficaz de entrada	V
v_{o_rms}	Tensão eficaz na carga	V
$v_{ab_1_rms}$	Valor eficaz da componente fundamental da tensão de saída do inversor	V
$v_{i_1_rms}$	Valor eficaz da componente fundamental da tensão de entrada distorcida	V
$v_{i_h_rms}$	Valor eficaz das componentes harmônicas da tensão de entrada distorcida	V
v_{ds_pk}	Tensão de pico de compensação	V
v_{i_pk}	Tensão de pico de entrada	V
v_{o_pk}	Tensão de pico da saída	V
v_{tri_pk}	Tensão de pico das triangulares	V
v_{Lo_pk}	Tensão na entrada do integrador	V
$v_{Lo_nL_pk}$	Tensão na entrada do integrador	V
$v_{o_1} \alpha v_{o_6}$	Tensão de saída amostrada	V
v_{CC_nL}	Tensão contínua na saída da carga não-linear	V
v_{c_offset}	Tensão de controle de compensação de offset	V
v_{i_nom}	Tensão de entrada nominal	V
v_{o_nom}	Tensão de saída nominal	V
v_{i_max}	Tensão de entrada máxima	V
v_{i_min}	Tensão de entrada mínima	V
v_{ab_k}	K ésima componente da série da tensão de saída do inversor	V
v_{abSPWM}	Tensão de saída do inversor na modulação SPWM	V
v_{abRPWM}	Tensão de saída do inversor na modulação RPWM	V
V_r	Tensão contínua na entrada do inversor	V
Δv	Variação na tensão de entrada devido à distorção	V
Δi_{Co}	Ondulação de corrente no capacitor C_o	V
Δv_{Co}	Ondulação de tensão no capacitor C_o	V
$\Delta v_{Comax} \%$	Ondulação de tensão máxima percentual no capacitor C_o	V
$\overline{\Delta v_{Co}}$	Ondulação de tensão parametrizada no capacitor C_o	V
$\overline{\Delta v_{Co_max}}$	Ondulação de tensão máxima parametrizada no capacitor C_o	V
$\overline{v_{ds}}$	Tensão de compensação média instantânea	V
$\overline{v_{tri}}$	Tensão triangular defasada de 180°	V

$\overline{v_{ab}}$	Tensão de saída do inversor média em um período de comutação	V
$\overline{v_{dp}}$	Tensão no primário de T ₁ média em um período de comutação	V
$\overline{v_o}$	Tensão de saída média em um período de comutação	V
$\overline{v_{ds}}$	Tensão de compensação fasorial	V
$\overline{v_i}$	Tensão de entrada fasorial	V
$\overline{v_o}$	Tensão de saída fasorial	V
\tilde{v}_o	Tensão de saída após perturbação	V
\tilde{v}_i	Tensão de entrada após perturbação	V
\tilde{v}_c	Tensão de controle após perturbação	V
Correntes		
i_o	Corrente da carga	A
i_i	Corrente na entrada	A
i_{L_o}	Corrente no indutor L _o	A
i_{c_o}	Corrente no capacitor C _o	A
i_{eq}	Corrente equivalente de regime permanente	A
i_c	Corrente no terminal “c” do modelo de pequenos sinais	A
i_{Z_i}	Corrente na impedância Z _i	A
i_{Z_f}	Corrente na impedância Z _f	A
i_{Z_a}	Corrente na impedância Z _a	A
i_x	Corrente na entrada do retificador	A
$i_{R_{si}}$	Corrente na resistência R _{si}	A
$i_{L_o_ref}$	Corrente de referência no indutor L _o	A
i_{L_o}	Corrente no indutor L _o	A
$i_{L_o_med}$	Corrente média em L _o num período de comutação	A
$i_{L_o\sim}$	Parcela alternada da corrente em L _o	A
i_F	Valor da fundamental de corrente na carga	A
i_H	Valor das harmônicas de corrente na carga	A
i_{o_rms}	Valor eficaz da corrente de carga	A
$i_{o_rms}^*$	Corrente de carga eficaz	A
i_{o_pk}	Corrente de carga de pico amostrada	A
i_{o_pk}	Corrente de carga de pico	A
$i_{C_{omax}}^*$	Corrente máxima no capacitor C _o	A
$i_{L_o}^*$	Corrente no indutor L _o referida ao secundário de T ₁	A
$\Delta i_{o_↑}$	Derivada de subida da corrente na carga	A
$\Delta i_{o_↓}$	Derivada de decida da corrente na carga	A
$\overline{\Delta i_{L_o}}$	Ondulação de corrente no indutor L _o	A
Δi_{L_o}	Ondulação de corrente parametrizada no indutor L _o	A
$\Delta i_{L_{omax}}$	Ondulação de corrente máxima no indutor L _o	A
$\overline{\Delta i_{L_{omax}}}$	Ondulação de corrente máxima percentual no indutor L _o	A
$\overline{\Delta i_{L_o_max}}$	Ondulação de corrente máxima parametrizada no indutor L _o	A
$\overline{i_o}$	Corrente de saída fasorial	A
$\overline{i_{od}}$	Componente direta da corrente de saída fasorial	A
$\overline{i_{oq}}$	Componente em quadratura da corrente de saída fasorial	A

Demais variáveis

d	Razão cíclica	
d'	Razão cíclica teórica	
\tilde{d}	Razão cíclica perturbada	
D_{max}	Razão cíclica máxima estabelecida	
D_{min}	Razão cíclica mínima estabelecida	
d_{max}	Razão cíclica máxima calculada	
Δ	Variação na tensão de entrada	
Δ^+	Variação na tensão de entrada para mais	
Δ^-	Variação na tensão de entrada para menos	
S	Potência aparente	VA
P	Potência ativa	W
P_{con}	Potência ativa do conversor	W
Q	Potência reativa	VAR
Q_{con}	Potência reativa do conversor	VAR
S_i	Potência aparente na entrada do condicionador	VA
S_o	Potência aparente na carga	VA
S_{T1}	Potência aparente do transformador T ₁	VA
P_{sT}	Perdas nos interruptores	W
P_{dT}	Perdas nos diodos	W
T_s	Período de comutação	s
T_r	Período da tensão da rede	s
$T_{on_S1,S2,S3,S4}$	Tempo de condução de S ₁ a S ₄	s
F_r	Frequência da tensão da rede	Hz
F_s	Frequência de comutação	Hz
$t_{on_S1,S4}$	Tempo de condução de S ₁ e S ₄	s
$t_{on_S2,S3}$	Tempo de condução de S ₂ e S ₃	s
t_{on}	Tempo em que um interruptor está em condução	s
t_{off}	Tempo em que um interruptor está bloqueado	s
t_1	Tempo em que a tensão de saída do inversor é maior que zero	s
t_0	Tempo em que a tensão de saída do inversor é menor ou igual a zero	s
ω_r	Frequência angular da tensão da rede	rad/s
ω_s	Frequência angular da tensão de comutação	rad/s
T	período	s
Δt	Intervalo de subida da corrente em L _o	s
ω_f	Frequência natural do filtro de entrada do conversor	rad/s
t_ψ	Instantes de condução da carga não não-linear	s
ψ	Intervalo de condução de corrente da carga não-linear	s
\emptyset	Ângulo de atraso entre a corrente de carga em relação a tensão de entrada	°
λ	Ângulo de atraso entre a tensão de compensação e a tensão de entrada	°
$sign$	Sinal ou polaridade	
M	Índice de modulação	
a_o	Coefficiente a ₀ da série de Fourier	
a_k	Coefficientes a _k da série de Fourier	
b_k	Coefficientes b _k da série de Fourier	
k	Índice dos coeficientes da série de Fourier	
q	Tensão de saída do inversor normalizada, pulsos de comando	
THD_{vab}	Taxa de distorção harmônica da tensão de saída do inversor	

q_{SPWM}	Pulsos de comando na modulação SPWM	
q_{RPWM}	Pulsos de comando na modulação RPWM	
g	Ganho estático	
p	Função de chaveamento	
N, N_I	Relação de transformação nominal de T_1	
N_I^-	Relação de transformação de T_1 para variação negativa na tensão de entrada	
N_I^+	Relação de transformação de T_1 para variação positiva na tensão de entrada	
δ	Função auxiliar no cálculo da ondulação de corrente	
K	Ganho de controle	
h	Ganho do sensor de tensão da saída	
x	Variável auxiliar	
θ	Ângulo de distorção da tensão de entrada	°
FC	Fator de crista	
ξ_f	Amortecimento do filtro de entrada do conversor	
T_{ds}	Temperatura no dissipador para os interruptores	°C
T_{dd}	Temperatura no dissipador para os diodos	°C
T_j	Temperatura na junção	°C
R_{cd}	Resistência cápsula-dissipador	°C/W
R_{jcS}	Resistência junção-cápsula para interruptores	°C/W
R_{jcD}	Resistência junção-cápsula para diodos	°C/W
R_{da}	Resistência dissipador-ambiente	°C/W
a	Ganho de tensão	
ε_{CC}	Erro contínuo de tensão	V
ε_{CA}	Erro alternado de tensão	V
A_1, A_2	Ganhos de tensão	
MF	Margem de fase	°
ε	Erro de tensão	V
C_i	Compensador de corrente	
C_v	Compensador de tensão	
C	Compensador ou controlador	
F_m	Função de transferência do modulador	
H	Função de transferência de uma tensão por outra tensão	
G	Função de transferência da tensão de saída pela razão cíclica	
F	Função de transferência da tensão de saída pela tensão de entrada	
$FTLA$	Função de transferência de laço aberto	
$FTMF$	Função de transferência de malha fechada	

Símbolos usados nos diagramas de circuitos

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
L	Indutor
C	Capacitor
Z	Impedância
T	Transformador
S	Interruptor comandado
D	Diodo
F	Fusível
R	Resistência
U	Circuito integrado
N	Relação de transformação
L_d	Indutância de dispersão
L_{eq}	Indutância equivalente
X_c	Reatância capacitiva
Y	Cristal

Símbolos de unidades de grandezas físicas (SI)

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
Ω	Ohm
A	Ampère
F	Farad
H	Henry
Hz	Hertz
rad	Radianos
s	Segundo
V	Volt
W	Watt
VA	Volt-ampère
m	Metro
dB	Decibéis
$^{\circ}\text{C}$	Grau Celsius
$^{\circ}$	Grau trigonométrico

Acrônimos e abreviaturas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
PWM	<i>Pulse width modulation</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
CI	Circuito integrado
DAC	<i>Digital analogic converter</i>
PIC	<i>Peripheral Interface Controller</i>
TDH/THD	Taxa de distorção harmônica de um sinal periódico
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
FACT	<i>Flexible AC Transmission Systems</i>
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
UPS	<i>Uninterruptible power supply</i>
EUA	Estados Unidos da América

COBEP	Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência
SPWM	Modulação por largura de pulsos senoidal (<i>Senoidal pulse width modulation</i>)
RPWM	Modulação por largura de pulsos retangular (<i>Rectangular pulse width modulation</i>)
PID	Proporcional-integral-derivativo
FTLA	Função de transferência de laço aberto
FTMF	Função de transferência de malha fechada
IAC	<i>Injected-absorbed-current</i>
EMI	<i>Electromagnetic interference</i>
PCC	Ponto de conexão comum
FC	Fator de crista
EP	Eletrônica de Potência
RHP	<i>Right-half-plane</i>

Cap. 1 Introdução

Estabilizadores de tensão alternada, também chamados de reguladores de tensão ou condicionadores de tensão, são equipamentos usados para corrigir o valor eficaz da tensão para determinado consumidor ou grupo de consumidores. No Brasil ainda se utiliza tecnologia a base de tiristores, mas o interesse em equipamentos usando semicondutores mais rápidos e modulação *PWM* (modulação por largura de pulsos) tem aumentado.

A qualidade da energia elétrica é atualmente, um tema de destaque tanto no meio acadêmico quanto no setor industrial. Em especial, a qualidade das grandezas tensão e corrente é objeto de estudo no meio da Eletrônica de Potência (EP). Os estabilizadores de tensão, pertencentes à família dos conversores CA-CA [37], se enquadram neste contexto visando entregar à carga uma tensão regulada no valor desejado, isso em virtude da tensão disponibilizada pela rede comercial apresentar variações na sua amplitude, conforme a legislação do setor elétrico brasileiro [381]. Estas variações são dadas em valores eficazes, ficando na faixa de 189 V a 233 V para uma rede trifásica com tensão nominal de 220 V de fase [381], apesar de que comumente se especifica a variação como um percentual de variação em relação ao valor nominal [380].

Este trabalho versa sobre os estabilizadores de tensão alternada com transferência de energia indireta, sem armazenamento (*link* direto), denominados aqui de Condicionadores de Tensão Alternada, pelo fato de disponibilizarem para a carga uma tensão com valor eficaz estabilizado e com formato pré-determinado por uma referência, tipicamente senoidal. A forma de correção da tensão de entrada usada neste trabalho é a compensação série, fazendo-se um amplo estudo deste tipo de condicionador, no âmbito de variações topológicas e de formas de controle, além de todas as implicações teóricas e práticas inerentes ao desenvolvimento de um Condicionador de Tensão Alternada.

1.1 Identificação do problema

A necessidade de estabilizar a tensão no ponto de entrega aos consumidores ou ao longo do sistema de transmissão e distribuição existe desde os primórdios da utilização de tensão alternada como preferida em relação à contínua, mesmo que nessa também fosse preciso regular o valor entregue aos usuários.

Estabilizadores de tensão alternada se enquadram na conversão CA-CA (alternada – alternada), a qual pode ser abordada no contexto de qualidade da energia elétrica. Não existe uma definição de qualidade da energia aceita universalmente, como foi abordado em [306-307, 316, 317 e 322]. Uma das sugestões é aquela que estabelece um fornecimento de tensão para que o usuário final possa usar a energia do sistema de distribuição com sucesso, sem interferências e interrupções [317]. Do ponto de vista do usuário, qualidade da energia significa confiabilidade de fornecimento, com a mínima interação entre os vários equipamentos conectados à rede; já para o sistema de potência, qualidade significa o quão próximo a tensão da rede de energia elétrica está do caso ideal de estabilidade (forma e frequência), sem distorção, livre de distúrbios e confiável [316].

Os estabilizadores de tensão são comumente utilizados junto aos usuários, e das definições acima, é notório que energia de qualidade deve ser entregue dos primeiros aos últimos, e que corrigir o valor eficaz é apenas um dos propósitos que estes equipamentos devem atender. No sistema de transmissão, o conceito de FACTs (*Flexible AC Transmission Systems*) está amplamente difundido, visando justamente prover melhores condições de condicionamento e controle do fluxo de energia nesse sistema [315]. Em seguida, a jusante dos sistemas de geração e transmissão, o conceito de *Custom Power* tem a finalidade de melhorar a qualidade da energia elétrica no sistema de distribuição [312 e 315].

Filtros ativos de tensão e corrente, condicionadores de energia, compensadores de reativos e harmônicos, restauradores dinâmicos de tensão, entre outros equipamentos, têm sido estudados, desenvolvidos e experimentados por diversos grupos de pesquisa no mundo todo e começam a ser usados no sistema de transmissão e distribuição no Brasil [288, 307, 312, 313 e 321]. No entanto, do lado do consumidor é necessário controlar o fluxo de potência ativa e os equipamentos citados, na maioria das vezes não se prestam para tal. Essa tarefa é desempenhada pelos estabilizadores de tensão, sejam com tiristores ou com semicondutores mais recentes (IGBTs e MOSFETs, entre outros).

O problema com harmônicas, tão em pauta nos dias atuais (2005), devido à grande proliferação de cargas não-lineares, surgiu já antes de 1900, onde começaram os problemas de ressonância entre carga e gerador, levando a um estudo cuidadoso da forma de onda gerada e os motivos de tais ressonâncias [318]. A distorção na forma de onda disponibilizada pelas concessionárias de energia elétrica no sistema de distribuição é principalmente devida à circulação das harmônicas de corrente originadas por cargas não-lineares, presentes em residências, comércios e indústrias. Estas tendem a aumentar dia-a-dia, pois além da queda nos custos de dispositivos eletroeletrônicos, novos equipamentos são desenvolvidos continuamente e utilizam fontes chaveadas (*power supplies*) em seu interior, da mesma forma que inversores de tensão para acionamento de motores a velocidade variável, aparelhos de ar-condicionado, reatores para iluminação, utilizam comumente retificadores com filtro capacitivo como estágio de entrada, que

provocam distúrbios na rede, tais como: distorção da tensão/corrente, afundamentos de tensão devido à carga de capacitores e interferência eletromagnética devido à comutação em alta frequência dos interruptores [316].

Entre os problemas causados por energia de má qualidade, no tocante à distorção de tensão/corrente, se tem: interrupção e falhas no funcionamento, ruído audível, irritação visual, erros na transmissão de dados, aquecimento de transformadores, geradores e linhas de transmissão, ressonância elétrica em sistemas de distribuição, oscilações mecânicas em geradores e motores, etc. Desta forma, cargas críticas como, por exemplo, centros hospitalares e comerciais, indústria automobilística e de semicondutores, laboratórios de pesquisa e sistemas de transmissão de dados/imagens, exigem equipamentos que as isolem dos problemas de má qualidade da energia da rede de distribuição [319 e 321]. Estes equipamentos são os condicionadores de tensão alternada, usando o conceito de condicionamento, e não de correção do valor eficaz, ainda em uso pelos fabricantes.

O objetivo primordial de um estabilizador é corrigir distúrbios de amplitude na tensão da rede de energia elétrica, sejam de aumento ou diminuição do valor nominal. Estima-se que 92% dos distúrbios sejam de afundamentos de tensão (*voltage sags*) [319 e 321]. Conforme [315], a grande maioria dos distúrbios se restringe a uma variação de menos de 40% e com duração de no máximo 10 ciclos de rede; assim um compensador capaz de corrigir a tensão na saída numa faixa de $\pm 30\%$ eliminaria em torno de 95% dos distúrbios presentes no sistema. Pela norma brasileira NBR 14373 [380], estabilizadores de tensão alternada com potências até 3 kVA devem ter a capacidade de compensação de 25%, ficando a critério do fabricante a distribuição para mais e para menos dessa faixa de correção. Definições e estudos dos diferentes tipos de distúrbios presentes num sistema de energia elétrica são encontrados em [306, 307, 311, 316 e 322].

Neste trabalho serão abordados dois conceitos visando implementar um condicionador de tensão alternada. O primeiro é o princípio da compensação série, aplicado em estabilizadores em 1950 por G. N. Patchett [39]. O segundo princípio é o da conversão indireta com *link* direto, apresentado por Bong-Hwan Kwon et alli em 2002 [263].

A diferença entre estabilizadores do tipo compensador de tensão e do tipo não compensador de tensão foi apresentada em [106]. Naquele trabalho foram denominados de Conversores Seriais e Não-Seriais. Um estabilizador do tipo não-compensador de tensão processa toda potência da carga, em contrapartida, um estabilizador do tipo compensador de tensão processa apenas um percentual da potência da carga, proporcional à variação tolerável na tensão de entrada. Em outras palavras, um estabilizador de tensão do tipo compensador atua compensando as variações presentes na tensão de entrada. Os estabilizadores do tipo compensador ficam em série com a saída, daí a denominação de seriais, enquanto os convencionais não ficam em série, por isso são não-seriais, conforme se pode ver nas Fig. 1-1 e Fig. 1-2.

Conversores usando conversão indireta com *link* direto são aqueles que utilizam um circuito retificador, associado a um circuito inversor, sem a presença de elementos armazenadores de energia, conforme mostrado na Fig. 1-3.

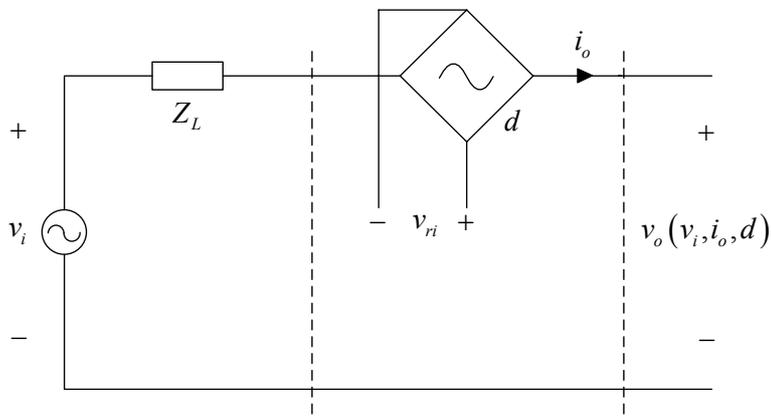


Fig. 1-1 – Compensador série de tensão.

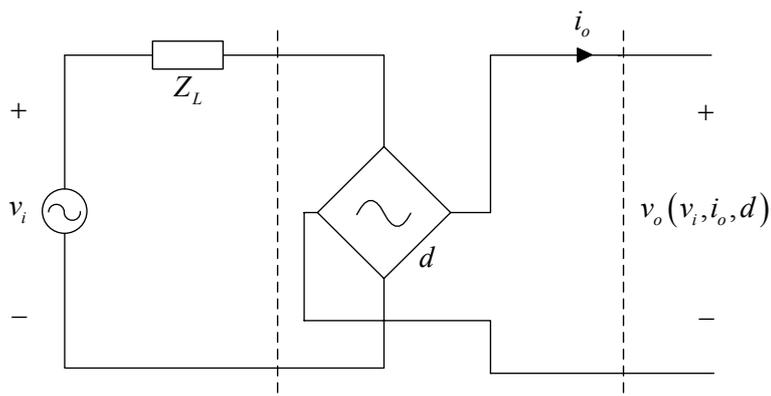


Fig. 1-2 – Conversor CA-CA convencional - paralelo.

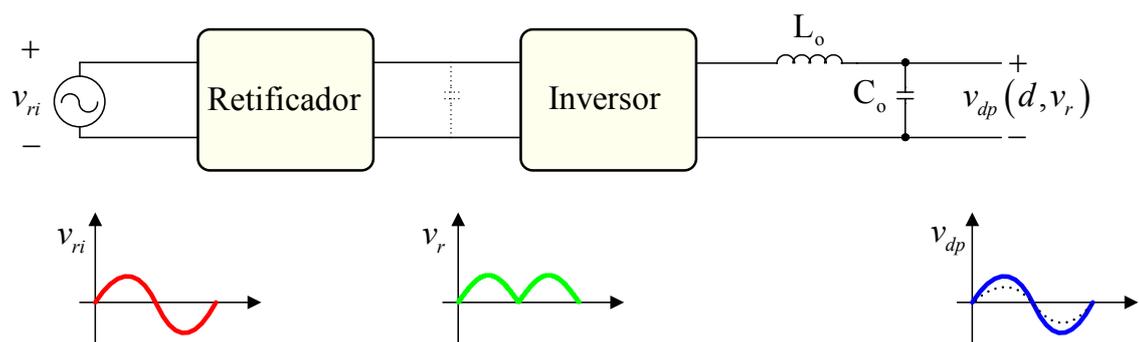


Fig. 1-3 - Conversores CA-CA indiretos com link direto.

Os conversores indiretos com *link* direto têm a vantagem de não necessitarem de elementos armazenadores de energia e, portanto, não possuem um barramento de tensão contínua. A tensão na saída do retificador é a própria tensão da rede de energia elétrica, mas retificada. Consequentemente, estes conversores não podem gerar na saída tensões com fases diferentes da tensão de entrada, a não ser de 0° ou 180° ou múltiplos desses valores. Quanto à frequência da

tensão de saída, múltiplos da frequência da rede podem ser gerados, até os limites dados pela frequência de comutação e do filtro de saída do conversor.

Os interruptores do retificador têm seu comando realizado em baixa frequência, como será visto no capítulo de estudo do estágio de potência, e podem ser lentos. Todavia, não é possível utilizar tiristores no retificador, pois na passagem por zero da tensão da rede, dependendo do sentido da corrente solicitada pelo inversor, a comutação dos tiristores poderá provocar um curto-circuito da fonte de alimentação.

O condicionador de tensão alternada proposto neste trabalho tem dois objetivos fundamentais: estabilizar a tensão de saída e corrigir a forma de onda da tensão de entrada para que na saída se tenha uma tensão de acordo com uma referência pré-estabelecida. Aqui estão as diferenças essenciais em relação aos conversores aplicados em filtragem ativa e compensação de reativos e harmônicos e com relação aos estabilizadores convencionais de tensão. O condicionamento que está sendo proposto não é realizado nem pelos estabilizadores convencionais, e nem pelos filtros ativos série.

O princípio de funcionamento do condicionador de tensão alternada é ilustrado na Fig. 1-4. A tensão de geração é representada pela componente fundamental $v_F(t)$ ¹ mais as componentes harmônicas $v_H(t)$. A corrente de carga, por sua vez, é dada pela fundamental $i_F(t)$ e pelas harmônicas $i_H(t)$. A tensão disponibilizada pela rede de energia elétrica $v_i'(t)$ tem a distorção representada pela fonte $v_H(t)$ e ainda pela queda de tensão provocada na impedância da linha Z_L , quando da passagem da corrente de carga $i_H(t)$. Ainda, pode-se supor que o valor fundamental da tensão $v_i'(t)$ não está no seu valor nominal. O condicionador tem então a tarefa de fornecer a diferença entre uma referência senoidal desejada e a tensão disponibilizada pela rede. A tensão $v_{ds}(t)$ terá então duas componentes: a fundamental $v_{dsF}(t)$ e as harmônicas $v_{dsH}(t)$.

O condicionador de tensão alternada proposto irá compensar variações de amplitude na tensão de entrada, de forma semelhante aos estabilizadores convencionais, e corrigir a forma desta mesma tensão, de maneira semelhante aos filtros ativos, claro que, dentro de suas limitações, entregando para a carga uma tensão senoidal com taxa de distorção harmônica (THD) menor que 5%, de acordo com a norma IEEE 519-1992 [379].

Em verdade, pode-se assegurar que o estado da arte atual, em estabilizadores de tensão *PWM* é o trabalho de [263] e não se tem conhecimento de um estabilizador que corrija a forma de onda da tensão de saída.

¹ Por conveniência omite-se nas figuras a dependência das variáveis do tempo. Desta forma, no texto usa-se, por exemplo, $y_i(t)$, enquanto nas figuras será usado apenas y_i .

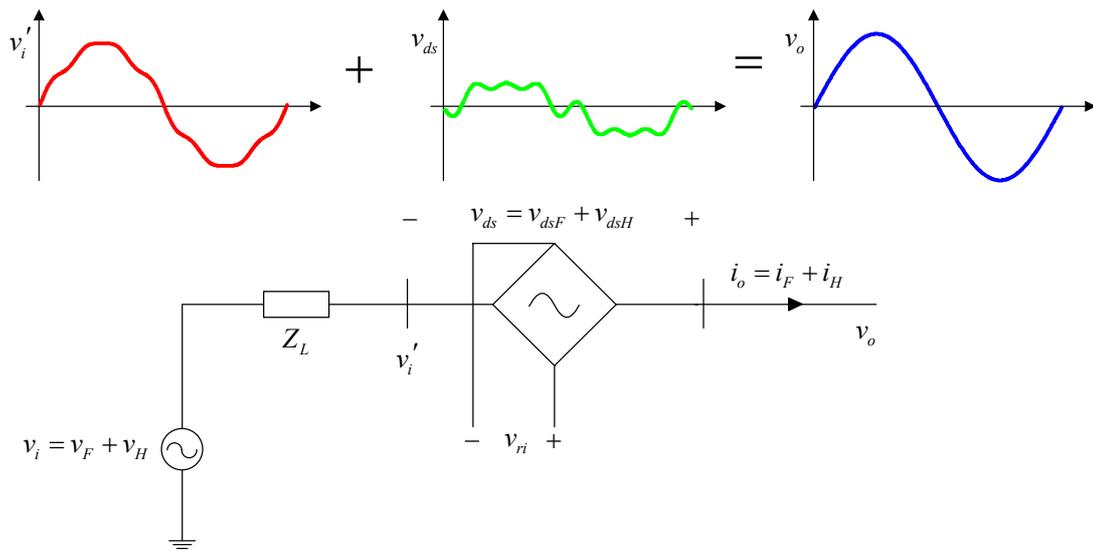


Fig. 1-4 - Princípio de funcionamento do condicionador de tensão alternada.

1.2 Motivações para o trabalho

Contribuir com a melhora da qualidade de vida das pessoas é ou deveria ser o intuito de todo pesquisador, independente de sua área do conhecimento, mesmo que de forma indireta.

O processamento eletrônico da energia elétrica é de vital importância para um país desenvolvido e para a qualidade de vida de sua população. Assim, o domínio tecnológico desta área básica, mais especificamente disponibilizando aos consumidores energia elétrica de qualidade, se faz necessário de forma sistemática e completa.

Até o momento foram propostas inúmeras topologias de conversores CA-CA, usadas ou não como estabilizadores, mas uma preocupação com a qualidade da tensão disponibilizada na saída não tem havido. O contrário ocorre com os inversores de tensão para acionamento de motores de indução e com as fontes ininterruptas de energia (UPS), por exemplo.

É notória a necessidade de uma abordagem unificada, em termos de estabilizadores de tensão, das cargas não-lineares no lado dos consumidores, e da rede e suas limitações e não-idealidades, pelo lado da concessionária de energia elétrica, que preencherá uma lacuna existente no conhecimento a respeito desses equipamentos. Da mesma forma, abordar unificadamente os estabilizadores do ponto de vista da redução de volume e custo do estágio de potência e, por outro lado, do controle instantâneo da tensão de saída frente a variações de carga e na tensão de entrada, não foi ainda realizado academicamente ou industrialmente.

A possibilidade de auxiliar a indústria nacional a migrar para a utilização de semicondutores rápidos e de técnicas de modulação *PWM*, tornando-a mais competitiva e preparada para atuar no cenário mundial, é tida neste trabalho como oportunidade de pesquisa e desenvolvimento, além de incrementar o financiamento da coisa pública, oportunizando o acesso

ao saber de todas as classes sociais do país.

Além de tudo isso, a continuidade da pesquisa iniciada em 2001 e a possibilidade de contribuir com soluções teóricas e técnicas, com o estudo de condicionadores de tensão alternada, aumenta o interesse no trabalho ora documentado.

1.3 Objetivos e contribuições

São objetivos específicos e contribuições deste trabalho:

- i. Fazer uma ampla revisão bibliográfica da área de conversão CA-CA;
- ii. Realizar uma classificação sucinta dos conversores CA-CA de acordo com critérios bem definidos;
- iii. Definir e descrever o princípio de funcionamento dos conversores CA-CA indiretos de *link* direto;
- iv. Descrever o princípio de funcionamento dos compensadores série de tensão;
- v. Introduzir o conceito de condicionadores de tensão alternada e distingui-los de estabilizadores de tensão alternada;
- vi. Generalizar os compensadores série de tensão, introduzindo as definições de compensadores série com alimentação pelo lado da rede, da carga e independente;
- vii. Descrever o fluxo de energia nos condicionadores de tensão propostos;
- viii. Estudar a modulação dos conversores CA-CA indiretos de *link* direto e introduzir o conceito de modulação *PWM* retangular;
- ix. Estudar o estágio de potência dos conversores propostos no que concerne: etapas de funcionamento, principais formas de onda, ganho estático, relação de transformação de T_1 e ondulações de corrente e tensão;
- x. Descrever algumas técnicas de controle passíveis de serem usadas em condicionadores de tensão;
- xi. Modelagem e estudo do controle de um condicionador conectado a uma rede de energia ideal, com impedância de linha igual a zero;
- xii. Modelagem e estudo do controle de um condicionador conectado a uma rede de energia real, com impedância (R_i e L_i) diferente de zero;
- xiii. Explicar fisicamente a presença de zeros na função de transferência $G(s)$ e suas implicações no controle do conversor;
- xiv. Estudar alternativas para o controle instantâneo da tensão de saída do conversor quando conectado numa rede real;
- xv. Estudar a utilização de um filtro na entrada do conversor e suas implicações na modelagem e controle do mesmo;

-
- xvi. Projetar e construir um condicionador de tensão alternada de 10 kVA para comprovar os estudos realizados;
 - xvii. Contribuir com o estudo dos problemas e soluções para transformadores de baixa frequência operando na saída de inversores com possibilidades de corrente média no primário destes transformadores;
 - xviii. Descrever uma forma que possibilite a um controlador de tensão operar em apenas um quadrante, mesmo que o sinal modulante seja alternado;
 - xix. Realizar ensaios os mais diversos, validando os estudos realizados e porventura vislumbrar novos problemas ou novos rumos para a pesquisa;
 - xx. Estudar a forma de onda da tensão disponibilizada pela rede de energia elétrica e obter um método para projetar um condicionador conforme as especificações de THD da fonte de alimentação;
 - xxi. Estudar a carga não-linear do tipo retificador com filtro capacitivo e propor um modelo matemático para caracterizá-la completamente.

1.4 Organização da tese

No Capítulo 2 é realizada a revisão bibliográfica, são dadas algumas definições iniciais, é feita a classificação dos conversores CA-CA e proposta a generalização dos compensadores série de tensão.

O estudo do estágio de potência do conversor, referente a etapas de funcionamento, principais formas de onda, modulação, ganho estático, relação de transformação e ondulações de corrente e tensão é realizado no Capítulo 3.

O controle do conversor, as diferentes formas de fazê-lo, os problemas causados pela impedância de linha e algumas soluções, as implicações do uso de filtros de entrada e o projeto de controladores de tensão são abordados no Capítulo 4.

A metodologia de projeto e os resultados experimentais de um condicionador de tensão alternada de 10 kVA são apresentados no Capítulo 5.

As conclusões a respeito do presente trabalho são mostradas no Capítulo 6.

No Anexo I apresenta-se a metodologia para modelagem dos conversores estudados. No Anexo II é estudada a tensão de entrada com formato distorcido. A modelagem da carga não-linear é realizada no Anexo III. No Anexo IV são estudados algumas topologias de filtros de entrada. E por sua vez, no Anexo V mostram-se alguns resultados do condicionador operando com alimentação independente e como fonte de tensão alternada com taxa de distorção harmônica controlada.

Cap. 2 Condicionadores de tensão alternada

Dentre os objetivos deste capítulo pretende-se contextualizar o presente trabalho dentro da Eletrônica de Potência, fazendo-se para isso uma revisão histórica com enfoque nos conversores CA-CA. A partir dessa revisão é possível sugerir uma classificação desses conversores com base na forma de transferência de energia da entrada para a saída do conversor. Em seguida faz-se uma generalização do conceito de compensação série, mostrando as diferentes formas de obtenção da tensão de compensação, abordando-se também o fluxo de energia para cada configuração sugerida.

Inicialmente, de forma livre e não criteriosa, faz-se uma contextualização da Eletrônica de Potência nos dias atuais (ano 2005), buscando com isso mostrar os possíveis desdobramentos futuros do trabalho ora em desenvolvimento.

Algumas definições iniciais são adotadas visando evitar interpretações errôneas e para permitir manter o foco no objeto de estudo desta tese, que pretende contribuir tecnologicamente na área de conversão CA-CA, além de orientar a revisão bibliográfica sobre o tema.

2.1 Contexto atual da Eletrônica de Potência

Desde o início do século 20 até os presentes dias a Eletrônica de Potência tem alcançado grandes avanços e se alastrado às mais diversas áreas. Considera-se que ela é responsável pela segunda revolução na eletrônica, sendo que a primeira foi causada pela invenção dos transistores e conseqüente fabricação de circuitos integrados [6 e 13]². Com o desenvolvimento de materiais semicondutores capazes de comandar potências da ordem de centenas de watts o processamento eletrônico da energia passou a integrar uma infinidade de equipamentos eletroeletrônicos, caracterizando o que se denomina de era da Eletrônica de Potência [13]. Em virtude disto, países industrializados começaram a depender muito mais destas tecnologias, fazendo com que elas se tornassem essenciais à vida humana [11].

Atualmente está se vivendo numa era de reinvenção industrial, para a qual a Eletrônica de Potência e outras áreas básicas, como comunicações, computação e tecnologias de transporte são

² Bimal K. Bose publicou vários artigos [2, 3, 6, 7, 13, 19 e 29] tratando do passado, presente e futuro da Eletrônica de Potência, com destaque a [19].

indispensáveis e evoluem rapidamente [19]. Juntamente com a computação, a Eletrônica de Potência forma a base para as indústrias automatizadas [3 e 19].

Em virtude do aumento de compacticidade e queda nos custos na tecnologia disponibilizada pela Eletrônica de Potência esta irá se expandir ainda mais nas áreas residencial, comercial, industrial e militar [10, 13, 18, 19 e 26]³. Avanços no campo teórico, seja em ferramentas de análise e de simulação e no campo prático ou na capacidade elétrica e disponibilidade dos semicondutores, têm possibilitado o surgimento de inúmeras topologias de conversores, com desempenhos cada vez melhores, contribuindo também para o avanço e expansão desta importante área do conhecimento [13, 16 e 19]. De acordo com [5], a redução de custos pode ser conseguida por meio da implementação em *software* de todas as funções possíveis de um conversor e da integração de circuitos, visando reduzir o número de componentes nos circuitos eletrônicos. Estima-se que os preços médios dos circuitos integrados usados em Eletrônica de Potência deverão cair na faixa de 2,4 a 6,3% ao ano, dependendo da categoria do produto [14].

Dentre as utilizações do processamento eletrônico de energia tem-se: aplicações eletroquímicas, controle de luminosidade e aquecimento, reatores eletrônicos, equipamentos eletroeletrônicos, transmissão de energia elétrica, acionamento de motores, filtragem ativa de corrente e tensão, entre outras. A Eletrônica de Potência pode ser vista como uma interface entre as fontes de energia disponíveis e os consumidores, realizando a conformação das grandezas conforme as necessidades a montante ou a jusante [7 e 24]. Nota-se, então, a característica de multidisciplinaridade desta área, quais sejam: componentes semicondutores, circuitos, máquinas elétricas, teoria de controle, eletrônica de sinais, microcomputadores, integração de circuitos, projeto auxiliado por computador, resfriamento, tecnologia de produção, entre outras [3, 15, 22, 27 e 36].

Num planeta em busca de soluções para os problemas de poluição e esgotamento de fontes energéticas, a Eletrônica de Potência pode contribuir oferecendo tecnologia para a utilização em grande escala de energias “limpas”, tais como: solar, eólica e células combustíveis [3, 7, 34 e 35]. A utilização de energia elétrica, levando em conta que a mesma não é poluente, de forma mais ampla e eficiente também permite uma expansão das possíveis aplicações da Eletrônica de Potência, fazendo com que esta seja uma tecnologia necessária à qualidade de vida da população de um país desenvolvido [3, 7, 13, 19, 27, 34 e 35]. Estima-se que nos EUA de 15 a 20% da energia elétrica pode ser aproveitada de forma mais eficiente com ajuda da Eletrônica de Potência, além do que, da energia gerada, 20% é consumida com iluminação e outros 65% com acionamentos de motores, o que mais uma vez é campo de aplicação da Eletrônica de Potência, principalmente com

³ O artigo de Steffen Bernet [18] apresenta um estudo dos semicondutores de potência e suas características, assim como os trabalhos [31 e 33].

equipamentos de alta eficiência para uso residencial [7, 19 e 21]⁴. Da mesma forma, com a queda dos custos, condicionadores de energia podem ser usados em escala maior, visando a regeneração de energia em acionamentos de motores de alta potência [19].

A Eletrônica de Potência é umas das áreas de pesquisa que mais tem evoluído nos últimos anos. Isto se deve à rápida evolução dos semicondutores de potência, topologias de conversores, técnicas *PWM* (modulação por largura de pulsos), métodos analíticos e de simulação, métodos de estimação e controle, avanço nas capacidades de processamento dos computadores pessoais, processadores digitais e controle de *software e hardware* [2, 3, 10, 13, 16, 19, 26, 30-33].

A história da Eletrônica de Potência pode ser confundida com a própria história da Engenharia Elétrica, desde que as primeiras aplicações envolvendo eletricidade exigiam seu controle e interfaceamento. A cronologia resumida da Eletrônica de Potência até o presente momento pode ser encontrada nas referências [2, 3, 6, 8, 13, 15, 16, 17, 20, 31-32 e 37]⁵.

A evolução desta área está fortemente ligada à evolução dos dispositivos utilizados para realizar a comutação. Após a invenção dos semicondutores de potência tiveram-se avanços inimagináveis anteriormente, sendo que a evolução destes dispositivos é seguida a passos largos pela evolução da Eletrônica de Potência [3 e 10]. Esta dependência é tão grande que, em termos de custo, os semicondutores de potência são responsáveis por 20 a 30% do gasto total num equipamento [6]. Supõe-se que com o uso de novos materiais semicondutores como, por exemplo, o carbeto de silício (*silicon carbide*) e o diamante, uma nova revolução na Eletrônica de Potência, de maior intensidade do que a vista com o advento dos tiristores [3, 4, 19, 26, 30-33], irá acontecer. Da mesma forma, os elementos passivos deverão evoluir, visto que os mesmos não tiveram a mesma atenção que os semicondutores [15]. Avanços recentes na tecnologia de semicondutores [26, 30-33], com o desenvolvimento de interruptores do tipo IGBT que aceitam tensões reversas, irão permitir o uso mais intenso de conversores para acionamentos e controle do fluxo de potência em médias e altas potências.

Com a queda drástica dos preços, os motores elétricos irão incorporar os circuitos de acionamento e controle [7 e 19]. As formas de encapsulamento dos conversores de potência, influenciadas atualmente pelo sistema de ventilação, sofrerão mudanças radicais devido ao aumento de rendimento dos circuitos usando semicondutores de melhores características elétricas, bem como da integração tridimensional, que integra os circuitos de potência, controle,

⁴ Rudy Severns [21] publicou um interessante artigo chamando a atenção para o esquecimento de conceitos e circuitos anteriormente inventados. Traz também boas dicas para levantamentos bibliográficos.

⁵ No Capítulo 1 da tese de Ewaldo Luiz Mehl [8] tem-se uma revisão histórica sobre os primeiros estudos na área de engenharia elétrica. O artigo de Van Wyk [15] trata historicamente de forma ampla a Eletrônica de Potência, mostrando algumas tendências futuristas em estudo atualmente. [17] é um excelente artigo de Thomas G. Wilson, com definições e dados históricos importantes, mostrando os primeiros passos da Eletrônica de Potência. A tese de João Carlos de Oliveira no ano de 2001[20] é o primeiro trabalho de doutoramento sobre Estabilizadores de Tensão realizado no Brasil.

monitoramento, elementos passivos e dissipadores, possibilitando montagens mais compactas e aproveitamento de elementos parasitas [4, 15, 25, 28 e 35].

Em termos de controle vislumbra-se o uso de controle inteligente, visando uma integração maior entre diversos equipamentos. A utilização de elementos discretos, analógicos ou digitais, restringe-se a equipamentos simples, tais como controle de luminosidade, carregadores de baterias, ou fontes de baixa potência. Já em aplicações de elevada frequência, como fontes chaveadas, por exemplo, usam-se circuitos integrados dedicados, devido a sua simplicidade e resposta rápida. Em sistemas complexos, como acionamento de motores, transmissão de energia e sistemas ininterruptos de energia (UPS) preferem-se microprocessadores [3].

As formas de projetar circuitos eletrônicos tenderão a mudar drasticamente com o uso intenso de computadores e ferramentas automatizadas de projeto, levando a uma mudança de mentalidade dos engenheiros da área [19]. Estes também devem levar em consideração que circuitos e soluções muito complexas dificilmente são usados pela indústria, que busca simplicidade aliada a confiabilidade, baixos custos e reduzido volume [4 e 5]. Outro item importante é o ponto de vista do consumidor, levando-se em conta que a interface com o usuário é um dos fatores decisivos no momento da compra [5].

Desde que a integração tridimensional atinja seus objetivos, a pesquisa em Eletrônica de Potência deverá se concentrar basicamente em duas frentes: novos e melhores dispositivos e controle usando técnicas modernas de alto desempenho [3, 25 e 28]. Num futuro mais próximo espera-se que a conversão eletrônica de energia elétrica alcance potências cada vez maiores, aplicadas cada vez mais em transmissão e controle da energia elétrica gerada nas mais diversas formas, como também em acionamentos a base de motores de corrente alternada [19, 26, 32 e 35].

Conforme [36], para altas potências a modularização deve ser aumentada, para redução de custo, aumento de eficiência, flexibilidade, etc. Em baixas potências a integração total deve continuar, objetivando reduzir custo, volume e aumentar o desempenho e a vida útil. Já em médias potências a integração total de diferentes sistemas oferece oportunidades de pesquisa e contribuições tecnológicas, pois se desejam melhoras em termos de custo, modularização, controle e monitoramento, performance e robustez.

2.2 Definições iniciais

Definir Eletrônica de Potência é uma tarefa bastante difícil, e conseguir consenso nesta definição seria algo ainda mais complexo. Diversas são as definições encontradas na literatura [1, 3, 15, 17, 37 e 38]. Uma definição bastante simples e nada pretensiosa, que satisfaz as necessidades deste trabalho, poderia afirmar que Eletrônica de Potência é uma área da Engenharia Elétrica que tem a finalidade de estudar e construir conversores de energia visando o processamento eletrônico

da energia elétrica.

Pretende-se, nestes exercícios de definição, derivar do geral para o específico os conceitos chaves usados nesta tese. Desta forma, torna-se necessário localizar o presente tema no universo da Eletrônica de Potência, e isso pode ser feito apresentando a classificação mais geral segundo a qual os conversores são classificados conforme sua função em quatro grupos [3, 15, 16, 17 e 38]: 1) Conversores CC-CC; 2) Conversores CA-CC; 3) Conversores CC-CA e 4) Conversores CA-CA.

A conversão CA-CA (corrente alternada – corrente alternada) será definida como aquela que converte energia da forma alternada (tensão e corrente), preferencialmente da rede de energia elétrica, em energia alternada (tensão e corrente) com valores de amplitude ajustável e frequência bem definida.

Em [39]⁶ é apresentada a distinção entre Regulador Automático de Tensão e Estabilizador de Tensão. Para os níveis de potências processadas naquela época pelos conversores estáticos, essa definição fazia sentido. Atualmente a mesma não pode mais ser usada. Conforme [39], Regulador é um equipamento que mantém a tensão na saída num valor pré-estabelecido aceitando variações de carga, mas não na tensão de entrada. Já um Estabilizador executa a mesma função permitindo variações na tensão de entrada, mas não de carga. Obviamente, estas definições não são adequadas ao presente estado da Eletrônica de Potência.

Estabilizador segundo notação em dicionários⁷ é um dispositivo que serve para assegurar a constância do valor eficaz da corrente em um circuito ou da diferença de potencial entre dois pontos. Esta definição não é geral o suficiente para ser adotada atualmente. Adotar-se-á que:

Definição 2.1: Estabilizador de tensão é um dispositivo capaz de assegurar a constância do valor eficaz da tensão em sua saída.

Definição 2.2: Condicionador de tensão é um dispositivo capaz de assegurar a constância do valor eficaz e conformar a tensão em sua saída segundo uma referência desejada.

Estabilizadores e reguladores de tensão serão considerados idênticos e indistintos, podendo ser usados como sinônimos.

Para identificação e classificação dos conversores é interessante defini-los de acordo com a transferência de energia em Diretos e Indiretos, conforme seja: Conversor Direto – aquele no qual

⁶ O livro de G. N. Patchett é uma excelente referência em termos de Estabilizadores e Reguladores de Tensão. Com inúmeras referências bibliográficas, o mesmo pode ser considerado o mais completo levantamento bibliográfico na área.

⁷ Dicionário Aurélio da Língua Portuguesa – Século XXI – Versão Eletrônica.

a energia é transferida de forma direta da entrada para a saída; Conversor Indireto – aquele no qual a energia é transferida de forma indireta da entrada para a saída.

A diferença entre estabilizadores do tipo compensador de tensão e do tipo não compensador de tensão foi apresentada na introdução deste trabalho, não se fazendo necessário mostrá-la novamente.

2.3 Classificação dos conversores CA-CA

Com o avanço da Eletrônica de Potência nas últimas décadas surgiram muitos conversores novos, tornando confusa a tarefa de escolher um entre os possíveis para determinada aplicação. Com a conversão CA-CA não foi diferente, e desta forma, torna-se interessante classificar os conversores em grupos, conforme similaridades quanto ao funcionamento ou forma de conversão de energia.

Uma classificação conforme a função de conversão exigida entre a entrada e a saída foi feita em [1]. Esta não se restringe aos conversores CA-CA, mas a toda a Eletrônica de Potência. Em [15] encontra-se uma classificação segundo as funções de chaveamento dos conversores. Também esta classificação aborda toda a área do conhecimento de conversão eletrônica de energia.

A classificação restrita aos conversores CA-CA foi feita em [44]⁸. Nesta, os conversores foram classificados conforme o estágio (*link*) intermediário. Pelo fato daquele trabalho não ser recente o mesmo não traz no grupo de conversores de *link* direto os modernos conversores *PWM*, como também as topologias usadas em filtros ativos e sistemas ininterruptos de energia.

Num trabalho mais recente [16]⁹ tem-se uma classificação de todos os conversores da Eletrônica de Potência. Não fica explícito em [16] o critério usado para classificação, mas pode-se sugerir que a mesma foi feita segundo o estágio intermediário (*link*), em sendo o mesmo com ou sem elementos armazenadores de energia.

Neste trabalho adotar-se-á uma classificação que leva em conta a forma de transferência de energia. Conforme definição adotada anteriormente, os conversores podem ser classificados em Diretos e Indiretos. Esta classificação concorda com [16]. No entanto, aqui se adota um critério bem definido, o qual não se refere necessariamente ao estágio intermediário, mas sim em como a energia é transferida. Por transferência direta se entende que, se a entrada é em tensão alternada, a saída também é em tensão alternada, sem estágios de armazenamento ou de conversão da tensão alternada para contínua. Já na conversão indireta estão presentes os estágios intermediários de

⁸ Os artigos de S. Bhowmik e R. Spée[44 e 47] são os únicos que fazem uma classificação dos conversores CA-CA, sendo excelentes referências para quem trabalha na área.

⁹ Masao Yano et al. publicaram este artigo [16], no qual classificam os conversores estudados no Japão. É uma boa referência, mesmo se o assunto em estudo for apenas CA-CA.

armazenamento de energia, ou então de conversão de tensão alternada para contínua, e posteriormente de contínua para alternada.

Na Fig. 2-1 mostra-se a classificação adotada neste trabalho. Pode-se notar em destaque um subgrupo denominado de *link* direto, sendo que este subgrupo está inserido no grupo dos conversores Indiretos. Esta aparente contradição desaparece se for atentado ao fato destes conversores transferirem energia de forma indireta e, no entanto não apresentarem elementos no estágio intermediário. Na Fig. 2-2 mostra-se o diagrama de blocos destes conversores, onde se pode notar que as tensões de entrada e saída são alternadas. No entanto, no estágio intermediário tem-se tensão contínua, mas sem elementos armazenadores de energia. Uma grande vantagem destes conversores é a ausência do grande volume de capacitores no estágio intermediário, em vista dos mesmos não terem barramento em tensão contínua (barramento CC). Outro ponto importante é o fato de que, em virtude de se ter um retificador precedendo um inversor, os interruptores usados nestes conversores não necessitam serem bidirecionais em tensão, mas apenas em corrente.

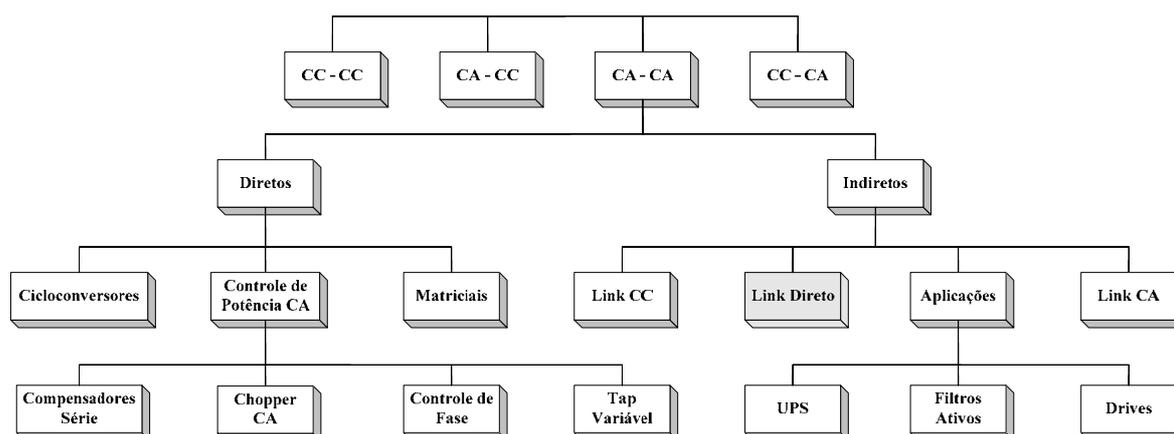


Fig. 2-1 - Classificação dos conversores CA-CA.

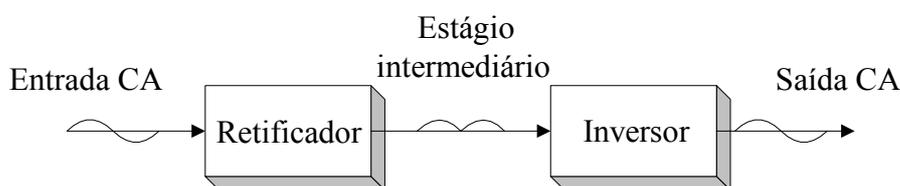


Fig. 2-2 - Diagrama de blocos dos conversores indiretos de link direto.

A distinção entre cicloconversores e conversores trifásicos matriciais é feita pelo fato de os primeiros serem aplicados quando se deseja que a frequência de saída seja diferente da frequência de entrada, enquanto nos segundos o objetivo é alterar a amplitude da tensão, mantendo a frequência de saída igual à da entrada. Ambos os grupos de conversores são da mesma família, a dos conversores diretos CA-CA e, se projetados para tal, podem ser usados em ambas as aplicações, seja como variador de frequência ou como estabilizador de tensão.

A classificação feita neste trabalho não visa abordar todos os possíveis conversores CA-

CA. A quantidade de publicações na área é bastante grande, tornando difícil abordar cada trabalho individualmente. A seguir será feita uma síntese de Estabilizadores de Tensão conforme os grupos mostrados na Fig. 2-1.

2.4 Revisão histórica

A conversão CA-CA, felizmente, é uma das áreas mais antigas e ricas da Eletrônica de Potência mas, em contrapartida, o número de trabalhos publicados e de derivações em subáreas dentro dessa é muito grande, tornando trabalhosa qualquer tentativa de revisão histórica geral.

Desde que a tensão alternada foi adotada como padrão nos sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica nos EUA [8], a conversão CA-CA é tema de trabalho de engenheiros e pesquisadores no mundo todo. É difícil precisar a data exata do surgimento dos primeiros conversores CA-CA devido à falta de fontes de informação primárias. Tomando como base referências indicadas em [39] pode-se apontar para o ano de 1929, no qual H. M. Stoller e J. R. Power publicaram um artigo denominado de “*A precision regulator for alternating voltages*”. Após esta data diversos trabalhos apresentaram estabilizadores, quer sejam com amplificadores magnéticos ou válvulas eletrônicas.

Apresentar todas as possibilidades de implementar um Estabilizador seria impraticável no contexto deste trabalho. Em [40] e em [105] foram apresentadas algumas possibilidades de implementar a função de estabilização. Estudos comparativos entre diversos conversores foram realizados em [41, 45, 48-52, 54 e 56] oferecendo a possibilidade de avaliar vantagens e desvantagens dos inúmeros conversores apresentados. Trabalhos tratando de acionamento de motores podem ser de consulta interessante, visto que se trata de conversores CA-CA [42, 46, 53 e 55]¹⁰.

Os conversores CA-CA diretos trifásicos, comumente chamados de conversores matriciais, foram propostos por Gyugyi e Pelly e estudados posteriormente por Venturini, conforme [44]. Na verdade, de acordo com [43], estes conversores teriam sido idealizados por Alf Refsum em 1977, com posteriores estudos por M. Venturini em 1980 e 1981. Uma das maiores desvantagens destes conversores é a limitação da tensão de saída em 86,6% da tensão de entrada. Necessitam de interruptores bidirecionais em tensão e corrente, os quais são difíceis de serem implementados, exigindo controle complexo ou o uso de grameadores de tensão [16]. Muitas publicações foram feitas a respeito destes conversores, no entanto os mesmos são pouco usados na

¹⁰ Em [55] tem-se uma revisão da literatura referente aos principais conversores usados para acionamento de motores monofásicos.

prática¹¹.

Atualmente, com o desenvolvimento de interruptores bidirecionais em corrente e tensão [26, 30-33], as pesquisas sobre conversores matriciais tem evoluído, mostrando boas perspectivas para estes conversores, inclusive no Brasil [72 e 73].

Os conversores CA-CA do tipo Cicloconversores, cuja denominação é conversores diretos de frequência, têm a finalidade de converter tensões alternadas de determinada frequência numa tensão alternada de frequência diferente [16 e 38]. São de tecnologia bem estabelecida e são preferencialmente usados em acionamentos de motores elétricos¹².

Conforme mostrado na introdução deste documento, o método de estabilização através de compensação de tensão é vantajoso, pois o conversor processa apenas parte da energia da carga. Para implementar compensadores do tipo série, diretos, são necessários interruptores bidirecionais em corrente e tensão. Estes conversores podem ser isolados ou não, sendo que para isto é usado um ou mais transformadores de baixa frequência. Em 1950, G. N. Patchett apresentou o artigo intitulado “*Precision a.c. voltage stabilizer*”, descrito em [39], que caracteriza o primeiro conversor do tipo compensador de tensão.

Estruturas usando interruptores bidirecionais com comando usando tempo morto são apresentadas em [86-104 e 109]. De [105-108] tem-se estruturas com sobreposição dos sinais de comando dos interruptores. O primeiro grupo tem a desvantagem de necessitar de circuitos de ajuda à comutação ou então utilizar circuitos de comando mais complexos, enquanto que o segundo grupo não necessita de tais circuitos, mas tem problemas de continuidade de corrente.

Um dos métodos mais utilizados para estabilização de tensão é através do controle de fase [40, 105 e 152]. Este método ainda é utilizado para pequenas cargas, no entanto tem um sério problema de harmônicas de corrente injetadas na rede de energia elétrica. O controle da tensão de saída por meio de variação da impedância é mostrado em [40, 112-115, 121, 125, 139, 143, 150 e 177]. Alguns trabalhos foram realizados visando melhorar o fator de potência ou eliminar harmônicas na tensão de saída de Conversores CA-CA do tipo *Chopper* [116, 118, 130-131, 135, 137-138, 141, 149, 156-157, 186, 197, 200, 202-203]. Diversos trabalhos abordando conversores do tipo *Chopper* CA-CA foram publicados, desde novas topologias até estratégias de controle e comando, entre os quais se tem [111, 117, 119-120, 122-124, 126-129, 132-134, 136, 140, 142, 144-148, 151, 153-155, 158-176, 178-185 e 187-196, 198-199, 201, 206]¹³.

Os estabilizadores usando troca de derivação de transformadores são conhecidos como de

¹¹ De [58 a 71] tem-se trabalhos sobre conversores matriciais. Revisões da literatura e a evolução destes conversores podem ser encontradas em [67-68 e 71]. Em [43] tem-se uma abordagem interessante para realização de conversores matriciais.

¹² Trabalhos sobre cicloconversores podem ser encontrados em [74 a 85].

¹³ A tese de Élie Lefeuvre [192] trata de diversas topologias de Conversores CA-CA Diretos, dentre as quais monofásicas e trifásicas, usadas como Estabilizadores de Tensão ou em outras aplicações.

Tap Variável. Foram os mais utilizados pela indústria e no Brasil ainda continuam sendo usados em larga escala, tanto em equipamentos para fins domésticos como para fins industriais. Apesar dos problemas de conteúdo harmônico causado pelos estabilizadores tiristorizados, seu baixo custo e facilidade de implementação os tornam atrativos para a indústria. Em [40] e [105] mostrou-se o princípio de funcionamento destes estabilizadores, bem como algumas variações topológicas. Existem diversos trabalhos tratando destes equipamentos [207 a 223], sendo que alguns são relativamente recentes [222 e 223].

Ao contrário dos conversores diretos, os indiretos possuem ou um *link* com elementos armazenadores de energia ou dupla conversão. O *link*, conforme a Fig. 2-1, pode ser CC, direto ou CA. Os trabalhos [228, 230-233, 235-237, 240-241, 243, 246-247, 249-250, 252-256, 258-262, 265, 268-273]¹⁴ tratam de conversores com *link* CC ou CA. Com *link* em alta frequência têm-se os trabalhos [224, 229, 248, 266-267, 274-275]. Estruturas denominadas de *Triport* são apresentadas em [225-227 e 245]. Trabalhos mais recentes trataram de conversores com *link* sem elementos armazenadores de energia ou com a otimização destes [234, 238-239, 242, 244, 251, 257, 263-264]¹⁵. Estes conversores têm características interessantes, pois não necessitam de barramento (*link*) CC, diminuindo consideravelmente o volume. No entanto, isto tem uma restrição: a frequência de saída do conversor deve ser a mesma que a da entrada. Em [277] tem-se uma nova topologia de conversor CA-CA indireto com *link* direto, derivada de [263]. Possui um braço a menos e transformador isolador na entrada do retificador ou na saída do inversor, conforme se queira.

Sistemas de energia ininterrupta (UPS) podem ser adaptados para operar como estabilizadores de tensão. Trabalhos tratando de topologias e classificações desses sistemas são apresentadas em [278-279 e 281-282]. Uma UPS do tipo Série-Paralela é estudada em [280].

Da mesma forma que sistemas de energia ininterrupta, filtros ativos, compensadores de reativos e compensadores de tensão de alta potência podem ser utilizados, com algumas restrições, como estabilizadores de tensão. Filtros ativos, sua classificação, revisão e princípios gerais são apresentados em [283-284, 287-288, 292-294, 296-300, 302, 304-307, 310-313]¹⁶. Em [289 e 295] foram apresentados filtros ativos paralelos, que servem para diminuir o conteúdo harmônico da corrente extraída da rede por cargas não-lineares. Os filtros ativos série apresentados em [301 e 308] foram propostos para corrigir a distorção harmônica da tensão da rede e entregar à carga uma

¹⁴ Um artigo bastante referenciado na literatura foi apresentado por Deeppakraj M. Divan [230] e trata do link CC ressonante.

¹⁵ Os artigos de Yasuhiro Okuma [251] e de Bong-Hwan Kwon et al. [263] apresentam topologias de conversores CA-CA indiretos sem elementos armazenadores de energia no barramento. Já o artigo de Henrik Kragh [257] apresenta um método para otimizar o capacitor do *link* CC.

¹⁶ O artigo de B. H. Li [304] trata de compensadores de tensão sem transformadores, chamando atenção aos problemas causados pela presença deste elemento nestes circuitos.

tensão senoidal pura. Estes não tinham o objetivo de corrigir o valor fundamental da tensão da rede, mas poderiam ser projetados para tal fim. Em [309] foi apresentado um condicionador de tensão com fator de potência unitário na entrada, com alto rendimento, que usa a detecção ortogonal para regular a tensão de saída. A teoria da potência ativa e reativa instantânea e sua aplicação em filtros ativos e FACTS foi apresentada nos trabalhos [285-286, 288, 290-291 e 303].

2.4.1 Revisitando a Conversão CA-CA no Brasil – Estabilizadores de tensão

Neste item pretende-se abordar a conversão CA-CA no Brasil, concentrando atenção em reguladores e estabilizadores de tensão alternada. A abordagem é cronológica, no entanto, pretende-se estabelecer vínculos entre os trabalhos, agrupando-os por semelhanças topológicas ou por autoria. Neste ponto do trabalho não serão discutidas as características elétricas de cada conversor, bem como vantagens e desvantagens. Diversos conversores mostrados a seguir foram analisados em [40 e 105].

Em 1983 teve início a história dos (pesquisa sobre) reguladores/estabilizadores de tensão no Brasil com duas dissertações de mestrado [40 e 123] realizadas na Universidade Federal de Santa Catarina. O método de estabilização utilizado em [40] é a variação da impedância entre a entrada e saída. Inicialmente este método foi usado com tiristores [40, 125 e 139] e posteriormente com transistores de potência [143 e 150].

Em se tratando de conversores para aplicação em conversão CA-CA, a idéia inicial, tomando-se como ponto de partida os conversores CC-CC, é um conversor do tipo Buck com interruptores bidirecionais. Em [123 e 124] foi apresentado um variador de tensão alternada empregando a configuração de um conversor Buck com interruptores bidirecionais em tensão e corrente. Topologicamente semelhantes se tem os conversores abordados em [179 e 184], nos quais as células de comutação são ligeiramente diferentes e os mesmos incorporam filtros na entrada e na saída.

Um estudo comparativo entre os conversores com controle de fase de tiristores e com mudança de derivações de transformadores (tap variável) é apresentado em [41]. O método de controle da tensão de saída através do controle do ângulo de fase de tiristores foi e continua sendo bastante empregado em mercados com poucas exigências normativas. Em [213] foi apresentado um conversor operando com mudança de derivações de transformadores.

A partir de 1986 foram realizados na UFSC diversos trabalhos abordando conversão CA-CA. Em [382] tratou-se de interruptores bidirecionais, bem como de suas perspectivas e aplicações. Posteriormente, em [136] foi apresentado um conversor do tipo Flyback CA-CA. Em [144] apresentou-se uma nova célula de comutação, com sobreposição dos sinais de comando nos interruptores, a qual não necessita de circuitos de ajuda a comutação. Uma família de conversores CA-CA foi apresentada em [145].

Em 1986 foi apresentado um conversor CA-CA isolado, baseado no conversor Buck, mas com capacidade de elevar e abaixar a tensão de saída [86 e 88]. Nestes trabalhos foram empregados transistores de potência. Interruptores do tipo MOSFET foram utilizados em [91 e 92].

Para diminuir as perdas de comutação dos conversores do tipo Buck CA-CA e eliminar o problema da necessidade de circuitos de ajuda a comutação foram apresentados os trabalhos [81, 158-159 e 180], os quais tratam de células bidirecionais com comutação sob tensão nula.

Em 1995, e dali em diante, foram publicados diversos trabalhos sobre conversores CA-CA realizados na Universidade Federal de Uberlândia. Os primeiros, [160 e 164] tratavam de conversores CA-CA do tipo meia-ponte. Conversores ponte completa com interruptores bidirecionais e do tipo compensador de tensão foram apresentados em [96 e 97]. Posteriormente foram realizados com comutação suave [51 e 99-100]. Uma variação desses conversores foi apresentada em [170]. Em [242, 254 e 265] foram apresentados conversores nos quais o elemento série não é um transformador, mas sim um capacitor. Estudos comparativos entre os diversos conversores apresentados, e também com o método de conversão indireta, empregando um retificador com controle de fator de potência seguido de um conversor ponte completa ressonante, foram realizados em [56, 236 e 238]. Finalmente, tem-se a tese de doutorado [20] apresentada em 2001, a qual versa sobre os trabalhos citados anteriormente neste parágrafo. Também, em [273] tem-se uma variação da topologia de [265], com controle por histerese e bom desempenho dinâmico, mas com frequência de comutação variável. A topologia de [272] segue a mesma linha de desenvolvimento.

Um conversor CA-CA trifásico com comutação suave foi apresentado em [65]. Em [247] foi apresentado um dos métodos mais utilizados para conversão CA-CA, o qual é baseado na conversão indireta, com retificação seguida de inversão.

Em [173] apresentou-se um conversor trifásico com apenas dois interruptores. Condicionadores de tensão série empregando a técnica de controle *Dead Beat* foram analisados em [249].

A partir de 2001, os estudos de estabilizadores de tensão alternada foram retomados na Universidade Federal de Santa Catarina com a apresentação de uma dissertação de mestrado [105]. O conversor apresentado em [105] é do tipo Buck modificado, originado a partir de [86 e 144]. A estrutura de [105] também foi apresentada em [106 e 108]. Em [196] foi realizada uma extensão do conversor apresentado em [144], originando uma família de conversores CA-CA.

Nos trabalhos apresentados em [264, 276-277]¹⁷ foi modificada a abordagem, deixando-se de utilizar conversão direta com sobreposição dos sinais de comando, passando-se a usar conversão indireta com *link* direto.

¹⁷ Assim como [196], estes artigos [264, 276 e 277] também fazem parte deste trabalho de doutoramento.

Em [197] apresentou-se um conversor do tipo Sepic CA-CA com correção de fator de potência na entrada. Já em [73] foi apresentado um interessante estudo da modulação de conversores matriciais.

Pretendeu-se aqui apresentar as publicações na área de Estabilizadores de Tensão realizadas no Brasil. Não foram contemplados os inúmeros trabalhos sobre qualidade da energia, sejam: restauradores dinâmicos de tensão, compensadores de reativos, filtros ativos, etc. Esta importante área está em franco desenvolvimento, com aplicações em sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica. Da mesma forma, conversores para acionamentos também não foram abordados nesta pequena revisão da história dos estabilizadores de tensão. Basicamente, os trabalhos referenciados são de origem acadêmica, visto que a dificuldade de acesso aos equipamentos desenvolvidos pela indústria é notória, além de que o setor industrial utiliza as tecnologias desenvolvidas pela pesquisa universitária.

2.5 Conversão CA-CA

A conversão eletrônica de energia envolve a comutação em baixa ou alta frequência de dispositivos semicondutores ou qualquer outro elemento que possa realizar a função de comutação. A expansão de conversores de potência para conversão de tensão alternada em tensão alternada, operando com semicondutores em alta frequência tardou a ocorrer, em comparação com conversores de tensão contínua, justamente em virtude dos fenômenos de comutação.

Para mostrar o problema da comutação em conversores CA-CA será utilizado um conversor do tipo Buck com interruptores bidirecionais em corrente e tensão, o qual é mostrado na Fig. 2-3. Para analisar a comutação supõe-se que as tensões de entrada e de carga estejam positivas, e que a corrente na carga, e conseqüentemente no indutor L_o , também esteja positiva, conforme indicado na Fig. 2-3.

Supondo que o interruptor S_a esteja conduzindo, ter-se-á o circuito apresentado na Fig. 2-4. Desta forma a tensão na carga irá aumentar.

Se for desejado diminuir a tensão na carga, deve-se fazer conduzir o interruptor S_b . Têm-se duas possibilidades: comandar o interruptor S_b a entrar em condução antes de abrir o interruptor S_a ou abrir o interruptor S_a e depois comandar a entrada em condução de S_b . No primeiro caso diz-se que o comando é com sobreposição de sinais, enquanto no segundo caso é com tempo morto.

Na Fig. 2-5 mostra-se o circuito resultante se os sinais de comando forem sobrepostos, que é a primeira possibilidade citada anteriormente. Pode-se perceber pela figura que irá ocorrer um curto-circuito da fonte de entrada, o que poderá destruir os interruptores.

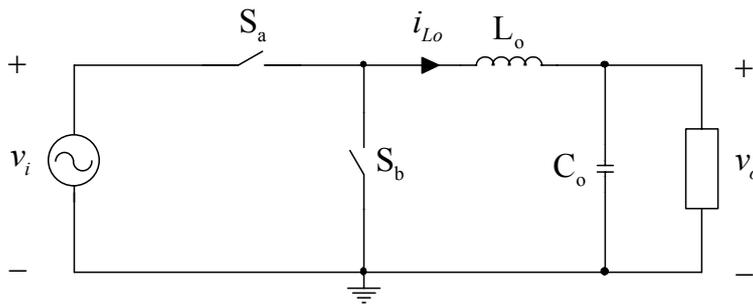


Fig. 2-3 – Conversor Buck CA-CA.

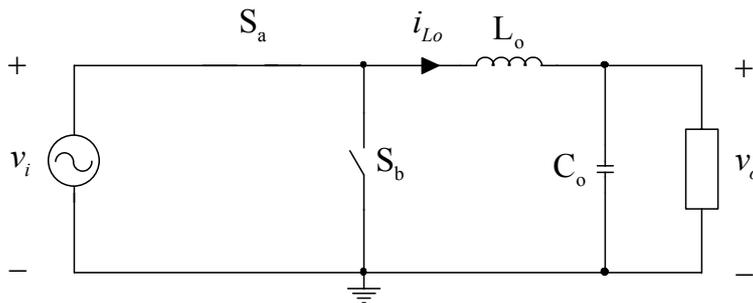
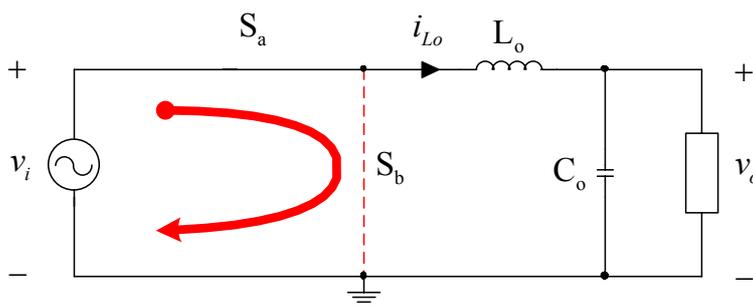
Fig. 2-4 – Interruptor S_a conduzindo.

Fig. 2-5 – Comando com sobreposição.

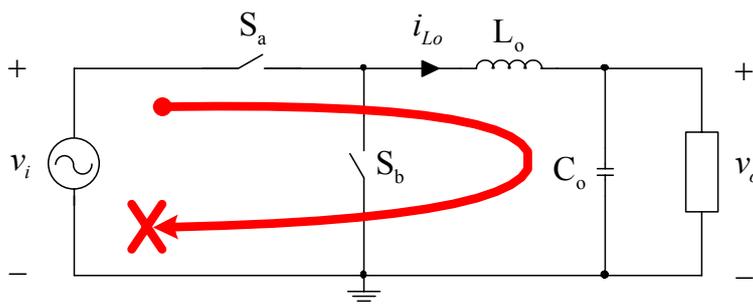


Fig. 2-6 – Comando com tempo morto.

Se o comando for realizado com tempo morto tem-se o circuito resultante mostrado na Fig. 2-6. Neste caso a corrente do indutor L_o não terá caminho para circular, o que provocará uma sobretensão sobre os interruptores, também podendo destruir os mesmos.

Resolver o problema de comutação apresentado tem sido um dos principais temas de pesquisa em conversão CA-CA ao longo da história. Várias soluções foram apresentadas, muitas vezes de difícil implementação, dispendiosas, de baixo rendimento ou, principalmente, de baixa confiabilidade.

O conversor mostrado na Fig. 2-3 é de conversão direta de energia. Propostas para

resolver o problema da comutação foram apresentadas em [148, 165, 176, 179 e 195]. Estas estratégias de comutação necessitam do sincronismo dos sinais de comando com a tensão de entrada ou com a corrente de carga.

Outra possibilidade para realizar a comutação de conversores CA-CA é usando uma célula de comutação proposta em [144] e posteriormente estudada em [105-108]. Estes conversores são robustos, com pequeno número de interruptores comandados (dois apenas). Todavia, eles não usam interruptores em configurações comerciais e possuem um problema de circulação de corrente média nos indutores do filtro de saída [105].

A solução estudada neste trabalho consiste em utilizar a conversão indireta da energia, eliminando a necessidade de interruptores bidirecionais em tensão, apenas continua a obrigatoriedade de serem bidirecionais em corrente, a qual foi apresentada para aplicação em estabilizadores de tensão em [263] e já apresentada também em [264]. Nestas soluções a quantidade de interruptores aumenta, devido à presença de dois estágios, um retificador e outro inversor, o que não ocorre nos conversores diretos.

2.6 Generalização dos compensadores série de tensão

O conceito de compensação série foi discutido na introdução deste trabalho e agora se pretende mostrar como implementá-lo. Em outras palavras, será mostrado como a tensão de compensação pode ser injetada em série com a tensão de alimentação da rede de energia elétrica, para gerar a tensão de saída (da carga), e como o conversor CA-CA, que realizará essa função é alimentado.

Inicialmente abordam-se as formas de alimentação do conversor CA-CA, diferenciadas em alimentação pelo lado da rede, da carga e independente. Em seguida serão mostradas algumas maneiras de aplicar a tensão de compensação ao sistema. Finalmente ter-se-ão seis (6) possibilidades de implementar o condicionador de tensão alternada, sendo que estas podem ser aplicadas em qualquer condicionador, seja direto ou indireto, desde que usando o princípio da compensação série. Para outros conversores, que não usam o princípio da compensação série, as idéias aqui discutidas podem ser válidas, desde que adaptadas para cada caso em questão.

2.6.1 Alimentação do conversor CA-CA

A alimentação do conversor CA-CA usado para compensação série, pode-se dar de três formas diferentes (*Definição 2.3*):

1. Pelo lado da rede – aquela na qual a alimentação do conversor é realizada pelo lado da rede de energia elétrica (fonte de alimentação), mostrada na Fig. 2-7.

2. Pelo lado da carga – aquela na qual a alimentação do conversor é obtida no lado da carga, mostrada na Fig. 2-8.
3. Independente – aquela na qual a alimentação do conversor é feita com uma fonte de alimentação independente, mostrada na Fig. 2-9.

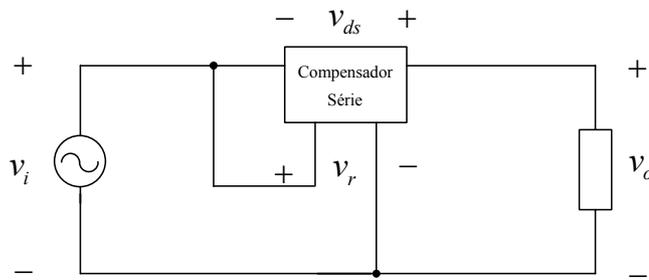


Fig. 2-7 – Condicionador série com alimentação pelo lado da rede.

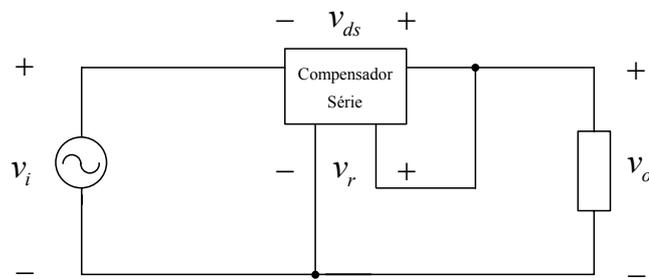


Fig. 2-8 – Condicionador série com alimentação pelo lado da carga.

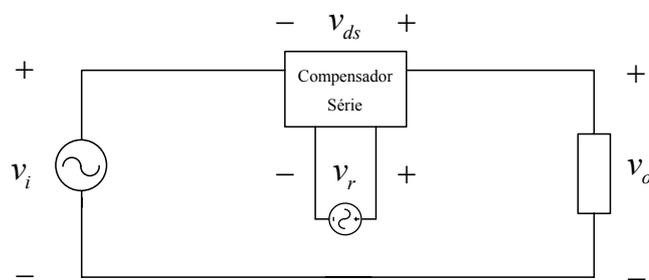


Fig. 2-9 – Condicionador série com alimentação independente.

As características principais de cada configuração serão discutidas a seguir. Basicamente, as diferenças entre as configurações apresentadas estão no projeto do estágio de potência, principalmente na relação do transformador isolador utilizado e no estágio de controle porque em cada configuração se tem um modelo linearizado diferente. Além disso, o filtro do inversor pode assumir diferentes configurações, com implicações importantes no controle e na implementação.

No circuito do compensador série, pode-se aplicar a tensão de compensação ao sistema de diferentes formas, algumas delas discutidas em [293]. Naquele trabalho o enfoque era filtragem ativa e passiva, com inúmeras topologias de filtros, alguns com etapas em série e em paralelo. Aqui serão apresentadas três propostas e serão mostradas as principais distinções entre elas.

Na Fig. 2-10 mostra-se a configuração com filtro de saída diretamente em série com a

fonte de alimentação, também denominada de compensação com capacitor como elemento série [252 e 254]. Neste caso, toda a corrente da carga circula pelo indutor e, conseqüentemente, pelos semicondutores do conversor. As vantagens desta estrutura são: a) Os interruptores podem ser para baixa tensão, visto que a tensão de compensação é sempre uma porcentagem da tensão de entrada; b) Robustez em termos de proteção, pois ao se bloquear os interruptores do conversor, interrompe-se o caminho de baixa impedância da corrente de curto-circuito, caso este ocorra na carga, restando apenas o capacitor C_o conectado diretamente à rede de energia elétrica.

Um dos métodos mais utilizados para injeção da tensão de compensação é utilizar-se um transformador série, como mostrado na Fig. 2-11. Nesta configuração o filtro do inversor está localizado no lado primário, não se aproveitando a indutância de dispersão de T_1 como parte do filtro. No entanto, o transformador fica submetido a uma tensão filtrada, o que diminui as perdas, já que toda a ondulação de corrente em alta frequência devida ao inversor fica confinada no capacitor C_o , não circulando por T_1 . A vantagem desta estrutura é que a corrente dos semicondutores é menor que a da carga, pois o transformador, no caso de um estabilizador, é abaixador, propiciando uma estrutura com alto rendimento. Em contrapartida, ao ocorrer um curto-circuito na carga a corrente de falta é induzida no primário, circulando pelo inversor, e não pode ser interrompida bloqueando-se os interruptores do inversor, situação na qual iriam ocorrer sobretensões nos semicondutores. Necessita-se então, por exemplo, usar um par de tiristores em paralelo com o primário visando oferecer um caminho para a corrente de falta até atuar a proteção por fusíveis ou disjuntores.

Uma derivação da configuração da Fig. 2-11 é mostrada na Fig. 2-12, onde o filtro do inversor está distribuído, ou seja, o capacitor está localizado no secundário do transformador T_1 e o indutor L_o está no primário do mesmo. Neste caso se aproveita a indutância de dispersão do transformador no papel de indutor de filtragem do inversor. As demais características são idênticas à configuração da Fig. 2-11.

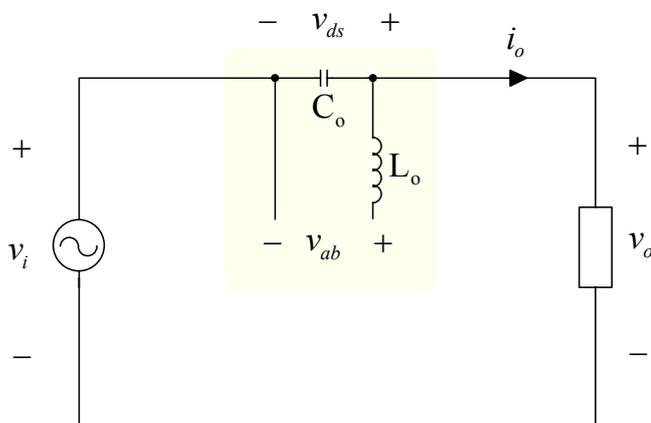


Fig. 2-10 – Injeção direta da tensão de compensação.

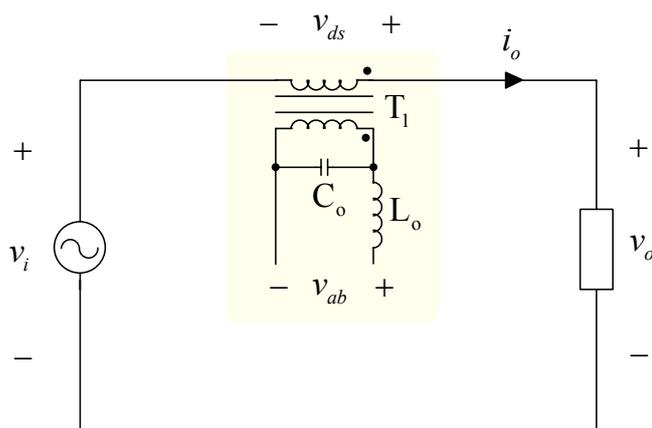


Fig. 2-11 – Injeção da tensão de compensação através de transformador com filtragem no primário.

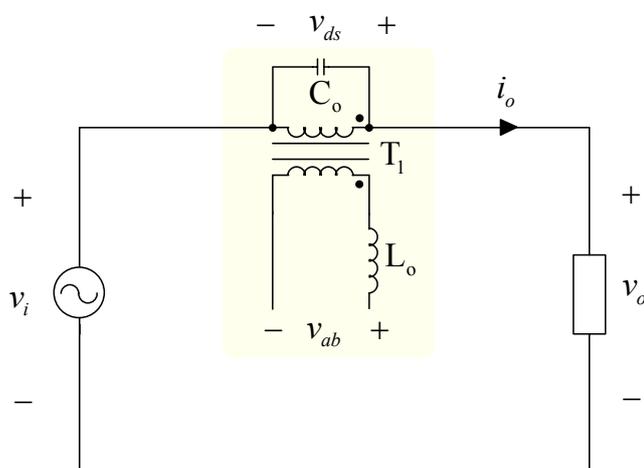


Fig. 2-12 – Injeção da tensão de compensação através de transformador com filtragem distribuída.

2.6.2 Isolamento do conversor

Para os conversores com alimentação pelo lado da rede ou pelo lado da carga, nos quais a alimentação do conversor CA-CA é a própria rede de energia elétrica ou a saída do sistema, há necessidade de isolamento através de transformadores. Este isolamento pode ser feito em dois pontos do circuito, ressaltando que isso é válido para conversores indiretos de *link* direto. O transformador de isolamento pode estar na entrada do retificador ou na saída do inversor, conforme mostrado na Fig. 2-13 e na Fig. 2-14.

A tensão de compensação ($v_{ds}(t)$) é uma porcentagem da tensão de alimentação, por exemplo, 20% para uma variação da mesma proporção na tensão de entrada. Desta forma, o transformador T_1 sempre é abaixador de tensão. Assim sendo, na configuração da Fig. 2-13, com o transformador no lado do retificador, o conversor irá operar com toda a corrente da carga e com tensão reduzida. O contrário ocorre com o conversor da Fig. 2-14, no qual a corrente será menor que a da carga, mas a tensão será a da rede de energia elétrica.

Em termos de robustez, durante a ocorrência de curto-circuito na carga as considerações que foram feitas no item anterior valem aqui também, sendo a configuração da Fig. 2-13 mais robusta que a da Fig. 2-14. Outro ponto importante é a presença de tensão média no primário do

transformador para o circuito da Fig. 2-14, o que não ocorre no circuito da Fig. 2-13. Isto será discutido em detalhe no capítulo referente ao projeto e implementação de um condicionador de tensão alternada.

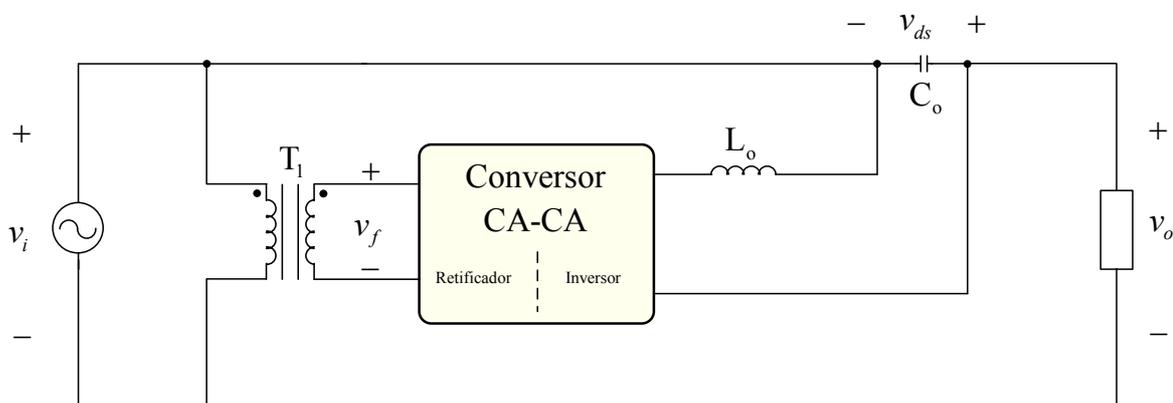


Fig. 2-13 - Isolamento no lado do retificador (entrada).

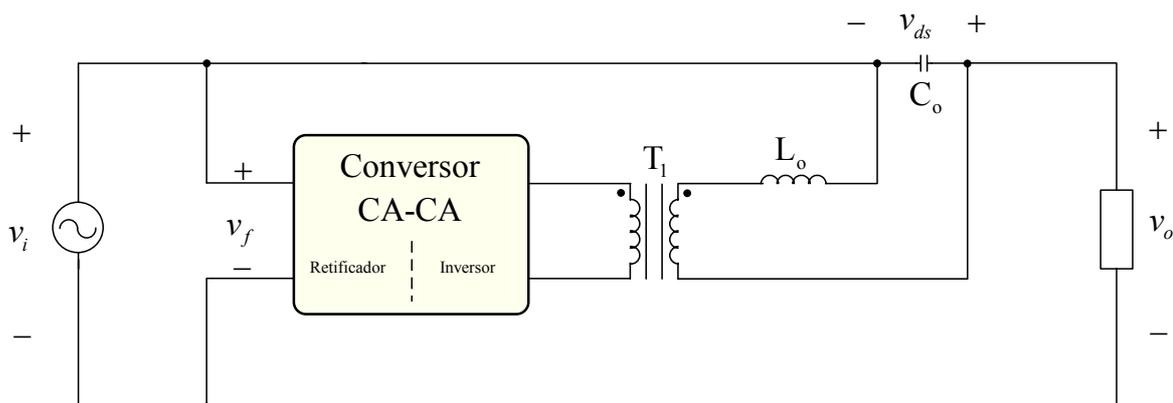


Fig. 2-14 - Isolamento no lado do inversor (saída).

As topologias mostradas na Fig. 2-13 e na Fig. 2-14 são com alimentação pelo lado da rede. Para alimentação pelo lado da carga ou independente tem-se as mesmas alternativas, resultando em seis (6) topologias diferentes. Na Tabela 1 tem-se uma síntese do cálculo da relação de transformação de T_1 para cada uma das 6 topologias possíveis. Estas relações de transformação são obtidas conforme a metodologia apresentada no Capítulo 3 desta tese.

Considerou-se na Tabela 1 que a fonte de tensão independente, para os circuitos 5 e 6, tenha mesmas amplitude e variação absoluta (Δ) que a tensão de entrada. Por isso as relações de transformação de T_1 nos circuitos 5 e 6 são iguais a dos circuitos 1 e 2. Se a fonte independente não tivesse variação e seu valor nominal fosse igual à saída, então as relações de transformação dos circuitos 5 e 6 seriam iguais a dos circuitos 3 e 4.

Tabela 1 - Topologias de condicionadores série de tensão.

	Circuito	Alimentação	Isolamento	Relação de transformação de T_1
1		Lado da rede	Retificador	$N_1 = \frac{1-\Delta}{\Delta} \cdot D_{max}$
2			Inversor	
3		Lado da carga	Retificador	$N_1 = \frac{D_{max}}{\Delta}$
4			Inversor	
5		Independente	Retificador	$N_1 = \frac{1-\Delta}{\Delta} \cdot D_{max}$
6			Inversor	

Pode-se fazer um comparativo entre as relações de transformação de T_1 para os circuitos 1, 2 e 3, 4, como mostrado na expressão (1.4). Como exemplo, se a variação admitida na tensão de entrada for de 20%, então N_1 para os circuitos 1 e 2 será 20% menor do que N_1 para os circuitos 3 e 4. Isso não significa necessariamente uma redução de 20% no tamanho do transformador nos circuitos 3 e 4.

$$N_1^{1,2} = \frac{1-\Delta}{\Delta} \cdot D_{max} \quad (\text{relação de transformação de } T_1 \text{ para 1 e 2}) \quad (1.1)$$

$$N_1^{3,4} = \frac{D_{max}}{\Delta} \quad (\text{relação de transformação de } T_1 \text{ para 3 e 4}) \quad (1.2)$$

$$\frac{N_1^{1,2}}{N_1^{3,4}} = \frac{1-\Delta}{\Delta} \cdot D_{max} \left/ \frac{D_{max}}{\Delta} \right. \quad (1.3)$$

$$N_1^{1,2} = N_1^{3,4} \cdot (1-\Delta) \quad (1.4)$$

2.6.3 Fluxo de energia

Um condicionador de tensão alternada deve ter a capacidade de alimentar qualquer carga conectada em sua saída e para isso necessita ser bidirecional para o fluxo de energia aparente, seja reativa ou ativa. Um estabilizador convencional é capaz de fornecer tensão regulada em sua saída, compensando variações na tensão das barras do sistema de energia ou quedas de tensão nas impedâncias da linha de transmissão e distribuição devido à corrente solicitada pelas cargas. No entanto, não é capaz de compensar variações na forma da tensão de entrada, provocadas pela queda de tensão devido às cargas não-lineares sobre as impedâncias das linhas, ou pelo próprio sistema de geração. Assim, um estabilizador convencional, que corrige apenas o valor eficaz da tensão na saída, não necessita ter bidirecionalidade de energia harmônica [288].

Para facilitar o entendimento do fluxo de potência nos condicionadores de tensão em estudo será apresentado um diagrama fasorial, na Fig. 2-15, para um condicionador com barramento de tensão contínua, ou seja, que tem a capacidade de disponibilizar uma tensão de compensação de amplitude e fase variáveis. Este já não é o caso do condicionador em estudo, pois o mesmo não tendo barramento só pode disponibilizar em sua saída uma tensão com amplitude variável, mas fase idêntica à da rede de energia elétrica, conforme mostrado no diagrama fasorial da Fig. 2-16.

Na Fig. 2-15 e na Fig. 2-16 $v_i(t)$ é a tensão de entrada, $v_{ds}(t)$ a tensão de saída, $i_o(t)$ a corrente da carga e $i_{od}(t)$ e $i_{oq}(t)$ suas componentes de eixo direto e de quadratura, respectivamente. Os ângulos \varnothing e λ são da carga e da defasagem entre a tensão de entrada e a tensão de compensação, na seqüência. Nota-se que na figura as variáveis estão representadas na forma fasorial.

A potência ativa do conversor pode ser escrita conforme a expressão (1.5) e a reativa conforme (1.6) [314]. Mas, como o ângulo de defasagem (λ) entre a tensão de compensação e a tensão da rede só pode ser 0° ou 180° , para condicionadores sem barramento, então se obtém (1.7) e (1.8).

$$P_{con} = v_{ds}(t) \cdot i_{od}(t) = v_{ds_rms} \cdot i_{o_rms} \cdot \cos(\lambda - \phi) \quad (1.5)$$

$$Q_{con} = v_{ds}(t) \cdot i_{oq}(t) = v_{ds_rms} \cdot i_{o_rms} \cdot \sen(\lambda - \phi) \quad (1.6)$$

$$P_{con} = v_{ds_rms} \cdot i_{o_rms} \cdot \pm \cos(\phi) \quad (1.7)$$

$$Q_{con} = v_{ds_rms} \cdot i_{o_rms} \cdot \mp \sen(\phi) \quad (1.8)$$

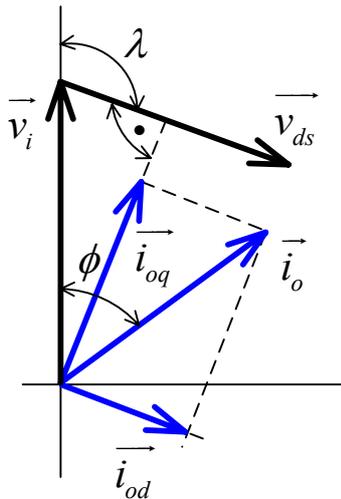


Fig. 2-15 - Diagrama fasorial do condicionador de tensão com barramento CC.

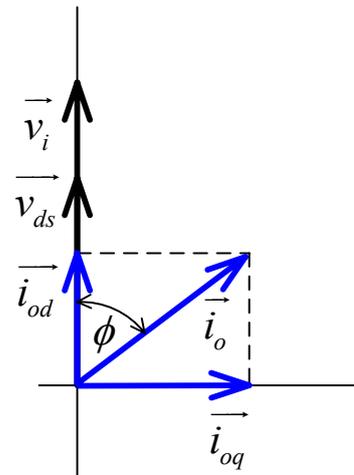


Fig. 2-16 - Diagrama fasorial do condicionador sem barramento CC.

Verifica-se pelas expressões (1.7) e (1.8) que, se a tensão de compensação não tiver defasagem em relação à rede e a carga for puramente resistiva, por exemplo, então a potência ativa do conversor será positiva e a potência reativa será nula, isto é, o conversor estará fornecendo potência ativa. Por outro lado, se a defasagem for de 180° , e com carga puramente resistiva ($\theta=0$), então a potência ativa será negativa e a reativa nula, indicando que o conversor estará regenerando energia ativa da carga para a rede.

Considerando que a variação percentual na tensão de entrada pode ser para mais ou para menos, de um fator Δ , tipicamente na faixa de $\pm 0,2$, onde o sinal positivo indica variação para mais e o sinal negativo variação para menos, pode-se obter os circuitos com seus respectivos fluxos de energia ativa (P), mostrados na Fig. 2-17 e na Fig. 2-18, para alimentação pelo lado da rede e pelo lado da carga, respectivamente. O conversor com alimentação independente não será mostrado, pelo fato de exigir uma fonte de alimentação extra, o que elevaria o custo do condicionador usado em sistemas monofásicos. Na Fig. 2-17 e na Fig. 2-18, considerou-se que a carga é resistiva e a tensão de entrada senoidal pura, além de que o condicionador é ideal, permitindo que o fluxo de energia seja representado somente pela parcela ativa, com fins de facilitar o entendimento.

Para ambos os conversores, com alimentação pelo lado da rede ou pelo lado da carga, a potência da rede é sempre igual à potência da carga, desprezando as perdas nos elementos do conversor, além de considerar que a tensão de alimentação é senoidal pura. Caso a tensão de alimentação seja distorcida, então o conversor irá fornecer ou devolver energia harmônica, disponibilizando na saída do inversor ($v_{ds}(t)$) uma tensão que compense as distorções na tensão de entrada. Isto também pode ocorrer se a carga for não-linear e, como a mesma provoca quedas de tensão na impedância da linha, o condicionador deverá compensá-las.

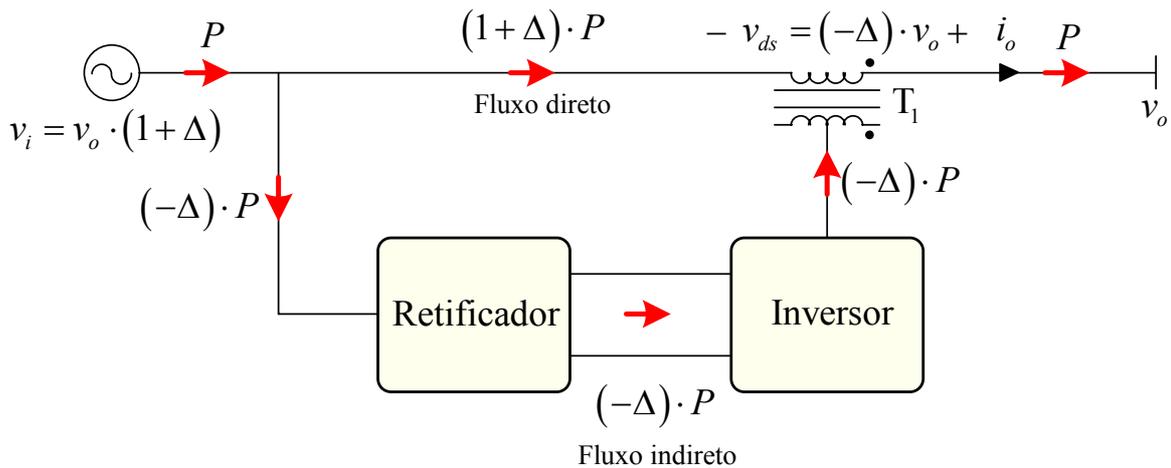


Fig. 2-17 - Fluxo de energia para o condicionador com alimentação pelo lado da rede.

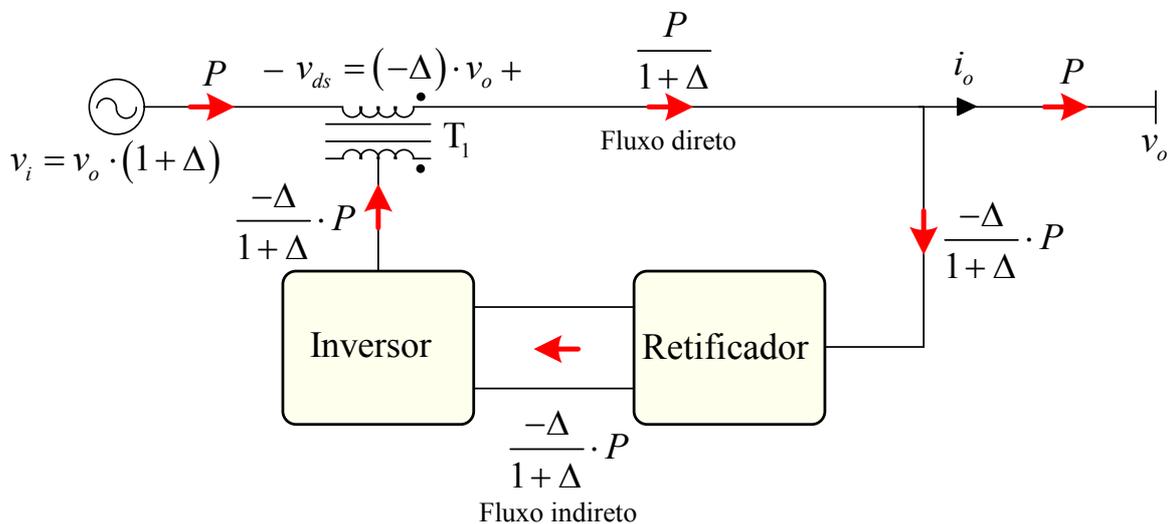


Fig. 2-18 - Fluxo de energia para condicionador com alimentação pelo lado da carga.

Para condicionadores de tensão com compensação série, têm-se dois fluxos de energia, denominados aqui de fluxo direto e fluxo indireto. Fluxo direto é aquele que flui diretamente da rede para a carga, e fluxo indireto é aquele que flui de maneira controlada e bidirecional através do conversor, da rede para a carga ou da carga para a rede. Estas duas parcelas do fluxo de energia são diferentes conforme o conversor é de alimentação pelo lado da rede ou pelo lado da carga, o que indica claramente que a potência do transformador T_1 também o será.

Para exemplificar quantitativamente cada parcela do fluxo de energia, mostram-se na Tabela 2 os valores considerando um sistema ideal, com alimentação senoidal e carga de 10 kW. Nota-se que quando a tensão de entrada é menor do que o valor nominal o conversor estará injetando energia no sistema, o contrário acontecendo quando a tensão de entrada for maior que o valor nominal. Se a tensão de entrada estiver no valor nominal, o fluxo de energia indireto é nulo. Para o conversor com alimentação pelo lado da rede, o maior valor de potência (fluxo indireto) é de

2 kW, enquanto para o conversor com alimentação pelo lado da carga esse valor é 2,5 kW. Isto é facilmente explicado observando-se a Fig. 2-17 e a Fig. 2-18. Pode-se verificar que a corrente induzida pelo transformador, e que circula pelo conversor com alimentação pelo lado da rede, é apenas a corrente de carga. Já para o conversor com alimentação pelo lado da carga, além da corrente de carga aparece induzida a própria corrente de compensação, o que eleva a potência do mesmo.

Tabela 2 - Exemplos de fluxo de energia.

Alimentação	Δ	v_{i_rms} [V]	P_i [kW]	Fluxo direto \approx [kW]	Fluxo indireto \approx [kW]
Lado da rede	-0,2	176	10	8	2
Lado da carga				12,5	2,5
Lado da rede	0	220		10	0
Lado da carga				10	0
Lado da rede	+0,2	264		12	-2
Lado da carga				8,4	-1,6

2.7 Conclusões

O propósito deste capítulo foi revisar historicamente a área da conversão CA-CA com especial enfoque nos estabilizadores de tensão alternada, além de introduzir o estudo dos condicionadores de tensão alternada com compensação série. Realizaram-se a contextualização do problema e uma classificação dos conversores CA-CA se fez necessária, devido à enorme quantidade de publicações na área. Sucintamente foi contada a história dos estabilizadores de tensão no Brasil.

Algumas definições foram propostas, com o objetivo de evitar mal-entendimentos dos assuntos tratados na seqüência, além de permitir um melhor enfoque no desenvolvimento do trabalho. O principal problema da conversão CA-CA, a comutação, também foi abordado, mostrando-se trabalhos com propostas de solução para o mesmo.

Uma importante contribuição deste trabalho é a generalização dos compensadores série, aqui classificados em: alimentação pelo lado da rede, pelo lado da carga e independente. As características foram discutidas, bem como algumas maneiras de como aplicar a tensão de compensação no sistema.

A necessidade de um transformador de isolamento foi indicada, mostrando-se diferentes maneiras de realizá-la: isolamento na entrada, no lado do retificador, e isolamento na saída, no lado do inversor. Com estas duas alternativas e com as três maneiras de alimentar o conversor (pelo lado da rede, pelo lado da carga e independente) foi possível apresentar seis (6) configurações diferentes para os condicionadores de compensação série.

Por último abordou-se o fluxo de energia nos condicionadores com alimentação pelo lado da rede e pelo lado da carga. Introduziram-se os termos fluxo direto e fluxo indireto, mostrando que os mesmos são diferentes conforme a configuração do conversor, acarretando em diferentes potências para o conversor e para o transformador T_1 , caso a alimentação seja pelo lado da rede ou pelo lado da carga.

Discutiu-se também que o condicionador deve compensar tanto variações de amplitude como de forma da tensão de entrada, disponibilizando na saída uma tensão senoidal com baixo conteúdo harmônico, seja com cargas lineares ou não-lineares.

Cap. 3 Condicionador de tensão alternada – Estudo do estágio de potência

Neste capítulo realiza-se o estudo teórico do conversor utilizado como condicionador de tensão alternada. O mesmo tem a configuração de compensador de tensão, o que lhe permite operar com apenas parte da potência da carga. Tem características indiretas de transferência de energia, sendo formado por um primeiro estágio – retificador bidirecional, e um segundo – inversor. No entanto, não utiliza elementos armazenadores de energia no barramento, o que diminui consideravelmente seu volume, peso e custo. Outra característica interessante deste conversor é a utilização das indutâncias de dispersão do transformador no papel de indutância de filtragem da tensão de saída. A topologia do estágio de potência é baseada em [263], e são possíveis algumas variações topológicas, mudando-se a posição do filtro de saída do inversor de tensão.

É feito o estudo analítico, envolvendo a modulação do inversor e a obtenção do ganho estático, a relação de transformação de T_1 , a ondulação de tensão e corrente no filtro de saída, podendo-se obter, então, a metodologia de projeto do estágio de potência do conversor, que será apresentada em capítulo posterior.

3.1 Topologia proposta para estudo

O circuito elétrico do condicionador de tensão alternada, usando o princípio da compensação série, é mostrado na Fig. 3-1. O conversor tem a função de operar como uma fonte de tensão controlada, objetivando-se o condicionamento da tensão de saída, frente às variações de carga e na tensão da rede.

Os interruptores S_1/S_2 e S_3/S_4 formam o retificador bidirecional em corrente. O transformador T_1 tem a finalidade de aplicar a tensão de compensação à saída. O capacitor C_o e o indutor L_o formam o filtro de saída do inversor de tensão, que é formado pelos interruptores S_5/S_6 e S_7/S_8 . Considera-se que todos os interruptores contenham diodos em antiparalelo.

Pode-se notar que o condicionador de tensão é formado por dois conjuntos de interruptores caracterizando dois conversores ponte completa: o retificador e o inversor. Pelo fato deste conversor não ter capacitores no barramento, os dois conversores são acoplados eletricamente, constituindo um único conversor.

Na análise ora realizada não se considerou a presença de um filtro na entrada do conversor e suas possíveis configurações. A análise do estágio de potência com o filtro na entrada seria complexa. Desta forma, com objetivo de tornar o estudo deste capítulo simples e de fácil compreensão, considerou-se o conversor conectado numa fonte de tensão ideal ($v_i(t)$) e sem filtro na entrada.

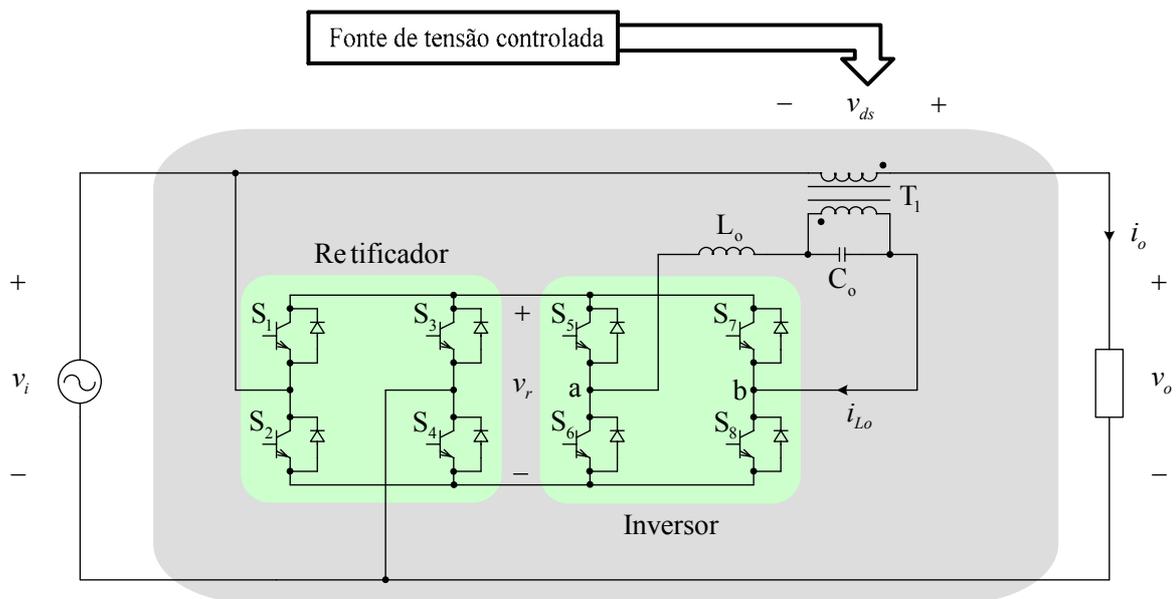


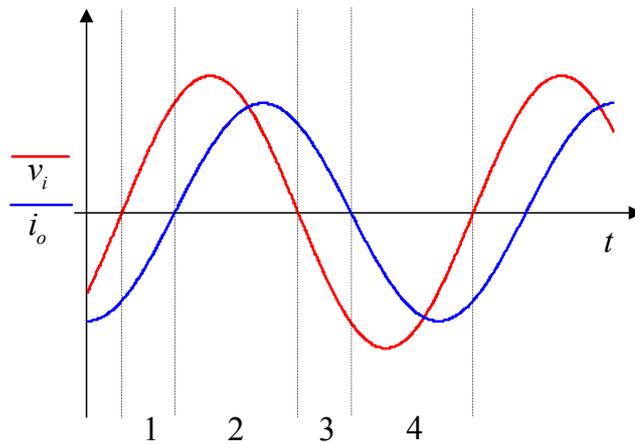
Fig. 3-1 – Topologia do condicionador de tensão alternada proposta para estudo.

3.2 Etapas de funcionamento

Na Fig. 3-2 mostram-se as formas de onda típicas para uma carga do tipo resistiva-indutiva, na qual tem-se defasagem entre a tensão e a corrente. A tensão $v_i(t)$ é a tensão da rede, que está em fase com a tensão da carga, enquanto a corrente $i_o(t)$ é a corrente da carga.

Durante a operação do conversor, podem-se ter quatro combinações diferentes entre a tensão da rede/saída e a corrente da carga. Portanto, nas etapas de operação consideraram-se sempre duas situações distintas para a corrente de carga, isto é, essa sendo positiva ou negativa.

Na descrição das etapas de operação do retificador e do inversor, mostradas a seguir, considerou-se o conversor como um conjunto com etapas distintas, isto é, as etapas de funcionamento do retificador foram descritas separadamente das do inversor, mesmo que as primeiras dependam das segundas e vice-versa.



Região 1: $v_i > 0$ e $i_o < 0$;

Região 2: $v_i > 0$ e $i_o > 0$;

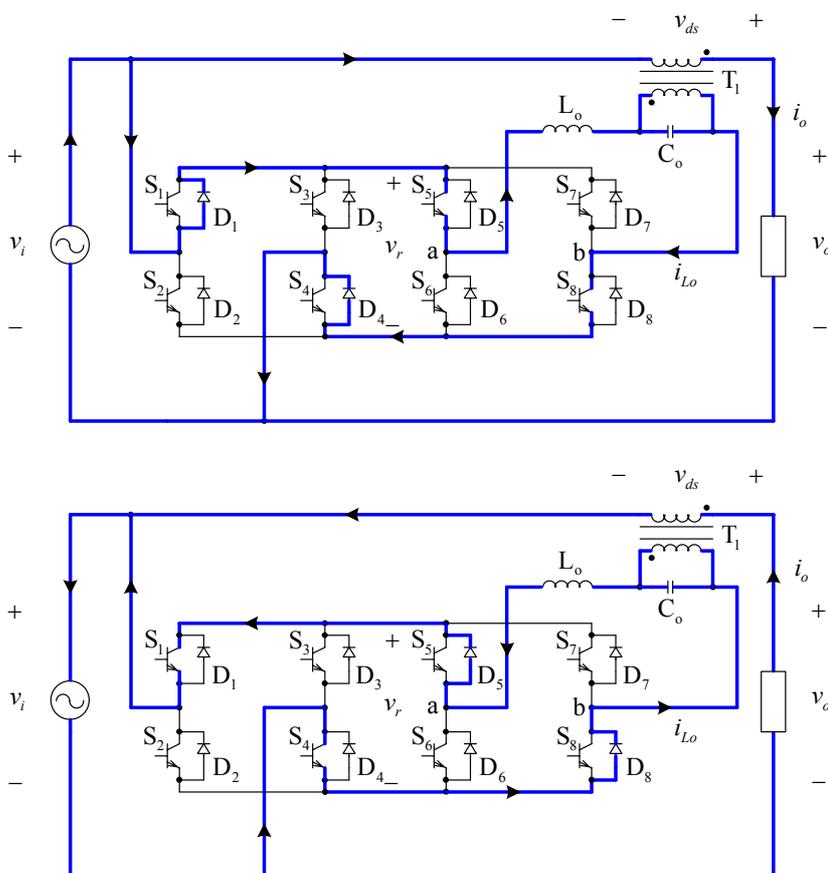
Região 3: $v_i < 0$ e $i_o > 0$;

Região 4: $v_i < 0$ e $i_o < 0$;

Fig. 3-2 - Principais formas de onda.

3.2.1 Operação do retificador

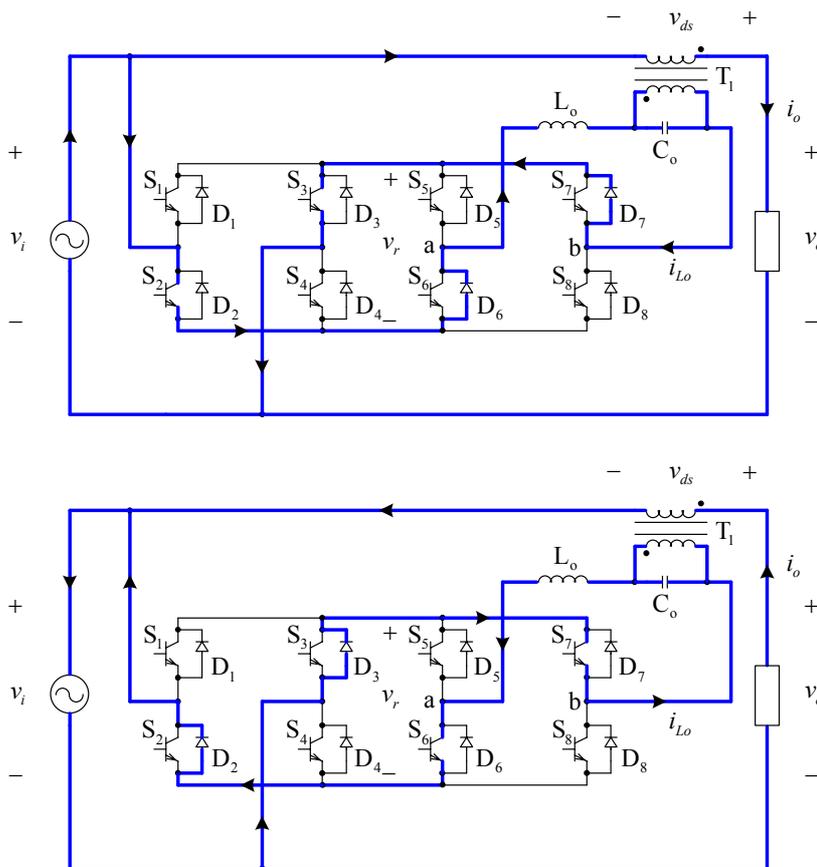
O retificador – primeiro conversor ponte completa do conjunto – tem duas etapas de funcionamento. Estas dependem da polaridade da tensão da rede, denominada nas figuras de $(v_i(t))$. Suas etapas de operação são mostradas na Fig. 3-3 e Fig. 3-4.



1. $v_i(t) > 0$

S_1 e S_4 estão ligados. Se $i_o > 0$, então i_{L_o} circula por D_1 e D_4 , caso contrário por S_1 e S_4 . Esta etapa dura até o instante em que a tensão de entrada muda de polaridade.

Fig. 3-3 - Primeira etapa de operação do retificador.



2. $v_i(t) < 0$

S_2 e S_3 estão ligados. Se $i_o < 0$, então i_{L_o} circula por D_2 e D_3 , caso contrário por S_2 e S_3 . Esta etapa dura até o instante em que a tensão de entrada muda de polaridade.

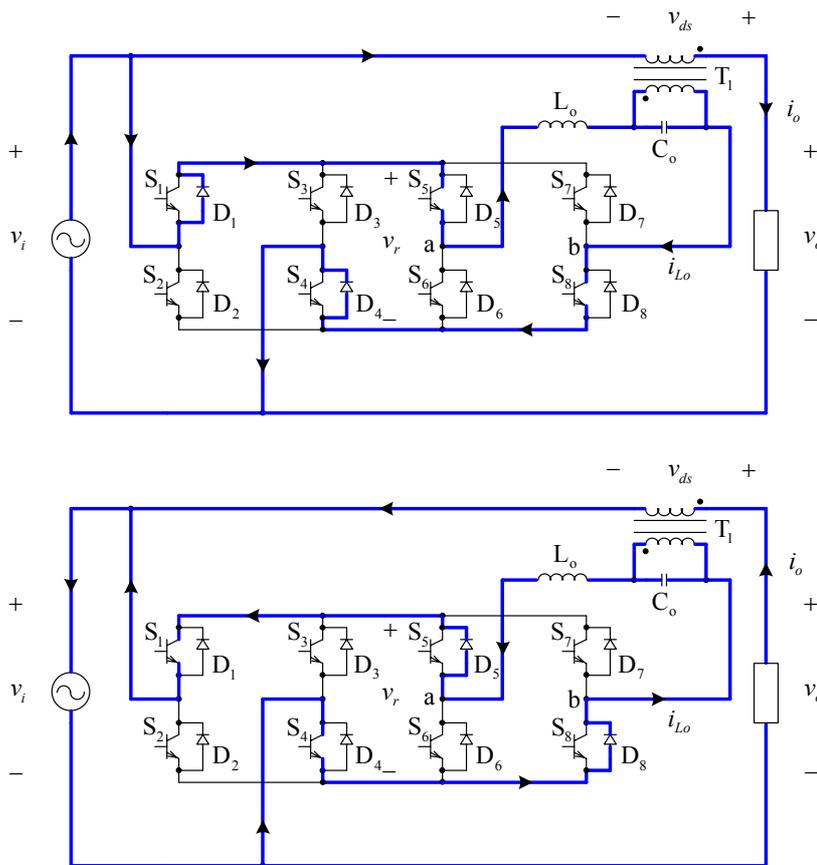
Fig. 3-4 - Segunda etapa de operação do retificador.

3.2.2 Operação do inversor

O inversor – segundo conversor ponte completa do conjunto – tem cinco etapas de funcionamento. A seqüência em que estas etapas de operação são apresentadas não corresponde necessariamente à realidade, pois dependem do tipo de modulação empregada. Assim sendo, mostram-se todas as etapas, sem respeitar a ordem de aparecimento das mesmas, dadas pela modulação *PWM* retangular (modulação por largura de pulsos), adaptada para este conversor a partir da modulação *PWM* senoidal.

As etapas de operação do inversor são mostradas na Fig. 3-5, Fig. 3-6, Fig. 3-7, Fig. 3-8 e Fig. 3-9.

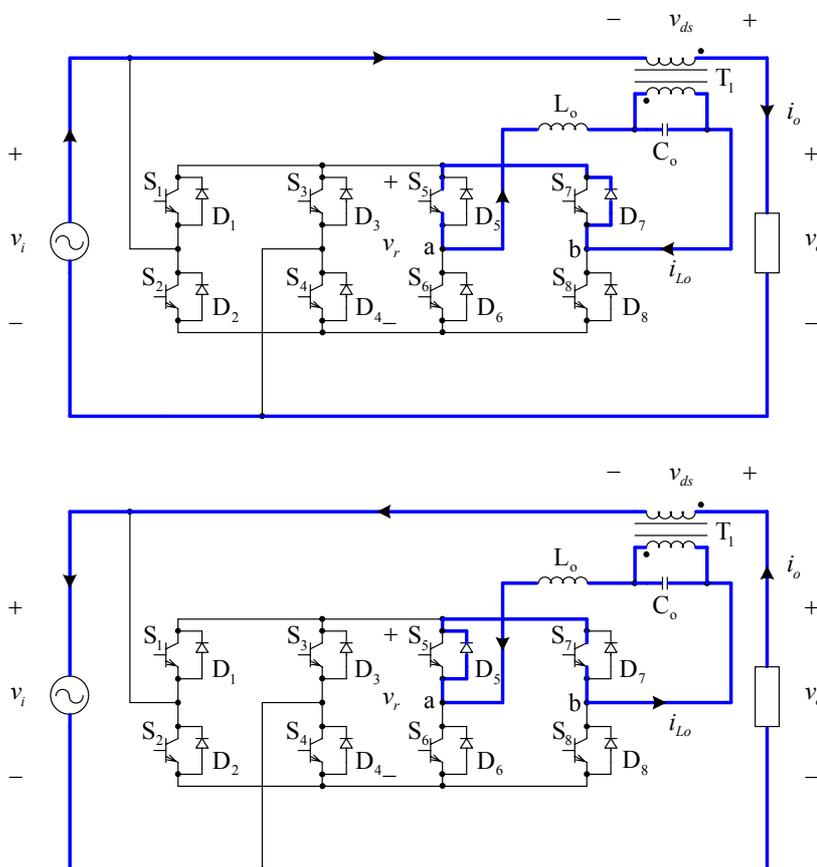
A quantidade de níveis da modulação empregada, dois ou três, para este conversor, também determina as etapas de operação do inversor. Na descrição das etapas a seguir considerou-se a operação com três níveis de tensão na saída do inversor, tensão $v_{ab}(t)$. Caso a modulação seja a dois níveis, têm-se apenas três etapas de operação, enquanto que na modulação a três níveis têm-se cinco etapas de operação.



1. S₅ e S₈ ON

A tensão $v_{ab}(t)$ é positiva.
 Se $i_o(t) > 0$, então $i_{L_o}(t)$ circula por S₅ e S₈, caso contrário por D₅ e D₈.

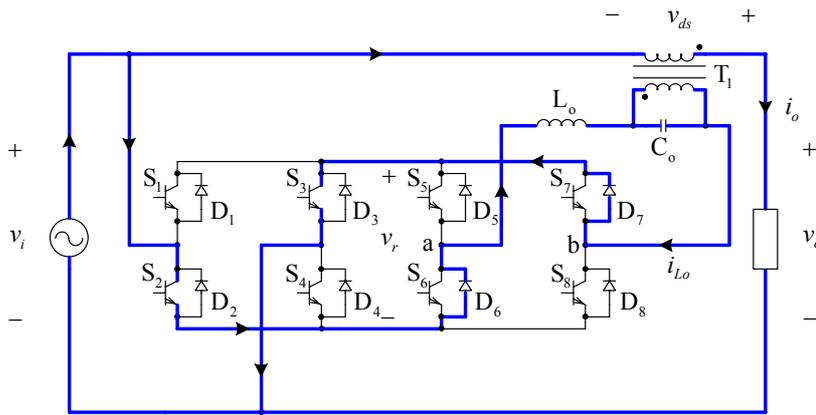
Fig. 3-5 - Primeira etapa de operação do inversor.



2. S₅ e S₇ ON

A tensão $v_{ab}(t)$ é zero.
 Se $i_o(t) > 0$, então $i_{L_o}(t)$ circula por S₅ e D₇, caso contrário por D₅ e S₇.

Fig. 3-6 - Segunda etapa de operação do inversor.



3. S₆ e S₇ ON

A tensão $v_{ab}(t)$ é negativa.
 Se $i_o(t) > 0$, então $i_{L_o}(t)$ circula por D₆ e D₇, caso contrário por S₆ e S₇.

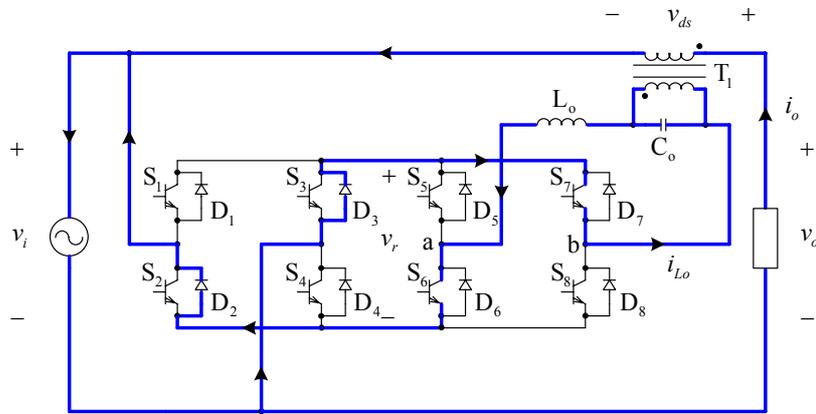
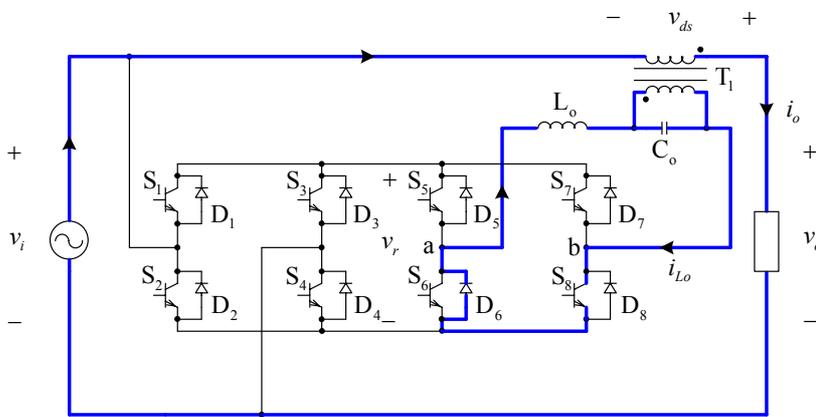


Fig. 3-7 - Terceira etapa de operação do inversor.



4. S₆ e S₈ ON

A tensão $v_{ab}(t)$ é zero.
 Se $i_o(t) > 0$, então $i_{L_o}(t)$ circula por D₆ e S₈, caso contrário por S₆ e D₈.

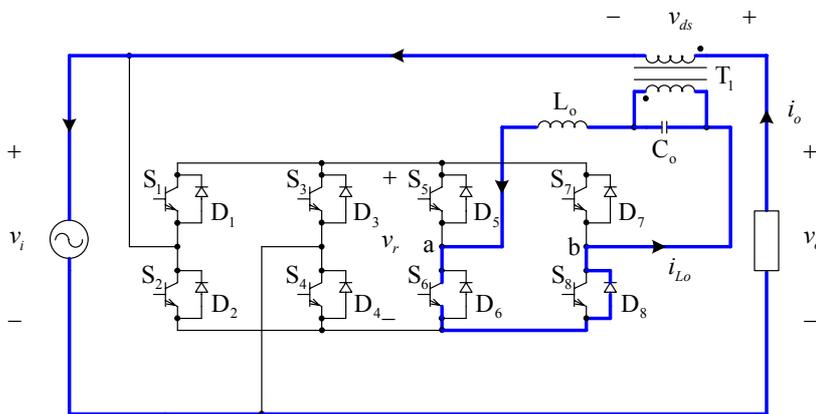
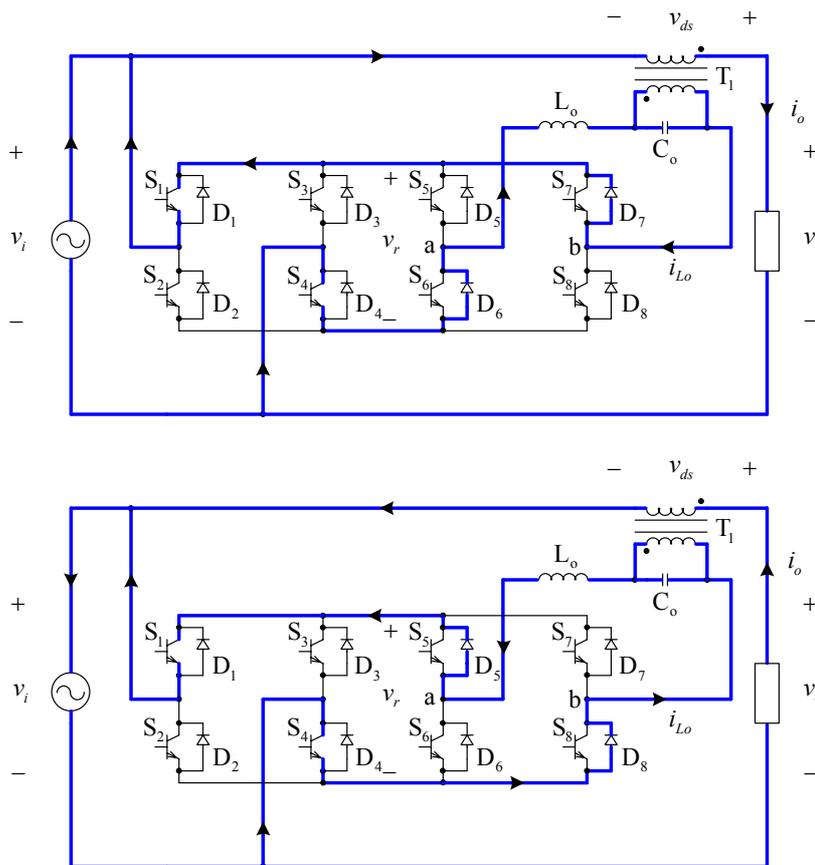


Fig. 3-8 - Quarta etapa de operação do inversor.



5. S_5 a S_8 OFF

A tensão $v_{ab}(t)$ é positiva se $i_o(t) < 0$ e negativa se $i_o(t) > 0$.

A corrente $i_{L_o}(t)$ circula por D_6 e D_7 se for maior que zero e por D_5 e D_8 se for menor que zero.

Fig. 3-9 - Quinta etapa de operação do inversor.

3.3 Principais formas de onda

Na Fig. 3-10 mostram-se as principais formas de onda do estágio de potência do condicionador de tensão alternada. Nota-se que as tensões de comando dos interruptores do retificador ($v_{g1,4}(t)$ e $v_{g2,3}(t)$) são sincronizadas com a tensão da rede ($v_i(t)$). A tensão de saída do retificador ($v_r(t)$) é a tensão da rede retificada, ou seja, o módulo de $v_i(t)$.

A tensão $v_{ab}(t)$ depende da tensão de controle $v_c(t)$. Se esta for positiva durante o semiciclo positivo da rede, então a tensão de saída do conversor será maior que a tensão de entrada, pois $v_{ds}(t) > 0$. Caso contrário, a tensão de saída será menor que a tensão de entrada, pois $v_{ds}(t) < 0$.

Para melhorar a visualização da forma de onda da tensão $v_{ab}(t)$ usou-se uma frequência de comutação pequena, comparada à frequência da rede de energia elétrica. Desta forma, a quantidade de pulsos positivos e negativos na tensão $v_{ab}(t)$ foi pequena, permitindo a distinção entre os períodos de comutação (0 a $d \cdot T_s/2$) e ($d \cdot T_s/2$ a $T_s/2$).

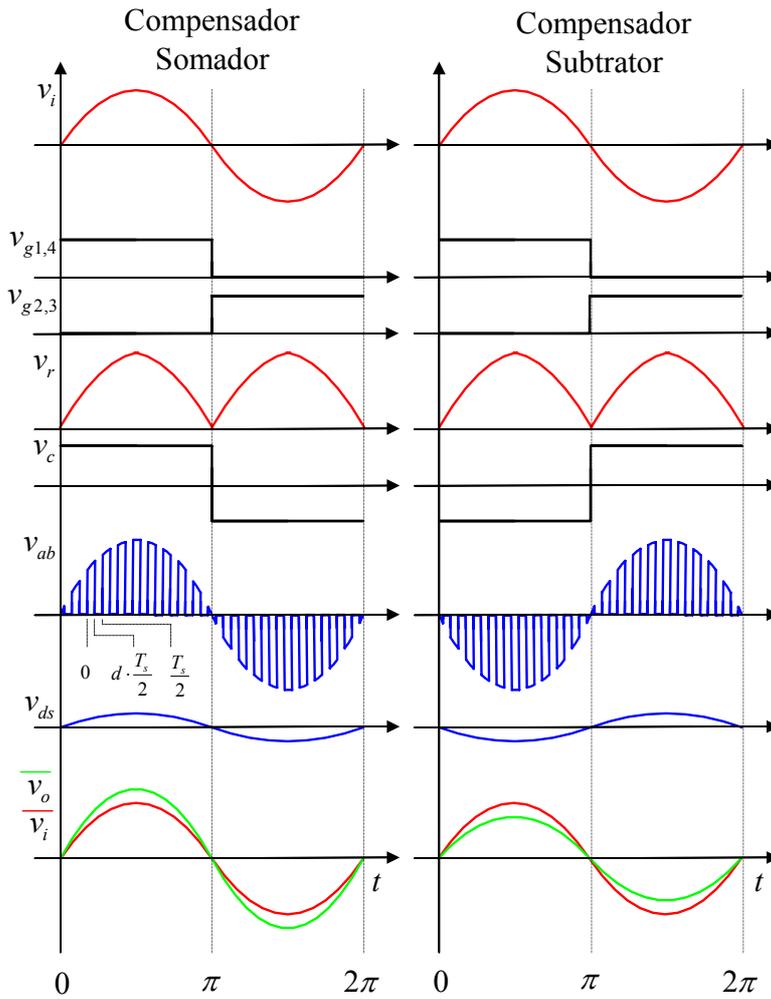


Fig. 3-10 – Principais formas de onda do estágio de potência.

3.4 Modulação

Os interruptores do inversor (S_1 a S_4) são comandados em baixa frequência, com seus sinais de comando sincronizados com a tensão da rede, conforme mostrado na Fig. 3-11. Assim, seus sinais de comando têm seu tempo de duração (T_{on}) dado por (3.2), onde o período da tensão da rede (T_r) é dado por (3.1), em função da frequência da rede (F_r). A frequência da rede é considerada invariante no tempo.

Para o inversor, formado pelos interruptores S_5 a S_8 , pode-se ter modulação a dois níveis ou a três níveis, e esta modulação pode ser implementada de diversas formas. No condicionador de tensão alternada em estudo, será utilizada uma modulação *PWM* senoidal modificada, denominada aqui de modulação *PWM* retangular (*RPWM*).

$$T_r = \frac{1}{F_r} \quad (\text{período da tensão da rede}) \quad (3.1)$$

$$T_{on_S_1, S_2, S_3, S_4} = \frac{T_r}{2} \quad (\text{tempo de condução dos interruptores } S_1 \text{ a } S_4) \quad (3.2)$$

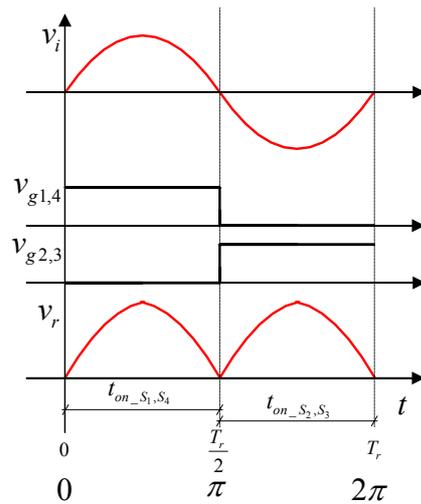


Fig. 3-11 – Modulação e comando dos interruptores do retificador.

Em conversores com modulação *PWM* [364 e 366], a forma de onda da tensão de saída do inversor está diretamente ligada à forma de onda da tensão de controle, a qual é função da razão cíclica, que será definida a seguir.

Definição 3.1: Razão cíclica teórica¹⁸ é o módulo da razão entre a tensão de saída do compensador ($v_{ds}(t)$) e a tensão de entrada do inversor ($v_r(t)$), equivalente à razão entre o tempo em que a tensão de saída do inversor ($v_{ab}(t)$) é maior que zero (t_l) e o período de comutação (T_s), para o semiciclo positivo da tensão da rede ($v_i(t) > 0$); e à razão entre o tempo em que a tensão de saída do inversor ($v_{ab}(t)$) é menor que zero (t_l) e o período de comutação (T_s), para o semiciclo negativo da tensão da rede ($v_i(t) < 0$). Neste caso, a razão cíclica pode variar entre 0 e 1.

Definição 3.2: Razão cíclica real¹⁹ é a razão entre a tensão de saída do compensador ($v_{ds}(t)$) e a tensão de entrada do inversor ($v_r(t)$), variando entre -1 e 1.

A tensão de saída do compensador ($v_{ds}(t)$) é a tensão de saída do inversor ($v_{ab}(t)$) filtrada pelo filtro formado por L_o e C_o . Considera-se como sendo equivalente à média instantânea num período de comutação do inversor, o qual é função da frequência de comutação, considerada invariante no tempo.

$$T_s = \frac{1}{F_s} \quad (\text{período de comutação}) \quad (3.3)$$

¹⁸ O termo razão cíclica é definido originalmente como sendo a razão entre o tempo em que determinado interruptor conduz ($t_{on}(t)$) e o período de comutação (T_s), podendo variar entre 0 e 1.

¹⁹ Definição adotada por conveniência matemática. Ainda existe uma correspondência entre a razão das tensões de entrada e saída do inversor e os tempos em que a tensão de saída do mesmo é maior que zero, no semiciclo positivo, e menor que zero no semiciclo negativo; dada por (3.10).

$$N_1 = \frac{v_{dp}(t)}{v_{ds}(t)} \quad (\text{relação de transformação de } T_1) \quad (3.4)$$

$$\overline{v_{ds}(t)} = \frac{1}{N_1} \cdot \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{ab}(t) dt \quad (\text{tensão de compensação média instantânea}) \quad (3.5)$$

$$d(t)' = \frac{t_1(t)}{T_s} = \left| \frac{v_{ds}(t)}{v_r(t)} \right| = \left| \frac{v_{ds}(t)}{|v_i(t)|} \right| \quad (\text{razão cíclica teórica}) \quad (3.6)$$

$$d(t) = \frac{v_{ds}(t)}{v_r(t)} = \frac{v_{ds}(t)}{|v_i(t)|} \quad (\text{razão cíclica real}) \quad (3.7)$$

$$T_s = t_1(t) + t_0(t) \quad (\text{tempos de condução}) \quad (3.8)$$

A correspondência entre a razão cíclica teórica e a real é dada por (3.10).

$$\text{sign}(v_{ds}(t)) = \frac{v_{ds}(t)}{|v_{ds}(t)|} \quad (\text{sinal (polaridade) da tensão de compensação}) \quad (3.9)$$

$$d(t) = d(t)' \cdot \text{sign}(v_{ds}(t)) \quad (\text{correspondência entre as razões cíclicas}) \quad (3.10)$$

Feitas estas definições e considerações iniciais, pode-se verificar agora que, em inversores *PWM* senoidais, a tensão de entrada é contínua e a de saída é alternada senoidal, portanto a razão cíclica é dada por (3.13) [364 e 366], onde nota-se que esta é uma função senoidal no tempo.

$$d(t) = \frac{v_{ds_pk} \cdot \text{sen}(\omega t)}{V_r} \quad (3.11)$$

$$M = \frac{v_{ds_pk}}{V_r} \quad (\text{índice de modulação}) \quad (3.12)$$

$$d(t) = M \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (\text{razão cíclica para inversor } PWM \text{ senoidal}) \quad (3.13)$$

Para o condicionador de tensão alternada, a tensão de entrada é a tensão da rede retificada e a saída é senoidal, considerando que a tensão de entrada não tenha distorção harmônica que deva ser compensada pelo conversor, a razão cíclica será dada por (3.16), donde origina-se a denominação de modulação *PWM* retangular (*RPWM*).

$$d(t) = \frac{v_{ds_pk} \cdot \text{sen}(\omega t)}{|v_{i_pk} \cdot \text{sen}(\omega t)|} \quad (3.14)$$

$$M = \frac{v_{ds_pk}}{v_{i_pk}} \quad (\text{índice de modulação}) \quad (3.15)$$

$$d(t) = \begin{cases} M & p / 0 \leq \omega t < \pi \\ -M & p / \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (\text{razão cíclica para inversor PWM retangular}) \quad (3.16)$$

Na Fig. 3-12 mostram-se as formas de onda da modulação *PWM* senoidal e da modulação *PWM* retangular a dois níveis, tanto para o inversor convencional como para o condicionador. Nota-se que neste caso, o tempo de condução dos interruptores S_5 e S_8 coincide com o intervalo de tempo em que a tensão $v_{ab}(t)$ é maior que zero.

As formas de onda para modulação a três níveis são mostradas na Fig. 3-13, para o inversor *PWM* senoidal e para o condicionador. Verifica-se que neste caso o intervalo de condução do interruptor S_5 não coincide com a condução de S_8 e tampouco com o intervalo em que a tensão $v_{ab}(t)$ é maior que zero. Isto leva a seguinte definição.

Definição 3.3: Modulação *PWM* retangular a três níveis é aquela na qual os sinais de comando dos interruptores de um inversor de tensão são gerados a partir da comparação de duas portadoras em alta frequência, com forma triangular, defasadas de 180° uma em relação à outra, com uma modulante em baixa frequência, com forma retangular.

Convenção 3.1: A razão cíclica teórica é usada para modulação a dois níveis do inversor, enquanto a razão cíclica real é usada para modulação a três níveis, seja senoidal ou retangular.

Para verificar-se dentre as modulações *PWM* senoidal e retangular, qual tem melhor desempenho no que concerne ao conteúdo harmônico presente na tensão de saída do inversor, será feita a análise de Fourier da tensão $v_{ab}(t)$, para ambas as modulações.

Na Fig. 3-14 mostram-se as formas de onda para geração dos pulsos de comando dos interruptores $q(t)$ na modulação *PWM* retangular. Por conveniência apresentam-se as formas de onda para modulação a dois níveis; para três níveis os procedimentos adotados serão os mesmos.

Deslocando-se $v_{tri}(t)$ e $v_c(t)$ no tempo, visto que a tensão triangular não é sincronizada com a tensão de entrada $v_i(t)$, obtém-se uma forma de onda com simetria par, para os pulsos de comando, conforme mostrado na Fig. 3-15.

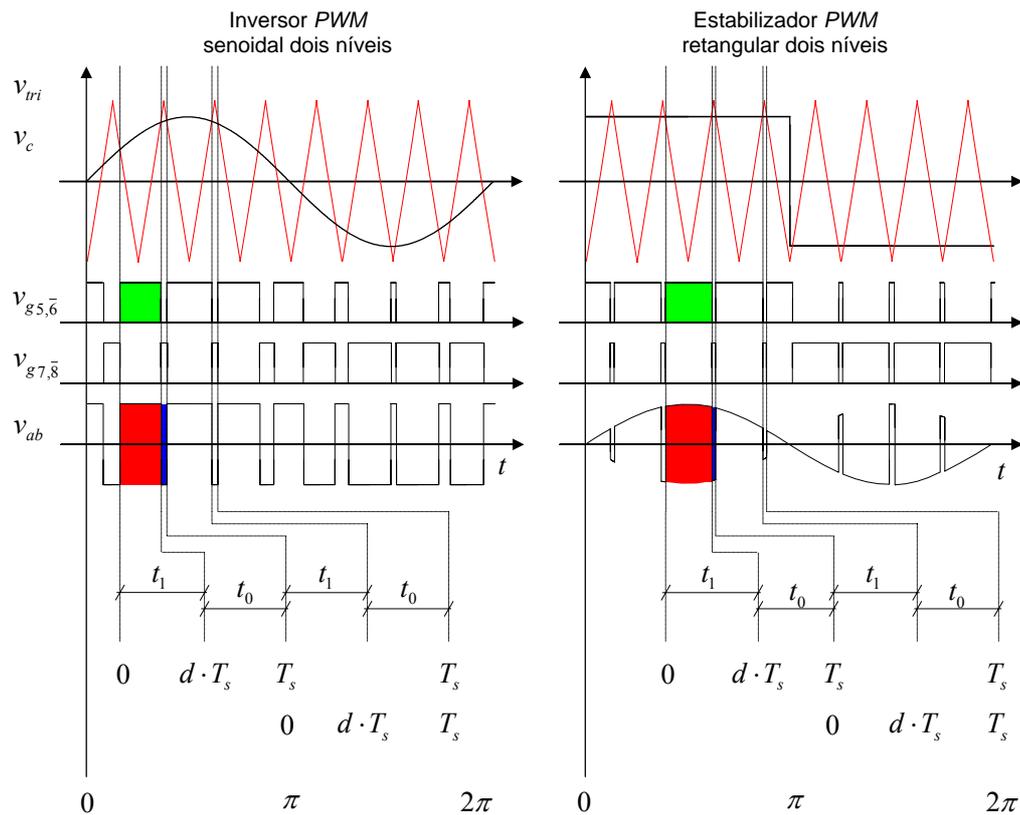


Fig. 3-12 - Formas de onda para modulação a dois níveis.

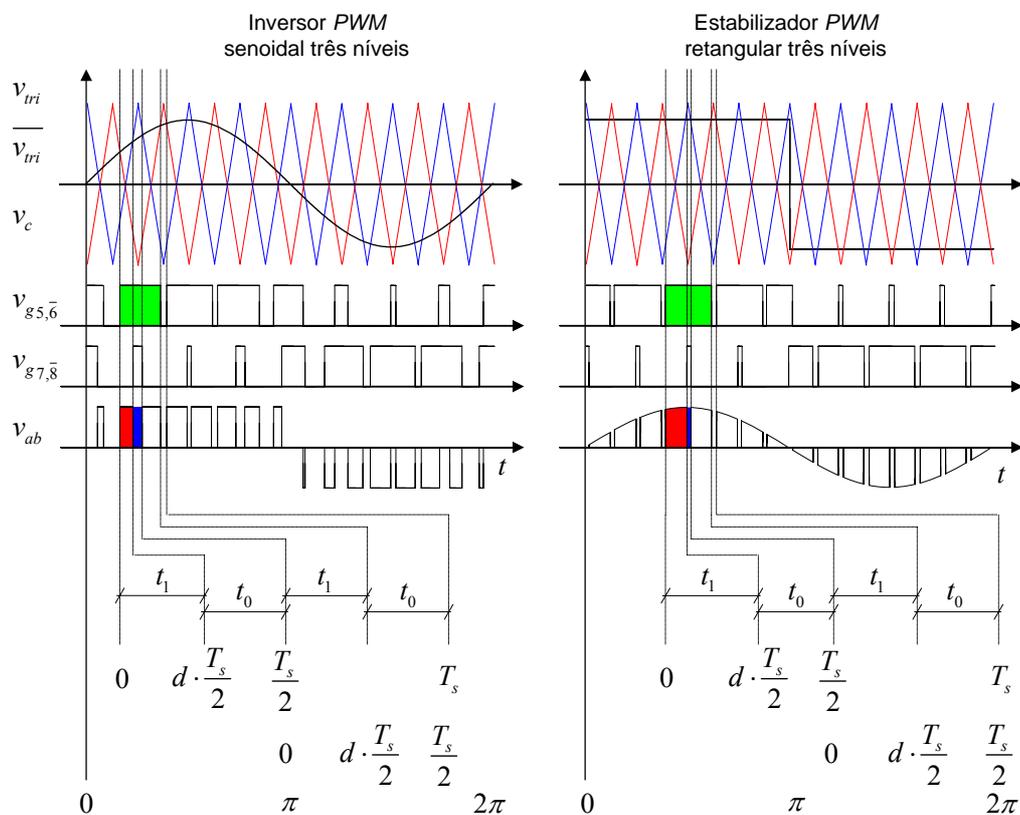


Fig. 3-13 - Formas de onda para modulação a três níveis.

Deseja-se determinar a expressão para $q(t)$ usando-se a análise de Fourier. Sendo a forma de onda com simetria par, facilmente se obtém os coeficientes da série, como segue.

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt = \frac{2}{T_s} \int_0^{d(t) \cdot \frac{T_s}{2}} 1 \cdot dt = d(t) \tag{3.17}$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos(k \cdot \omega_o \cdot t) dt = 2 \cdot \left[\frac{2}{T_s} \int_0^{d(t) \cdot \frac{T_s}{2}} 1 \cdot \cos(k \cdot \omega_s \cdot t) \cdot dt \right] \tag{3.18}$$

$$a_k = \frac{2 \cdot \text{sen}(k \cdot d(t) \cdot \pi)}{k \cdot \pi} \text{ e } b_k = 0 \tag{3.19}$$

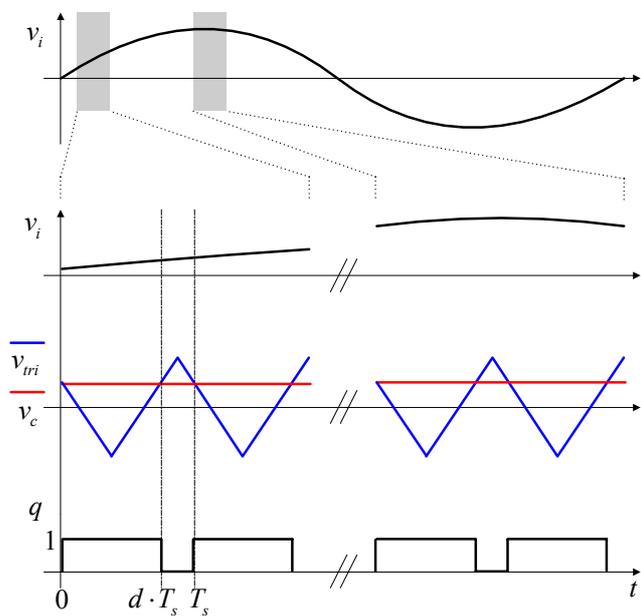


Fig. 3-14 – Formas de onda da modulação PWM retangular.

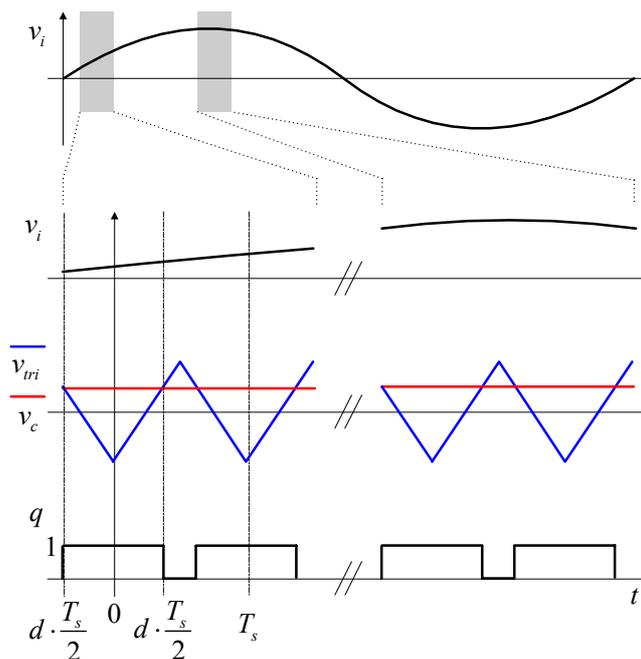


Fig. 3-15 – Formas de onda da modulação PWM retangular deslocadas.

Portanto, a expressão de $q(t)$ será dada por (3.20). Considerando que a tensão de entrada do inversor seja senoidal, dada por (3.21), então a expressão da tensão de saída do inversor será dada por (3.23). Pelo princípio da comodidade (ou menor esforço), adotou-se a tensão de entrada do inversor como sendo a própria tensão da rede ($v_r(t)=v_i(t)$), isso para evitar a manipulação de variáveis em módulo.

$$q(t) = \left| d(t) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \cdot \text{sen}(k \cdot d(t) \cdot \pi)}{k \cdot \pi} \cdot \cos(k \cdot \omega_s \cdot t) \right| \text{ (pulsos de comando) } \quad (3.20)$$

$$v_i(t) = \sqrt{2} \cdot v_{i_rms} \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) \quad \text{(tensão de entrada do inversor)} \quad (3.21)$$

$$v_{ab}(t) = q(t) \cdot v_i(t) \quad \text{(tensão de saída do inversor)} \quad (3.22)$$

$$v_{ab}(t) = \left[\left| d(t) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \cdot \text{sen}(k \cdot d(t) \cdot \pi)}{k \cdot \pi} \cdot \cos(k \cdot \omega_s \cdot t) \right| \right] \cdot \sqrt{2} \cdot v_{i_rms} \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) \quad (3.23)$$

Nota-se pela Fig. 3-14 que os pulsos de comando ($q(t)$) não sofrem variação de largura durante um período da rede, desde que o circuito esteja em regime permanente senoidal. Já para modulação *PWM* senoidal, conforme a Fig. 3-16, nota-se que durante um período da rede, os pulsos de comando são modulados em baixa frequência, logicamente porque a modulação é *PWM* senoidal.

Da mesma forma que se determinaram as expressões de $q(t)$ e $v_{ab}(t)$ para modulação *PWM* retangular, podem-se obter expressões semelhantes para modulação *PWM* senoidal, conforme (3.24) e (3.25).

$$q(t) = d(t) \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \cdot \text{sen}(k \cdot d(t) \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) \cdot \pi)}{k \cdot \pi} \cdot \cos(k \cdot \omega_s \cdot t) \quad \text{(pulsos de comando)} \quad (3.24)$$

$$v_{ab}(t) = \left[d(t) \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \cdot \text{sen}(k \cdot d(t) \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) \cdot \pi)}{k \cdot \pi} \cdot \cos(k \cdot \omega_s \cdot t) \right] \cdot \sqrt{2} \cdot v_{i_rms} \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) \quad \text{(tensão de saída do inversor)} \quad (3.25)$$

A taxa de distorção harmônica da tensão de saída do inversor ($THD_{v_{ab}(t)}$) é calculada analiticamente por (3.26), onde v_{ab_k} é a k -ésima componente da série e $v_{ab_1_rms}$ é o valor eficaz da componente fundamental.

$$THD_{v_{ab}(t)} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{\infty} (v_{ab_k})^2}{(v_{ab_1_rms})^2}} \quad (3.26)$$

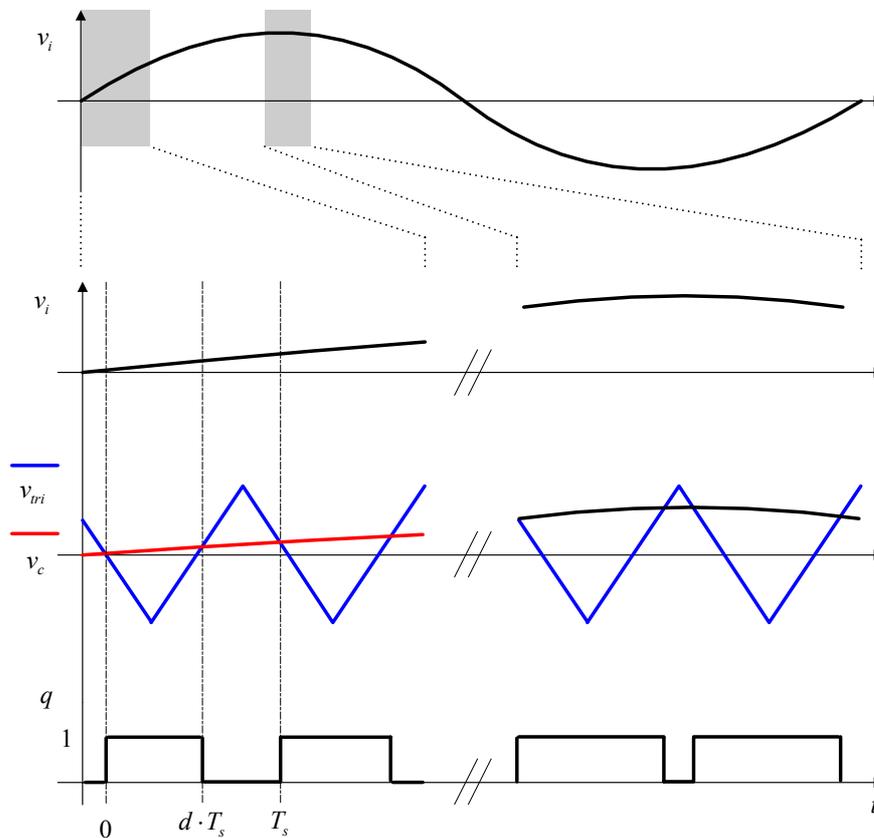


Fig. 3-16 – Formas de onda da modulação PWM senoidal.

As figuras exemplificando as formas de onda das expressões de $q(t)$ e $v_{ab}(t)$ e do cálculo do conteúdo harmônico são obtidas usando-se:

- $F_s = 500 \text{ Hz}$ $F_r = 50 \text{ Hz}$
- $d = 0,5$ $v_{i_rms} = 220 \text{ V}$

Devido à complexidade do cálculo analítico da THD da tensão $v_{ab}(t)$, usou-se um *software* de cálculo, o qual possui algoritmos para o cálculo numérico da THD . Assim sendo, é possível realizar uma comparação entre as duas modulações em estudo.

Na Fig. 3-17 são mostradas as formas de onda dos pulsos de comando dados pelas expressões (3.20) e (3.24). Na análise harmônica destas expressões nota-se uma concentração maior do espectro na modulação *RPWM*, enquanto na modulação *SPWM* o espectro é mais distribuído, como pode ser observado pela Fig. 3-18.

As expressões (3.23) e (3.25) são representadas graficamente pela Fig. 3-19 e as

componentes harmônicas da tensão $v_{ab}(t)$ pela Fig. 3-20. Os resultados do cálculo da taxa de distorção harmônica de $v_{ab}(t)$ são mostrados na Tabela 3. Os valores de THD da Tabela 3 são elevados, pois a tensão $v_{ab}(t)$ não está filtrada por um filtro LC, por exemplo.

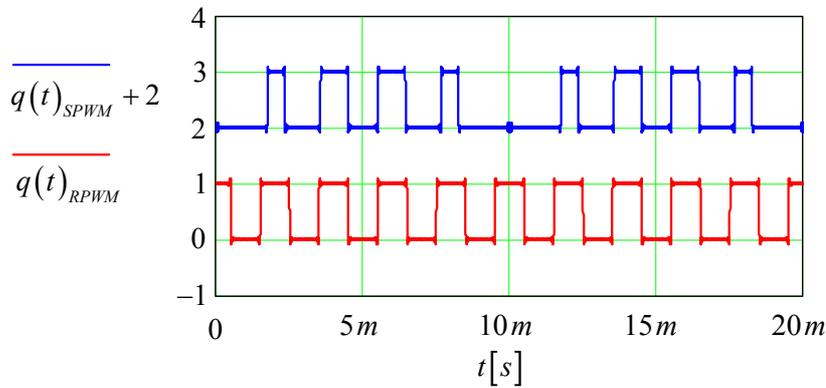


Fig. 3-17 – Formas de onda teóricas de $q(t)$.

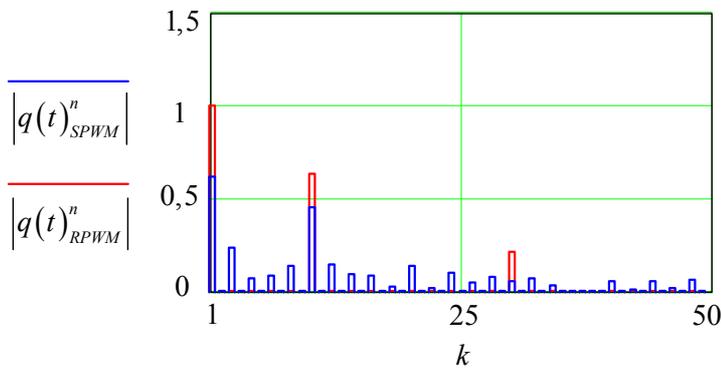


Fig. 3-18 – Componentes harmônicas de $q(t)$.

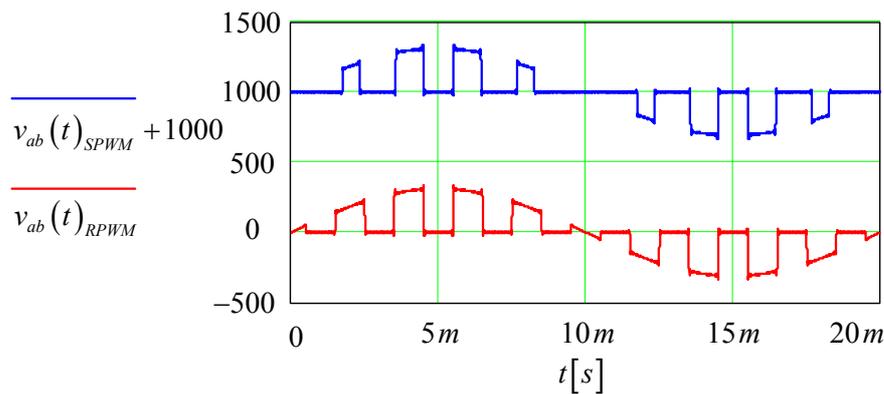


Fig. 3-19 – Formas de onda teóricas de $v_{ab}(t)$.

Tabela 3 – Taxa de distorção harmônica de $v_{ab}(t)$.

	$v_{ab}(t)$
RPWM	96,6%
SPWM	111,1%

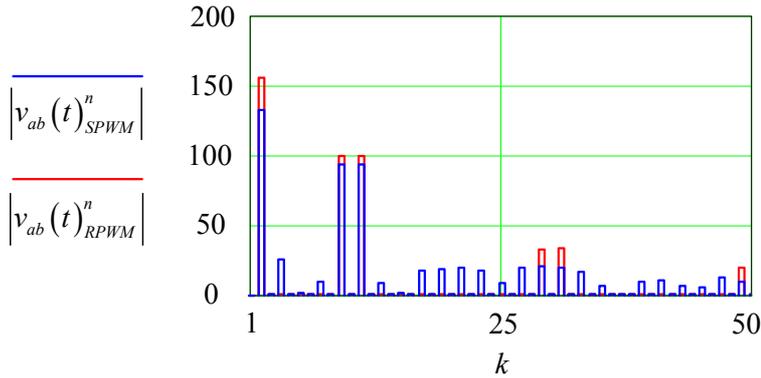


Fig. 3-20 –
Componentes
harmônicas de $v_{ab}(t)$.

Conclui-se pela Tabela 3 que a modulação *RPWM* tem menor taxa de distorção harmônica, facilitando a filtragem através de um filtro LC na saída do inversor. Isso já era esperado, visto que a modulação *PWM* retangular é identificada naturalmente pela análise realizada no início dessa seção. Daí pode-se induzir o que segue.

Hipótese 3.1: Se existem n formas de onda possíveis na entrada do inversor de tensão, então existem n diferentes modulações possíveis, para uma saída senoidal. Além do que, todas são naturais, mas não necessariamente minimizam a taxa de distorção harmônica na saída.

3.5 Ganho estático

Definição 3.4: O ganho estático é a relação entre as tensões de entrada e saída do condicionador, ou seja, é a razão linear entre $v_o(t)$ e $v_i(t)$:

$$g(t) = \frac{v_o(t)}{v_i(t)} \quad (3.27)$$

Para determinar o ganho estático do condicionador considera-se que:

1. A frequência de comutação ($F_s(t)=F_s$) seja fixa e muito maior que a frequência da rede ($F_r(t)=F_r$), a qual varia muito pouco e pode ser considerada fixa também;
2. O conversor está operando em regime permanente;
3. Em regime permanente tem-se simetria na forma de onda da tensão da rede nos semiciclos positivo e negativo, conseqüentemente a simetria é válida em todas as variáveis do conversor;
4. A queda de tensão no indutor ($v_{Lo}(t)$), na frequência da rede, é pequena e pode ser desprezada;
5. Os interruptores e o transformador são considerados ideais;
6. A tensão de entrada é predominantemente senoidal, isto é, a distorção harmônica

presente nesta tensão é pequena (menor que 5%); equivale a dizer que a tensão de compensação é senoidal.

Na Fig. 3-21 mostra-se o circuito elétrico do condicionador com a identificação das principais variáveis do estágio de potência. Em regime permanente, conforme as considerações anteriores, o indutor (L_o) pode ser considerado um curto-circuito e o capacitor (C_o) um circuito aberto. A tensão de saída pode ser obtida conforme (3.28).

$$v_o(t) = v_i(t) + \frac{v_{ab}(t)}{N_1} - \cancel{\frac{v_{L_o}(t)}{N_1}} \quad (\text{tensão de saída instantânea}) \quad (3.28)$$

$$\overline{v_o(t)} = v_i(t) + \frac{\overline{v_{ab}(t)}}{N_1} \quad (\text{tensão de saída média instantânea}) \quad (3.29)$$

Na Fig. 3-22 mostram-se as formas de onda para modulação a dois e a três níveis, considerando que a tensão de entrada seja constante durante um período de comutação do inversor (consideração 1, acima).

A tensão de saída do conversor é função da entrada ($v_i(t)$) e da tensão de compensação ($v_{ds}(t)$), que por sua vez depende da tensão de saída do inversor ($v_{ab}(t)$). O valor médio da tensão de saída do inversor, num período de comutação, denominado de valor médio instantâneo, depende da modulação empregada. Portanto, têm-se expressões diferentes para o ganho estático se a modulação for a dois ou a três níveis.

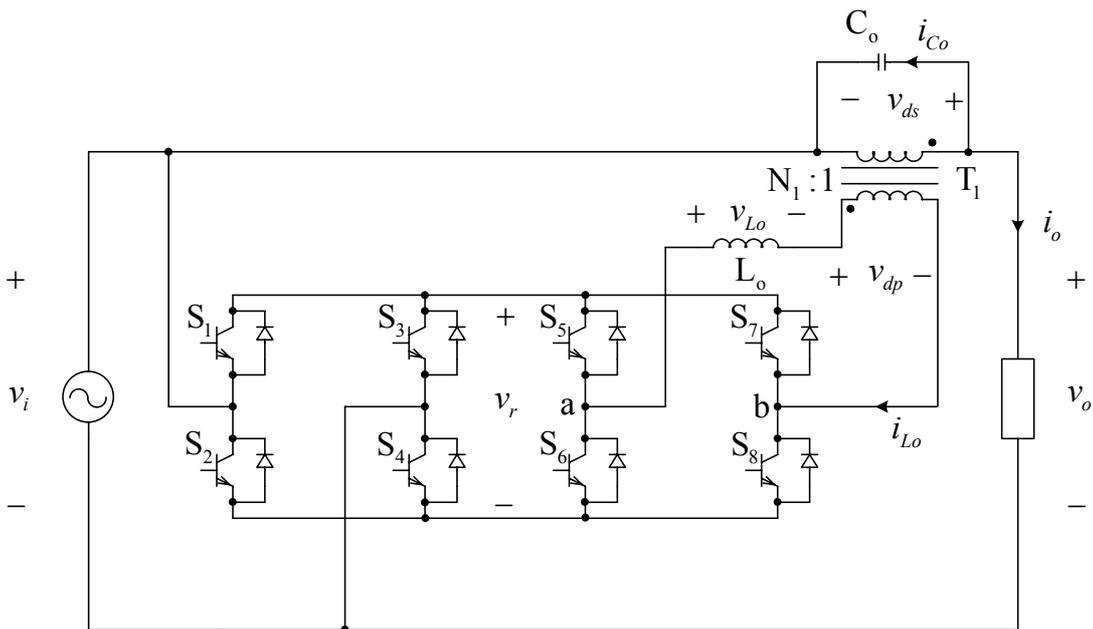


Fig. 3-21 - Circuito elétrico do condicionador.

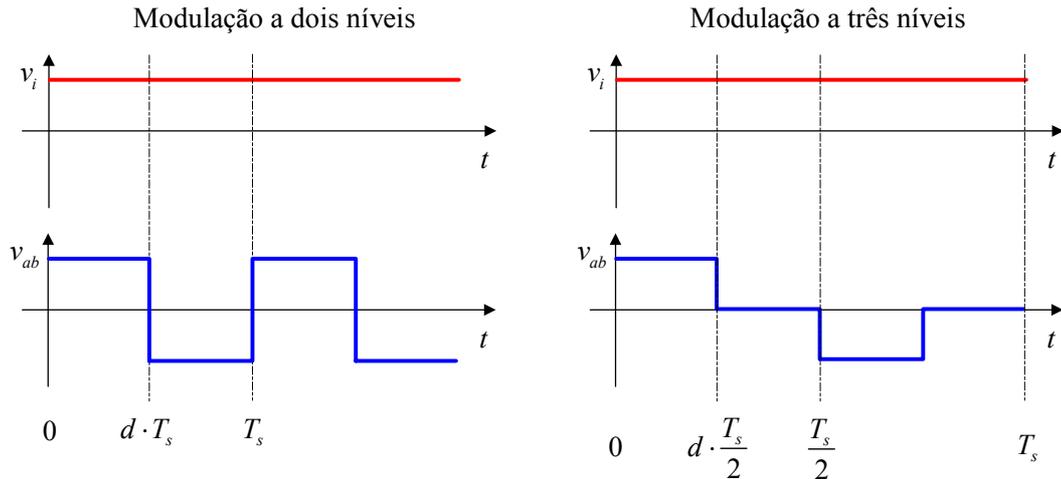


Fig. 3-22 - Formas de onda para determinar o ganho estático.

3.5.1 Modulação a dois níveis

A tensão média entre os pontos “a” e “b” ($v_{ab}(t)$), num período de comutação, é dada por:

$$\overline{v_{ab}(t)} = \overline{v_{dp}(t)} = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{d(t) \cdot T_s} v_i(t) \cdot dt + \int_0^{(1-d(t)) \cdot T_s} -v_i(t) \cdot dt \right) \quad (3.30)$$

$$\overline{v_{ab}(t)} = v_i(t) [2 \cdot d(t) - 1] \quad (3.31)$$

Aplicando (3.31) em (3.29) e usando (3.27) pode-se obter a expressão do ganho estático, para modulação a dois níveis, onde a razão cíclica varia entre 0 e 1.

$$g(t) = \frac{\overline{v_o(t)}}{v_i(t)} = \frac{N_1 + (2 \cdot d(t) - 1)}{N_1} \quad (3.32)$$

3.5.2 Modulação a três níveis

Para $v_{ab}(t) > 0$ a tensão média entre “a” e “b” ($v_{ab}(t)$), num período de comutação será:

$$\overline{v_{ab}(t)} = \overline{v_{dp}(t)} = \frac{1}{T_s/2} \int_0^{d(t) \cdot T_s/2} v_i(t) \cdot dt \quad (3.33)$$

$$\overline{v_{ab}(t)} = v_i(t) \cdot d(t) \quad (3.34)$$

Aplicando (3.34) em (3.29) e usando (3.27) pode-se obter a expressão do ganho estático, para modulação a três níveis, onde a razão cíclica varia entre -1 e 1.

$$g(t) = \frac{\overline{v_o(t)}}{v_i(t)} = \frac{N_1 + d(t)}{N_1} \quad (3.35)$$

Na Fig. 3-23 mostra-se um gráfico do ganho estático em função da razão cíclica e da relação de transformação, válido tanto para modulação a dois como a três níveis, dentro da respectiva faixa de variação de $d(t)$.

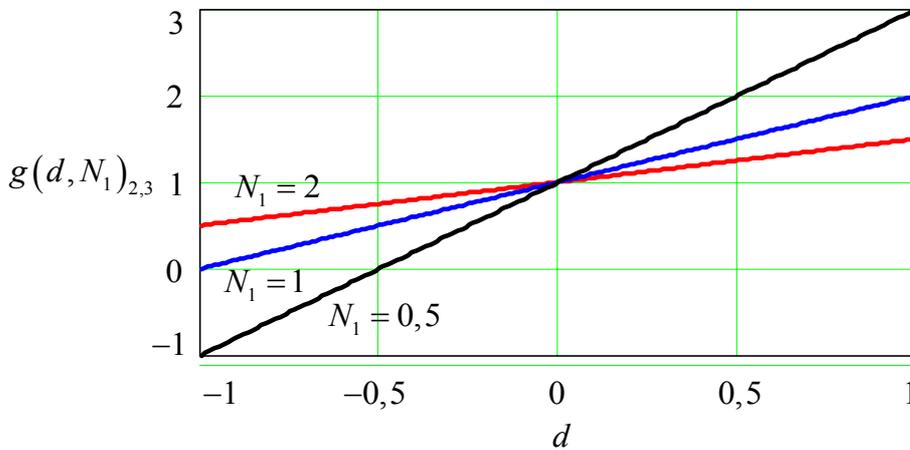


Fig. 3-23 – Ganho estático em função da razão cíclica para modulação a dois e a três níveis ($g(d(t), N_1)_{2,3}$).

É possível também obter-se a expressão do ganho estático, para modulação a dois ou a três níveis, escrevendo-se as equações diferenciais do conversor, conforme a Fig. 3-21. Em seguida, fazendo as derivadas iguais a zero, isto é, considerando o sistema em regime, obtêm-se as mesmas expressões obtidas pelo método usado anteriormente.

3.6 Relação de transformação do Transformador T_1

A relação de transformação de T_1 é uma variável importante do conversor. Dela depende o correto funcionamento do circuito no que tange à compensação da tensão. Caso seu valor seja escolhido inadequadamente, o circuito não será capaz de compensar as variações desejadas na tensão de entrada.

Para determinar a relação de transformação do condicionador considera-se que:

1. A variação na tensão de entrada não é simétrica em relação à nominal, ou seja, não varia na mesma proporção para mais ou para menos;
2. A tensão de saída nominal ($v_{o_nom}(t)$) é igual à tensão de entrada nominal ($v_{i_nom}(t)$);
3. A razão cíclica máxima não é igual a um.

A variação na tensão de entrada será dada por:

$$\Delta^+ = \frac{v_{i_max}(t)}{v_{i_nom}(t)} - 1 \quad (\text{variação para mais na tensão de entrada}) \quad (3.36)$$

$$\Delta^- = 1 - \frac{v_{i_min}(t)}{v_{i_nom}(t)} \quad (\text{variação para menos na tensão de entrada}) \quad (3.37)$$

Se a tensão de entrada for mínima tem-se:

$$v_i(t) = v_{i_min}(t) \quad (\text{tensão de entrada}) \quad (3.38)$$

$$v_{i_min}(t) = v_{i_nom}(t) \cdot (1 - \Delta^-) \quad (\text{tensão de entrada mínima}) \quad (3.39)$$

Se a tensão de entrada for máxima tem-se:

$$v_i(t) = v_{i_max}(t) \quad (\text{tensão de entrada}) \quad (3.40)$$

$$v_{i_max}(t) = v_{i_nom}(t) \cdot (1 + \Delta^+) \quad (\text{tensão de entrada máxima}) \quad (3.41)$$

A tensão média de saída do inversor ($\overline{v_{ab}(t)}$), num período de comutação, pode ser definida como segue:

$$p(t) = \begin{cases} 2 \cdot d(t) - 1 & 0 \leq d(t) \leq 1 \quad p/2 \text{ níveis} \\ d(t) & -1 \leq d(t) \leq 1 \quad p/3 \text{ níveis} \end{cases} \quad (3.42)$$

$$\overline{v_{ab}(t)} = \overline{v_{dp}(t)} = v_i(t) \cdot p(t) \quad (3.43)$$

Usando (3.29), (3.39), (3.43) e, conforme a consideração 2 se obtém:

$$v_{o_nom}(t) = v_{i_nom}(t) \cdot (1 - \Delta^-) \cdot \left(1 + \frac{p(t)}{N_1^-}\right) \quad (3.44)$$

$$N_1^- = \frac{1 - \Delta^-}{\Delta^-} \cdot p(t) \quad (3.45)$$

$$N_1^- = \frac{1 - \Delta^-}{\Delta^-} \cdot \begin{cases} 2 \cdot d(t) - 1 & 0 \leq d(t) \leq 1 \quad p/2 \text{ níveis} \\ d(t) & -1 \leq d(t) \leq 1 \quad p/3 \text{ níveis} \end{cases} \quad (3.46)$$

Usando (3.29), (3.41), (3.43) e, conforme a consideração 2 se obtém:

$$v_{o_nom}(t) = v_{i_nom}(t) \cdot (1 + \Delta^+) \cdot \left(1 + \frac{p(t)}{N_1^+}\right) \quad (3.47)$$

$$N_1^+ = \frac{1 + \Delta^+}{\Delta^+} \cdot p(t) \quad (3.48)$$

$$N_1^+ = \frac{1+\Delta^+}{\Delta^+} \cdot \begin{cases} 2 \cdot d(t) - 1 & 0 \leq d(t) \leq 1 \quad p/2 \text{ níveis} \\ d(t) & -1 \leq d(t) \leq 1 \quad p/3 \text{ níveis} \end{cases} \quad (3.49)$$

Pelo fato da expressão (3.46) ser determinada para tensão mínima na entrada, e a expressão (3.49) para tensão máxima, e em ambos os casos a razão cíclica tender aos limites superior e inferior, respectivamente, pode-se determinar a relação de transformação de T_1 por:

$$N_1^- = \frac{1-\Delta^-}{\Delta^-} \cdot \begin{cases} 2 \cdot d(t) - 1 & d(t) \rightarrow D_{max} \rightarrow 1 \quad p/2 \text{ níveis} \\ d(t) & d(t) \rightarrow D_{max} \rightarrow 1 \quad p/3 \text{ níveis} \end{cases} \quad (3.50)$$

(relação de transformação de T_1 para tensão de entrada mínima)

$$N_1^- = \frac{1-\Delta^-}{\Delta^-} \cdot D_{max} \quad (\text{relação de transformação de } T_1 \text{ para } v_i(t)=v_{i_min}(t)) \quad (3.51)$$

$$N_1^+ = \frac{1+\Delta^+}{\Delta^+} \cdot \begin{cases} 2 \cdot d(t) - 1 & d(t) \rightarrow D_{min} \rightarrow 0 \quad p/2 \text{ níveis} \\ d(t) & d(t) \rightarrow D_{min} \rightarrow -1 \quad p/3 \text{ níveis} \end{cases} \quad (3.52)$$

(relação de transformação de T_1 para tensão de entrada máxima)

$$N_1^+ = \frac{1+\Delta^+}{\Delta^+} \cdot D_{min} \quad (\text{relação de transformação de } T_1 \text{ para } v_i(t)=v_{i_max}(t)) \quad (3.53)$$

O transformador T_1 será implementado com apenas uma relação de transformação, sendo necessário então escolher entre as expressões (3.51) e (3.53). Assumindo que $|D_{min}|=|D_{max}|$ e lembrando de (3.10), pode-se escrever que:

$$\frac{N_1^-}{N_1^+} = \frac{1-\Delta^-}{\Delta^-} \cdot \frac{\Delta^+}{1+\Delta^+} \quad (3.54)$$

Plotando o gráfico da expressão (3.54), mostrado na Fig. 3-24, pode-se notar que o resultado é sempre menor que um (1) para uma determinada faixa de valores de Δ^- e Δ^+ . Para os valores de Δ^- e Δ^+ adotados neste estudo, conforme identificado na figura, a menor relação de transformação é dada pela expressão (3.51), repetida a seguir.

$$N_1 = \frac{1-\Delta^-}{\Delta^-} \cdot D_{max} \quad (\text{relação de transformação de } T_1) \quad (3.55)$$

Nota-se pela expressão (3.55) que a relação de transformação de T_1 depende unicamente da faixa desejada de correção na tensão entrada, para baixo, e da razão cíclica máxima. Em outras palavras, N_1 independe da tensão máxima na entrada, sendo determinada sempre pela menor tensão da rede de energia elétrica.

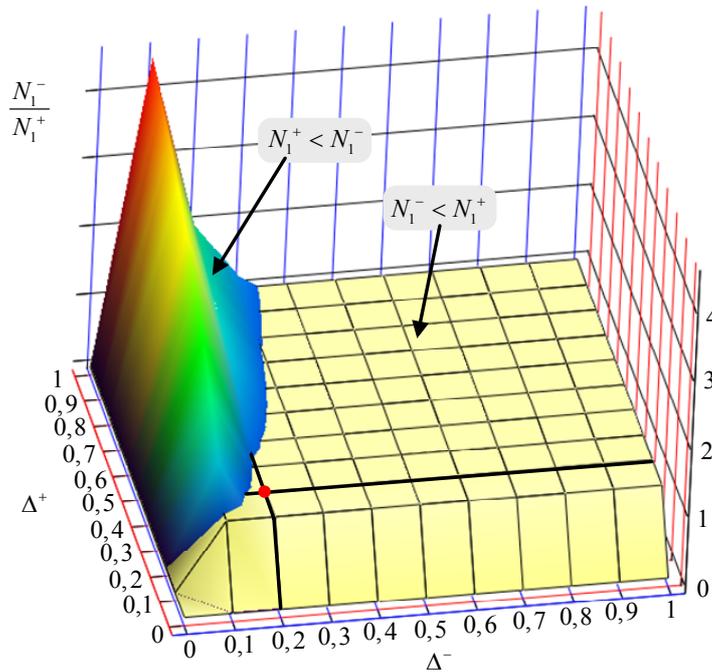


Fig. 3-24 – Gráfico da relação de N_1^-/N_1^+ .

3.7 Ondulação de corrente

Determinar a ondulação de corrente no indutor de filtragem L_o , na frequência de comutação, é importante na medida em que permite identificar a quantidade de energia reativa circulante pelo conversor. Para tal, são feitas as mesmas considerações ponderadas na obtenção do ganho estático do sistema. Além do mais, o capacitor de filtro C_o é considerado uma fonte de tensão e não será representado nos circuitos apresentados a seguir.

O formato da corrente em um indutor depende diretamente da tensão aplicada sobre ele. Portanto, o tipo de modulação (a dois ou a três níveis) implica em derivadas de corrente diferentes no indutor L_o .

3.7.1 Modulação a dois níveis

Inicialmente, para determinar a ondulação de corrente no indutor de filtragem usar-se-á o circuito equivalente com o indutor no primário, considerando o transformador T_1 ideal. Na Fig. 3-25 mostra-se o circuito equivalente e na Fig. 3-26 as formas de onda para o semiciclo positivo da tensão da rede.

A tensão sobre o indutor ($v_{Lo}(t)$) será dada por:

$$v_{Lo}(t) = v_{ab}(t) - v_{dp}(t) \quad (3.56)$$

$$v_{Lo}(t) = v_{ab}(t) - v_{ds}(t) \cdot N_1 \quad (3.57)$$

$$v_{Lo}(t) = v_{ab}(t) - (v_o(t) - v_i(t)) \cdot N_1 \quad (3.58)$$

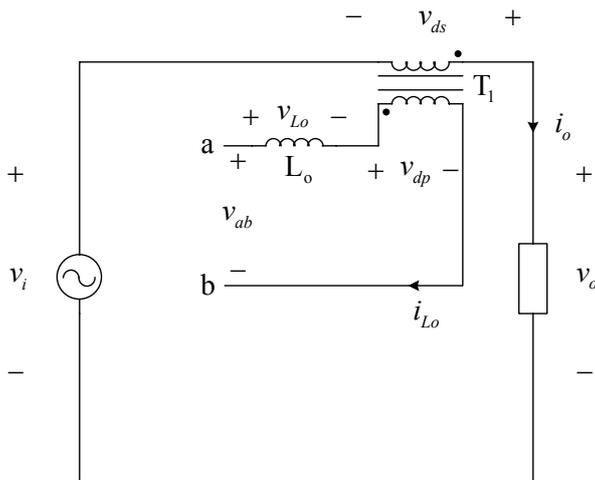


Fig. 3-25 - Circuito equivalente com o indutor no primário.

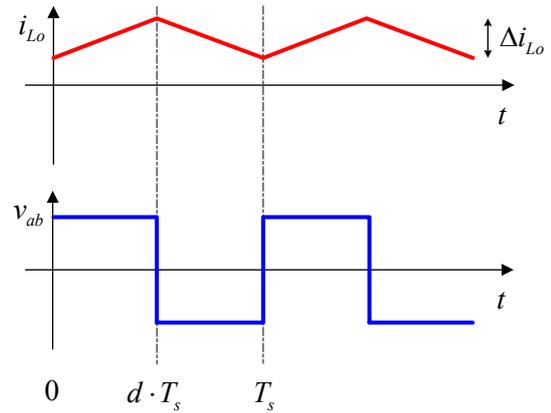


Fig. 3-26 - Corrente no indutor e tensão $v_{ab}(t)$.

Durante o intervalo de subida da corrente, na Fig. 3-26, a tensão $v_{ab}(t)$ é igual à tensão de entrada $v_i(t)$; logo, expressando a relação tensão/corrente numa indutância, tem-se que:

$$v_{L_o}(t) = v_i(t) - (v_o(t) - v_i(t)) \cdot N_1 \quad (3.59)$$

$$v_{L_o}(t) = L_o \cdot \frac{d(i_{L_o}(t))}{dt} \quad (\text{relação tensão/corrente numa indutância}) \quad (3.60)$$

Levando em conta a consideração de que a frequência de comutação é muito maior que a frequência da rede, e linearizando para um período de comutação, obtêm-se:

$$v_{L_o}(t) = L_o \cdot \frac{\Delta i_{L_o}(t)}{\Delta t(t)} \quad (\text{relação tensão/corrente numa indutância, linearizada}) \quad (3.61)$$

$$\Delta t(t) = d(t) \cdot T_s \quad (\text{intervalo de subida da corrente}) \quad (3.62)$$

$$\Delta i_{L_o}(t) = \frac{v_{L_o}(t)}{L_o \cdot F_s} \cdot d(t) \quad (\text{ondulação de corrente no indutor}) \quad (3.63)$$

$$\Delta i_{L_o}(t) = \frac{v_i(t) - (v_o(t) - v_i(t)) \cdot N_1}{L_o \cdot F_s} \cdot d(t) \quad (3.64)$$

Pode-se parametrizar a ondulação de corrente no indutor L_o em função dos parâmetros: frequência de comutação, indutância do indutor de filtragem e tensão de saída. Usando a expressão do ganho estático (3.32) obtêm-se a expressão (3.66). Nota-se que agora a ondulação de corrente é apenas função da razão cíclica e da relação de transformação de T_1 .

$$\Delta i_{L_o}(t) = \frac{v_o(t)}{L_o \cdot F_s} \cdot \sqrt{\Delta i_{L_o}(t)} \quad (3.65)$$

$$\overline{\Delta i_{Lo}}(t) = \frac{2 \cdot N_1 \cdot (1 - d(t))}{N_1 + 2 \cdot d(t) - 1} \cdot d(t) \quad (\text{ondulação de corrente parametrizada}) \quad (3.66)$$

A ondulação de corrente calculada por (3.66) é dependente da razão cíclica, tendo a relação de transformação como parâmetro. Logo, pode-se determinar a razão cíclica na qual se tem a maior ondulação de corrente, e então obter-se a ondulação de corrente máxima.

$$d_{max} = \text{raízes} \left(\frac{d(\overline{\Delta i_{Lo}}(t))}{d(d(t))} = 0 \right) \quad (\text{"d" de ondulação máxima}) \quad (3.67)$$

$$d_{max} = \frac{1}{2} \cdot (1 - N_1 \pm \sqrt{N_1^2 - 1})^{20} \quad (3.68)$$

$$\overline{\Delta i_{Lo_max}} = \frac{2 \cdot N_1 \cdot (1 - d_{max})}{N_1 + 2 \cdot d_{max} - 1} \cdot d_{max} \quad (\text{ondulação máxima}) \quad (3.69)$$

Para fins de projeto de um conversor, é interessante determinar a ondulação de corrente em percentual da corrente de saída do sistema. A partir da potência aparente de saída e considerando que a tensão de saída está estabilizada e em regime permanente, pode escrever que:

$$S_o = v_{o_rms} \cdot i_{o_rms} \quad (\text{potência aparente na saída}) \quad (3.70)$$

$$i_{o_pk} = \frac{\sqrt{2} \cdot S_o}{v_{o_rms}} \quad (\text{corrente de pico de saída}) \quad (3.71)$$

$$\Delta i_{Lo_max}(t) = \frac{\Delta i_{Lo_max}(t)\%}{100} \cdot i_{o_pk} \quad (\text{corrente no indutor } L_o) \quad (3.72)$$

$$\Delta i_{Lo_max}(t)\% = \frac{100 \cdot \overline{\Delta i_{Lo_max}} \cdot v_o(t)}{i_{o_pk} \cdot L_o \cdot F_s} \quad (\text{corrente percentual}) \quad (3.73)$$

$$\Delta i_{Lo_max}(t)\% = \frac{100 \cdot v_{o_rms} \cdot v_o(t) \cdot N_1}{\sqrt{2} \cdot S_o \cdot L_o \cdot F_s} \cdot \frac{2 \cdot (1 - d_{max})}{N_1 + 2 \cdot d_{max} - 1} \cdot d_{max} \quad (3.74)$$

A expressão (3.74) fornece a ondulação de corrente máxima no indutor L_o em percentual da corrente de saída de pico. Usando-se a tensão de saída eficaz pode-se obter a expressão (3.75).

$$\Delta i_{Lo_max}\% = \frac{100 \cdot v_{o_rms}^2 \cdot N_1}{S_o \cdot L_o \cdot F_s} \cdot \frac{2 \cdot (1 - d_{max})}{N_1 + 2 \cdot d_{max} - 1} \cdot d_{max} \quad (3.75)$$

²⁰ Esta expressão admite duas soluções. Portanto, deve-se proceder conforme o item 3.7.2 da página 60.

3.7.2 Modulação a três níveis

Aqui também será usado o filtro de saída do inversor com o indutor no primário e transformador T_1 ideal. O circuito equivalente é mostrado na Fig. 3-27 e as formas de onda na Fig. 3-28.

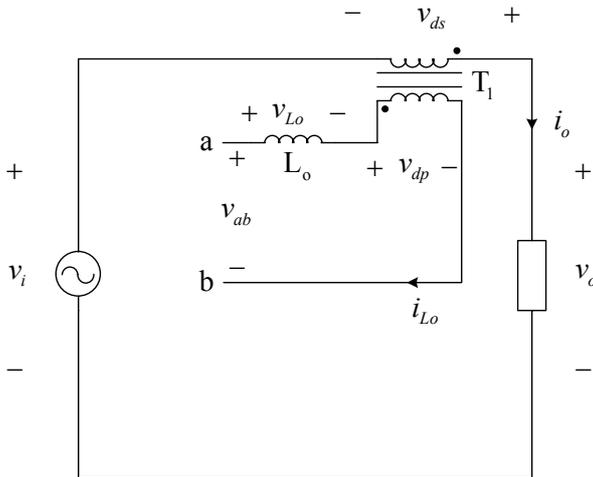


Fig. 3-27 - Circuito equivalente com o indutor no primário.

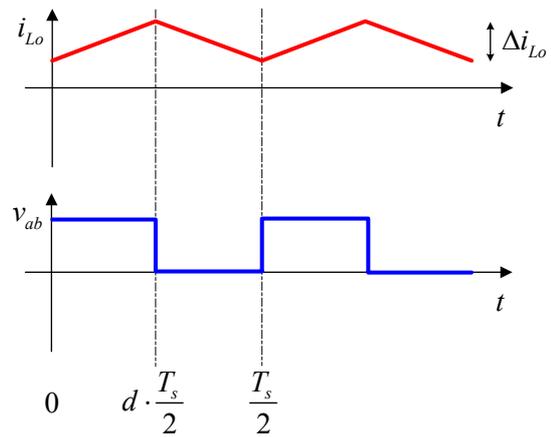


Fig. 3-28 - Corrente no indutor e tensão $v_{ab}(t)$.

A tensão sobre o indutor é determinada de maneira idêntica à modulação a dois níveis e a expressão de $v_{Lo}(t)$ é igual a (3.59). No entanto, como na modulação a três níveis a razão cíclica varia de -1 a 1 e, inicialmente foi considerado que a tensão $v_{ab}(t)$ é maior que zero, o que não é válido se a razão cíclica for menor que 1, faz-se necessário ajustar a expressão (3.59) para que seja válida também para razões cíclicas negativas. Então, a tensão sobre o indutor será dada por (3.76).

$$v_{Lo}(t) = \begin{cases} v_i(t) - (v_i(t) - v_o(t)) \cdot N_1 & \text{se } d(t) \leq 0 \\ v_i(t) - (v_o(t) - v_i(t)) \cdot N_1 & \text{se } d(t) \geq 0 \end{cases} \quad (\text{tensão sobre } L_o) \quad (3.76)$$

Novamente realiza-se a linearização num período de comutação e obtêm-se então uma relação linear aproximada entre a corrente e a tensão no indutor L_o . A diferença é que agora o tempo de subida da corrente, ou seja, o intervalo de tempo no qual a tensão $v_{ab}(t)$ é maior que zero, é dado por (3.77).

$$\Delta t(t) = d(t) \cdot \frac{T_s}{2} \quad (\text{intervalo de subida da corrente}) \quad (3.77)$$

$$\Delta i_{Lo}(t) = \frac{v_{Lo}(t)}{2 \cdot L_o \cdot F_s} \cdot d(t) \quad (\text{ondulação de corrente}) \quad (3.78)$$

Parametrizando a expressão (3.78) em função da indutância de filtragem, da frequência de comutação e da tensão de saída, têm-se:

$$\Delta i_{Lo}(t) = \frac{v_o(t)}{L_o \cdot F_s} \cdot \overline{\Delta i_{Lo}(t)} \quad (3.79)$$

$$v_{Lo}(t) = \frac{N_1}{N_1 + d(t)} \cdot \begin{cases} 1 + d(t) & \text{se } d(t) \leq 0 \\ 1 - d(t) & \text{se } d(t) \geq 0 \end{cases} \quad (\text{tensão no indutor}) \quad (3.80)$$

$$\overline{\Delta i_{Lo}(t)} = \left| \frac{d(t)}{2} \cdot \frac{N_1}{N_1 + d(t)} \cdot \begin{cases} 1 + d(t) & \text{se } d(t) \leq 0 \\ 1 - d(t) & \text{se } d(t) \geq 0 \end{cases} \right| \quad (\text{ondulação de corrente parametrizada}) \quad (3.81)$$

Novamente pode-se determinar a razão cíclica onde ocorre a maior ondulação de corrente, conforme segue. No entanto, como a expressão (3.81) não é contínua, encontram-se duas raízes para d_{max} . Desta forma, será demonstrado que para quaisquer valores de N_1 , inteiros e positivos, apenas um d_{max} fornecerá o maior valor de ondulação de corrente.

$$d_{max} = \text{raízes} \left(\frac{d(\overline{\Delta i_{Lo}(t)})}{d(d(t))} = 0 \right) \quad (d(t) \text{ de ondulação máxima}) \quad (3.82)$$

$$d_{max}^a(N_1) = -N_1 + \sqrt{N_1^2 - N_1} \quad \text{se } d(t) \leq 0 \quad (3.83)$$

$$d_{max}^b(N_1) = -N_1 + \sqrt{N_1^2 + N_1} \quad \text{se } d(t) \geq 0 \quad (3.84)$$

$$\overline{\Delta i_{Lo}^a(N_1)} = \left| \frac{d_{max}^a(N_1)}{2} \cdot \frac{N_1}{N_1 + d_{max}^a(N_1)} \cdot (1 + d_{max}^a(N_1)) \quad \text{se } d(t) \leq 0 \right| \quad (3.85)$$

$$\overline{\Delta i_{Lo}^b(N_1)} = \left| \frac{d_{max}^b(N_1)}{2} \cdot \frac{N_1}{N_1 + d_{max}^b(N_1)} \cdot (1 - d_{max}^b(N_1)) \quad \text{se } d(t) \geq 0 \right| \quad (3.86)$$

$$\delta(N_1) = \frac{\overline{\Delta i_{Lo}^a(N_1)}}{\overline{\Delta i_{Lo}^b(N_1)}} \quad (\text{função auxiliar}) \quad (3.87)$$

Traçando-se o gráfico da expressão (3.87), mostrado na Fig. 3-29, pode-se verificar que a ondulação máxima de corrente dada pela expressão (3.85) é sempre maior do que a dada por (3.86), desde que $N_1 > 2$. Portanto, conclui-se daí que a expressão que fornece o maior d_{max} é a (3.83). Logo, a máxima ondulação de corrente será dada pela expressão (3.89).

$$d_{max} = -N_1 + \sqrt{N_1^2 - N_1} \quad \text{se } d(t) \leq 0 \quad (3.88)$$

$$\overline{\Delta i_{L_o_max}} = \left| \frac{d_{max}}{2} \cdot \frac{N_1}{N_1 + d_{max}} \cdot (1 + d_{max}) \right| \quad (\text{ondulação máxima}) \quad (3.89)$$

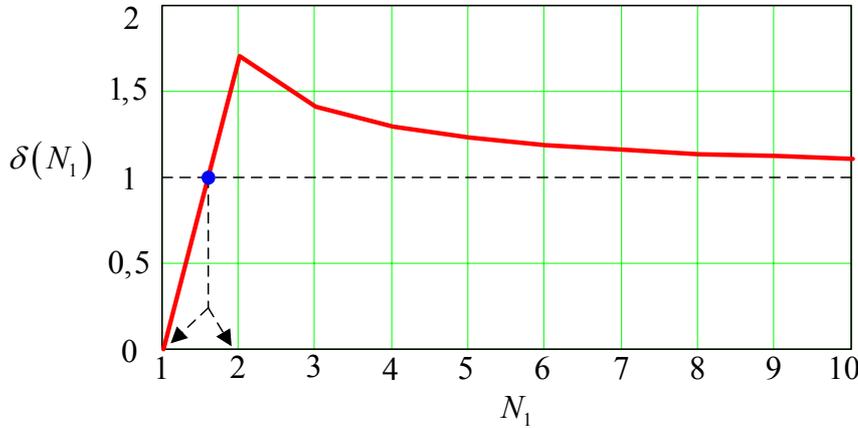


Fig. 3-29 – Gráfico da função auxiliar para determinar $d_{max}(t)$.

Conforme foi feito para modulação a dois níveis, aqui também será determinada a ondulação de corrente em percentual da corrente de saída do sistema. A potência aparente e a corrente de pico da saída foram dadas por (3.70) e (3.71), respectivamente. A corrente percentual foi dada por (3.73). Assim, tem-se:

$$\Delta i_{L_o_max}(t)\% = \frac{100 \cdot v_{o_rms} \cdot v_o(t) \cdot N_1}{\sqrt{2} \cdot S_o \cdot L_o \cdot F_s} \cdot \left| \frac{d_{max}}{2} \cdot \frac{1}{N_1 + d_{max}} \cdot (1 + d_{max}) \right| \quad (3.90)$$

A expressão (3.90) fornece a ondulação de corrente máxima no indutor L_o em percentual da corrente de saída de pico. Também aqui, por conveniência, será utilizada a tensão de saída eficaz no cálculo da ondulação de corrente, obtendo-se, finalmente, a expressão (3.91).

$$\Delta i_{L_o_max}\% = \frac{100 \cdot v_{o_rms}^2 \cdot N_1}{S_o \cdot L_o \cdot F_s} \cdot \left| \frac{d_{max}}{2} \cdot \frac{1}{N_1 + d_{max}} \cdot (1 + d_{max}) \right| \quad (3.91)$$

3.7.3 Modulação a dois níveis versus a três níveis

A fim de verificar o desempenho da modulação a dois níveis em comparação com a três níveis, com referência à ondulação de corrente no indutor L_o , traçou-se o gráfico das expressões (3.69) e (3.81) em função da razão cíclica, conforme mostrado na Fig. 3-30. Nota-se que a curva para ondulação com modulação a dois níveis foi restringida à razão cíclica variando de 0 a 1.

A diferença na amplitude máxima na ondulação de corrente ($\overline{\Delta i_{L_o_max}(v_i)}$) da Fig. 3-30, para $-1 < d(t) < 0$ e $0 < d(t) < 1$ se deve à variação na tensão de entrada ($v_i(t)$), conforme o conversor soma ou subtrai tensão de compensação ($v_{ds}(t)$), afetando diretamente a tensão sobre o indutor (L_o).

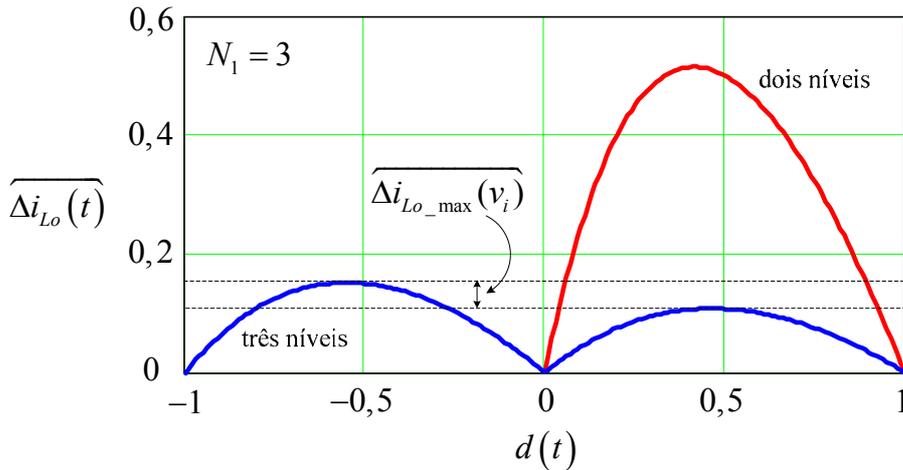


Fig. 3-30 – Ondulação de corrente para modulação a dois e a três níveis.

Pode-se verificar pela Fig. 3-30 que a modulação a três níveis tem ondulação de corrente bem menor do que a modulação a dois níveis. Assim sendo, a primeira será preferida no decorrer deste trabalho, em relação à última, pois na prática, como a indutância de L_o será menor, ter-se-á menor volume e peso na implementação deste elemento. Além do que, num projeto criterioso, a queda de tensão no indutor deverá ser levada em conta na escolha da relação de transformação de T_1 . Visto que na modulação a três níveis a indutância é menor, a queda de tensão será menor, permitindo a escolha de uma relação de transformação maior do que seria com modulação a dois níveis, indicando outra vantagem, mostrando a superioridade da modulação escolhida.

3.7.4 Variações na posição do indutor com modulação a três níveis

No circuito da Fig. 3-27 foi considerado que o transformador T_1 é ideal e que toda a indutância de filtragem (L_o) estava no lado primário de T_1 . Por outro lado, se toda a indutância de filtragem estiver no lado secundário, ainda considerando T_1 ideal, podem-se utilizar as expressões (3.78), (3.81) e (3.91), devidamente adaptadas para a nova posição do indutor. Portanto, não é necessário refazer toda a análise se o indutor for posicionado no secundário.

O circuito com o indutor no secundário é mostrado na Fig. 3-31. As novas expressões para a ondulação de corrente instantânea, parametrizada e máxima são dadas a seguir.

$$\Delta i_{L_o}(t) = \frac{v_{L_o}(t)}{2 \cdot L_o \cdot F_s \cdot N_1} \cdot d(t) \quad (\text{ondulação de corrente}) \quad (3.92)$$

$$\overline{\Delta i_{L_o}(t)} = \left| \frac{d(t)}{2} \cdot \frac{N_1}{N_1 + d(t)} \cdot \begin{cases} 1 + d(t) & \text{se } d(t) \leq 0 \\ 1 - d(t) & \text{se } d(t) \geq 0 \end{cases} \right|$$

(ondulação de corrente parametrizada) (3.93)

$$\Delta i_{L_o_max} \% = \frac{100 \cdot v_o_rms^2}{S_o \cdot L_o \cdot F_s} \cdot \left| \frac{d_{max}}{2} \cdot \frac{1}{N_1 + d_{max}} \cdot (1 + d_{max}) \right| \quad (3.94)$$

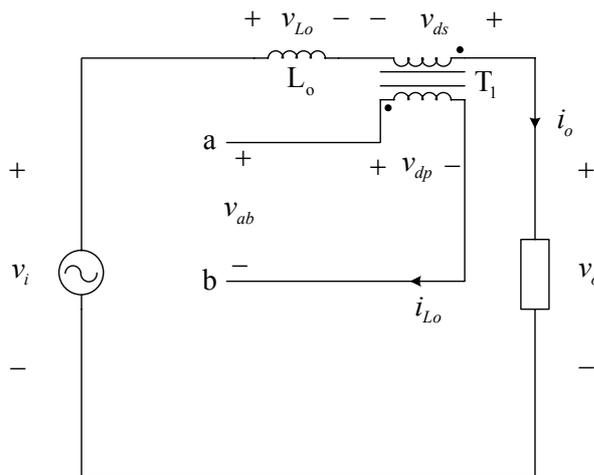


Fig. 3-31 – Circuito equivalente com o indutor no secundário.

Se for considerado que o transformador T_1 não é ideal, possuindo indutâncias de dispersão, pode-se obter um circuito equivalente, com o indutor de filtragem no primário, por exemplo, e a indutância de dispersão do transformador (L_d) referida ao secundário, conforme é mostrado na Fig. 3-32. Este circuito pode ser redesenhado com apenas um indutor equivalente no lado secundário, como na Fig. 3-33, e nesse caso valem as equações (3.92), (3.93) e (3.94), bastando substituir L_o por L_{eq} .

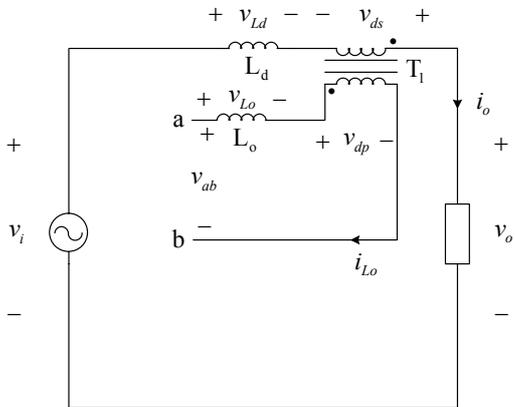


Fig. 3-32 - Circuito equivalente com o indutor no primário e indutância de dispersão no secundário.

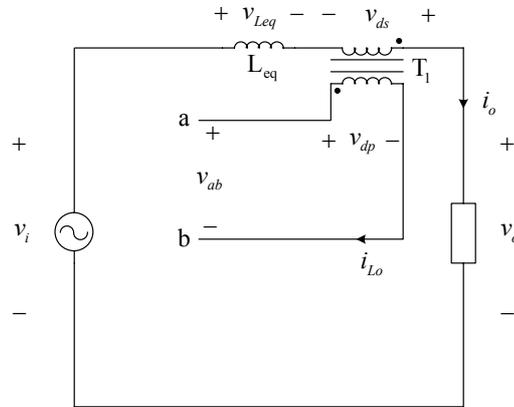


Fig. 3-33 – Circuito equivalente.

3.8 Ondulação de tensão

A ondulação de tensão presente no capacitor de filtragem (C_o) é devida à ondulação de corrente no indutor do filtro (L_o). Na Fig. 3-34 mostra-se o circuito equivalente com o filtro no lado primário do transformador T_1 , enquanto na Fig. 3-35 o capacitor está colocado no lado secundário do transformador. As diferenças de uma configuração em relação à outra são listadas a seguir.

- Filtro no primário:
 - Capacitância de C_o menor;
 - Tensão de C_o maior;
 - Não aproveita a indutância de dispersão de T_1 ;
 - O transformador T_1 opera com tensão filtrada.
- Filtro no secundário:
 - Capacitância de C_o maior;
 - Tensão de C_o menor;
 - Aproveita a indutância de dispersão de T_1 ;
 - O transformador T_1 não opera com tensão filtrada.

Para aproveitar melhor o transformador, usando sua indutância de dispersão para contribuir com o indutor L_o no papel de filtro de saída, diminuindo assim o volume e peso de L_o , prefere-se usar a configuração da Fig. 3-35. Assim sendo, o equacionamento realizado ora por diante, nesta seção, será para esta topologia.

O circuito equivalente para determinar a ondulação de tensão no capacitor é mostrado na Fig. 3-36. Considerando que as tensões de entrada e de compensação não tenham ondulação em alta frequência, o circuito da Fig. 3-36 pode ser redesenhado conforme a Fig. 3-37.

As formas de onda de corrente e tensão no capacitor são mostradas na Fig. 3-38. Nota-se pela figura que a tensão no capacitor está atrasada 90° em relação a corrente no mesmo.

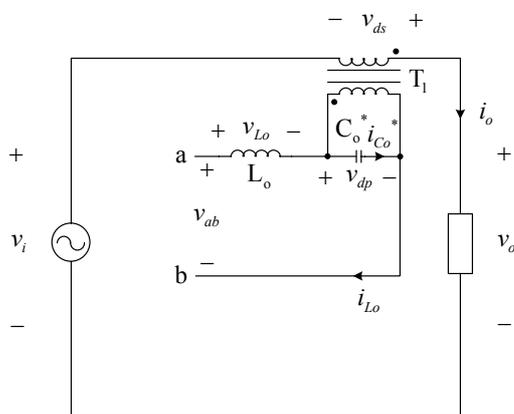


Fig. 3-34 - Circuito equivalente com o indutor e capacitor no primário.

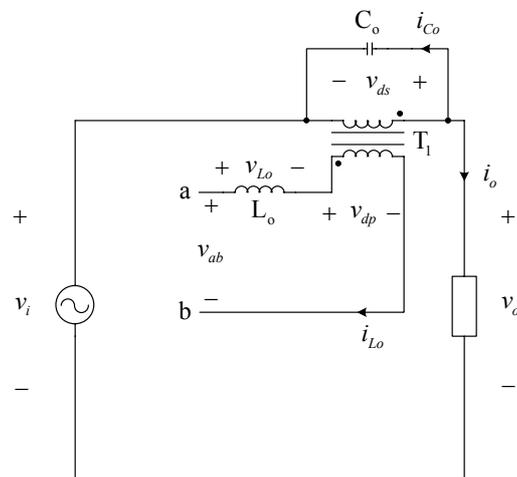


Fig. 3-35 - Circuito equivalente com indutor referido ao primário e capacitor no secundário.

A ondulação de corrente no capacitor é igual à ondulação de corrente no indutor (Fig. 3-38), isto é, $i_{C_o}(t)$ é a parcela alternada de $i_{L_o}(t)$, conforme a expressão (3.95). Decompondo-se a corrente no capacitor (Fig. 3-38) em série de Fourier, obtém-se a componente fundamental conforme (3.96) [395].

$$i_{C_o}(t) = i_{L_o}(t) - i_{L_o_med}(t) = i_{L_o\sim}(t) \quad (\text{corrente no capacitor } C_o) \quad (3.95)$$

$$i_{CoF}(t) = \frac{4}{\pi^2} \cdot \Delta i_{Lo}(t) \cdot \cos(\omega_s' \cdot t) \text{ (fundamental da corrente no capacitor } C_o) \text{ (3.96)}$$

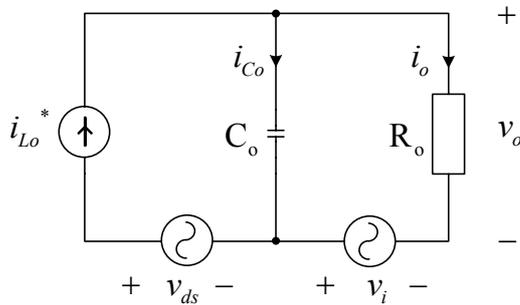


Fig. 3-36 - Circuito completo para determinar a ondulação de tensão.

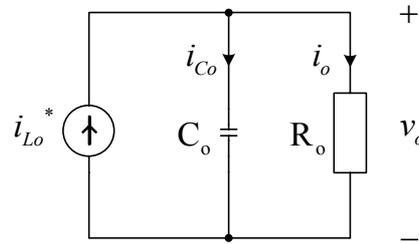


Fig. 3-37 – Circuito resultante para determinar a ondulação de tensão.

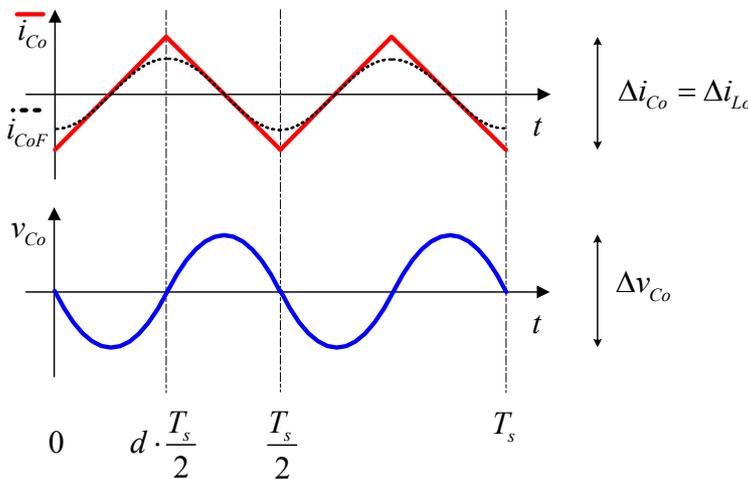


Fig. 3-38 – Formas de onda da corrente e tensão no capacitor.

Considerando que a ondulação de corrente ($\Delta i_{Lo}(t)$) não varie durante o período de comutação em análise, pode-se escrever (3.97).

$$i_{CoF}(t) = \frac{4}{\pi^2} \cdot \Delta i_{Lo} \cdot \cos(\omega_s' \cdot t) \tag{3.97}$$

A tensão instantânea no capacitor C_o , devido à componente fundamental da parcela alternada de $i_{Lo}(t)$, será dada por (3.100).

$$v_{Co}(t) = \frac{1}{C_o} \cdot \int i_{CoF}(t) \cdot dt \text{ (tensão no capacitor } C_o) \tag{3.98}$$

$$v_{Co}(t) = \frac{1}{C_o} \cdot \int \left(\frac{4}{\pi^2} \cdot \Delta i_{Lo} \cdot \cos(\omega_s' \cdot t) \right) \cdot dt \text{ onde } \omega_s' = 2 \cdot \omega_s \tag{3.99}$$

$$v_{Co}(t) = \frac{\Delta i_{Lo}}{\pi^3 \cdot F_s \cdot C_o} \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot F_s \cdot t) \text{ (para condições iniciais nulas) (3.100)}$$

A ondulação de tensão no capacitor C_o (Fig. 3-38), considerando o valor máximo de (3.100), será:

$$\Delta v_{C_o}(t) = \frac{2 \cdot \Delta i_{L_o}}{\pi^3 \cdot F_s \cdot C_o} \quad (3.101)$$

Aplicando a dependência do tempo na ondulação de corrente (Δi_{L_o}), isso para que a expressão (3.101) seja válida durante todo período da tensão senoidal da rede de energia elétrica, sem perda de generalidade, podem-se obter (3.102) e (3.103).

$$\Delta v_{C_o}(t) = \frac{2 \cdot \Delta i_{L_o}(t)}{\pi^3 \cdot F_s \cdot C_o} \quad (\text{para três níveis}) \quad (3.102)$$

$$\Delta v_{C_o}(t) = \frac{4 \cdot \Delta i_{L_o}(t)}{\pi^3 \cdot F_s \cdot C_o} \quad (\text{para dois níveis, } F_s = F_s/2) \quad (3.103)$$

Portanto, como a ondulação de tensão no capacitor é diretamente proporcional à ondulação de corrente no indutor L_o , deve-se levar em conta se a modulação é a dois ou a três níveis, da mesma forma como foi feito para determinar a ondulação de corrente.

3.8.1 Modulação a dois níveis

Conforme a configuração do filtro de saída do inversor mostrado na Fig. 3-35 e do circuito equivalente mostrado na Fig. 3-37, nota-se que a ondulação de corrente foi referida ao secundário do transformador, mas originalmente obtida considerando o indutor no primário de T_1 . Logo, para determinar a ondulação de tensão em C_o , pode ser usado o equacionamento realizado a partir da Fig. 3-25.

A ondulação de tensão instantânea no capacitor será dada por:

$$\Delta v_{C_o}(t) = \frac{4 \cdot N_1}{\pi^3 \cdot F_s^2 \cdot C_o \cdot L_o} \cdot (v_i(t) - (v_o(t) - v_i(t)) \cdot N_1) \cdot d(t) \quad (3.104)$$

Também aqui se pode parametrizar a ondulação de tensão em função da frequência de comutação, indutância de L_o e capacitância de C_o .

$$\Delta v_{C_o}(t) = \frac{4}{\pi^3 \cdot C_o \cdot F_s} \cdot \overline{\Delta v_{C_o}(t)} \quad (3.105)$$

$$\overline{\Delta v_{C_o}(t)} = N_1 \cdot \Delta i_{L_o}(t) = N_1 \cdot \frac{v_i(t) - (v_o(t) - v_i(t)) \cdot N_1}{L_o \cdot F_s} \cdot d(t) \quad (3.106)$$

$$\overline{\Delta v_{C_o}(t)} = N_1 \cdot \overline{\Delta i_{L_o}(t)} \quad (\text{ondulação de tensão parametrizada}) \quad (3.107)$$

$$\overline{\Delta v_{C_o}(t)} = \frac{2 \cdot N_1^2 \cdot (1 - d(t))}{N_1 + 2 \cdot d(t) - 1} \cdot d(t) \quad (3.108)$$

O valor máximo da ondulação de tensão no capacitor C_o coincide com o valor máximo da ondulação de corrente no indutor L_o , portanto:

$$\overline{\Delta v_{C_o_max}} = N_1 \cdot \overline{\Delta i_{L_o_max}} \quad (\text{ondulação de tensão máxima}) \quad (3.109)$$

$$\overline{\Delta v_{C_o_max}} = \frac{2 \cdot N_1^2 \cdot (1 - d_{max})}{N_1 + 2 \cdot d_{max} - 1} \cdot d_{max} \quad (3.110)$$

Na expressão (3.110) têm-se duas parametrizações, a da corrente e a da tensão. Isso deve ser levado em conta no cálculo do valor absoluto da ondulação de tensão.

A ondulação de tensão no capacitor C_o , em percentual da tensão de pico da saída, pode ser obtida conforme segue.

$$\Delta v_{C_o_max}(t) \% = \frac{100 \cdot \overline{\Delta v_{C_o_max}}}{v_{o_pk}} \cdot \frac{4}{\pi^3 \cdot C_o \cdot F_s} \cdot \frac{v_o(t)}{L_o \cdot F_s} \quad (\text{tensão percentual}) \quad (3.111)$$

$$\Delta v_{C_o_max} \% = \frac{100 \cdot \overline{\Delta v_{C_o_max}} \cdot 4}{\pi^3 \cdot C_o \cdot L_o \cdot F_s^2} \quad (3.112)$$

3.8.2 Modulação a três níveis

Neste caso adotam-se os mesmos procedimentos usados para modulação a dois níveis. Portanto, a ondulação instantânea de tensão será:

$$\Delta v_{C_o}(t) = \frac{N_1}{\pi^3 \cdot F_s^2 \cdot C_o \cdot L_o} \cdot |v_{L_o}(t) \cdot d(t)| \quad (3.113)$$

$$\Delta v_{C_o}(t) = \frac{N_1}{\pi^3 \cdot F_s^2 \cdot C_o \cdot L_o} \cdot \left| d(t) \cdot \begin{cases} v_i(t) - (v_i(t) - v_o(t)) \cdot N_1 & \text{se } d(t) \leq 0 \\ v_i(t) - (v_o(t) - v_i(t)) \cdot N_1 & \text{se } d(t) \geq 0 \end{cases} \right| \quad (3.114)$$

Parametrizando tem-se:

$$\Delta v_{C_o}(t) = \frac{4}{\pi^3 \cdot C_o \cdot F_s} \cdot \overline{\Delta v_{C_o}(t)} \quad (3.115)$$

$$\overline{\Delta v_{C_o}(t)} = \frac{N_1}{2} \cdot \overline{\Delta i_{L_o}(t)} \quad (\text{ondulação de tensão parametrizada}) \quad (3.116)$$

$$\overline{\Delta v_{C_o}(t)} = \left| \frac{d(t)}{4} \cdot \frac{N_1^2}{N_1 + d(t)} \cdot \begin{cases} 1 + d(t) & \text{se } d(t) \leq 0 \\ 1 - d(t) & \text{se } d(t) \geq 0 \end{cases} \right| \quad (3.117)$$

Em valores máximos:

$$\overline{\Delta v_{C_o_max}} = \frac{N_1}{2} \cdot \overline{\Delta i_{L_o_max}} \quad (\text{ondulação de tensão máxima}) \quad (3.118)$$

$$\overline{\Delta v_{C_o_max}} = \left| \frac{d_{max}}{4} \cdot \frac{N_1^2}{N_1 + d_{max}} \cdot \begin{cases} 1 + d_{max} & \text{se } d(t) \leq 0 \\ 1 - d_{max} & \text{se } d(t) \geq 0 \end{cases} \right| \quad (3.119)$$

Na expressão (3.119) têm-se duas parametrizações, a da corrente e a da tensão. Isso deve ser levado em conta no cálculo do valor absoluto da ondulação de tensão.

A ondulação de tensão no capacitor C_o , em percentual da tensão de pico da saída, pode ser obtida conforme segue.

$$\Delta v_{C_o_max}(t)\% = \frac{100 \cdot \overline{\Delta v_{C_o_max}}}{v_{o_pk}} \cdot \frac{4}{\pi^3 \cdot C_o \cdot F_s} \cdot \frac{v_o(t)}{L_o \cdot F_s} \quad (\text{tensão percentual}) \quad (3.120)$$

$$\Delta v_{C_o_max}\% = \frac{100 \cdot \overline{\Delta v_{C_o_max}} \cdot 4}{\pi^3 \cdot C_o \cdot L_o \cdot F_s^2} \quad (3.121)$$

3.8.3 Modulação a dois níveis versus a três níveis

A fim de verificar o desempenho da modulação a dois níveis em comparação com a modulação a três níveis, com referência à ondulação de tensão no capacitor C_o , traçou-se o gráfico das expressões (3.108) e (3.117) em função da razão cíclica, conforme mostrado na Fig. 3-39. Nota-se que a curva para ondulação com modulação a dois níveis foi restringida à razão cíclica variando de 0 a 1.

Pela Fig. 3-39 pode-se notar que a ondulação de tensão para modulação a três níveis é cerca de quatro vezes menor do que na modulação a dois níveis. Logo, a modulação a três níveis é melhor também no aspecto ondulação de tensão, e como já havia se mostrado superior no que se refere à ondulação de corrente, é a que resulta no menor filtro de saída para o inversor.

Da mesma forma que ocorre com a ondulação de corrente no indutor L_o , a ondulação de tensão máxima ($\overline{\Delta v_{C_o_max}(v_i)}$) também depende da tensão de entrada ($v_i(t)$), conforme pode ser visto na Fig. 3-39.

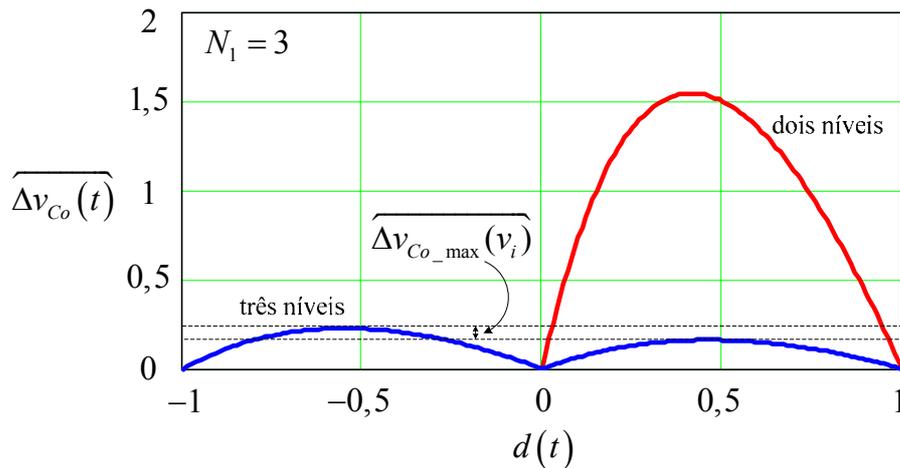


Fig. 3-39 – Ondulação de tensão para modulação a dois e a três níveis.

Se o indutor for utilizado em configurações diferentes, conforme foi visto nas Fig. 3-31, Fig. 3-32 e Fig. 3-33, pode-se utilizar as expressões (3.102) e (3.103) para determinar a ondulação de tensão, desde que a ondulação de corrente seja adaptada à nova posição do indutor.

3.9 Conclusões

Neste capítulo foi realizado o estudo teórico da topologia escolhida para um estabilizador monofásico do tipo compensador de tensão.

Apresentou-se um estudo sobre a modulação de estabilizadores de tensão indiretos do tipo compensadores de tensão, comparando-os com inversores de tensão *PWM*. Foi mostrado que a modulação *PWM* retangular tem menor taxa de distorção harmônica na tensão de saída do inversor em comparação com a modulação *PWM* senoidal.

Foram determinadas expressões para o ganho estático, relação de transformação do transformador compensador, ondulações de tensão e de corrente no filtro do inversor, para as topologias apresentadas.

Comprovou-se que a modulação a três níveis tem desempenho melhor do que a modulação a dois níveis, proporcionando o uso de um filtro de menor volume e peso na saída do inversor.

Cap. 4 Condicionador de tensão alternada – Estudo do estágio de controle

No capítulo precedente estudou-se o estágio de potência do condicionador de tensão alternada, enfocando as etapas de operação, modulação, e as expressões do ganho estático, ondulação de corrente e tensão no filtro de saída do inversor, entre outras. Ora será realizado o estudo do controle deste condicionador, abordando-se as principais técnicas de controle de inversores de tensão e fontes ininterruptas de energia (UPS), adaptadas para o controle de condicionadores de tensão alternada.

O que diferencia um condicionador de tensão de um simples estabilizador é justamente o fato de o primeiro ser capaz de entregar à carga uma tensão estabilizada e conformada de acordo com uma referência estabelecida. Daí resulta que o controle de um condicionador é vital para que este possa desempenhar bem seu papel e se diferenciar do estabilizador convencional.

Como grande desafio para o circuito de controle de um condicionador tem-se a necessidade de manter a tensão de saída com amplitude e forma corretas mesmo com parâmetros desconhecidos ou imprecisos da rede de alimentação, tensão de entrada sujeita a perturbação e carga desconhecida e variável [350].

Da mesma forma, quando da operação com cargas sensíveis, tais como computadores, sistemas de telecomunicação, equipamentos de laboratório e hospitalares, entre outras, devem-se ter condicionadores com alta estabilidade, robustez e respostas dinâmicas rápidas para manter a tensão de saída com alta regulação, isto é, independente da tensão de entrada e da carga [349, 352, 354 e 356].

Diversas técnicas de controle clássico ou moderno podem ser utilizadas para o controle de inversores e condicionadores. Dentre elas tem-se técnicas analógicas e digitais. As primeiras têm a vantagem de fácil implementação, baixo custo, alta velocidade de resposta e de serem livres de erros numéricos; por outro lado, não permitem muita flexibilidade para implementação de controladores e inviabilizam o uso de técnicas avançadas de controle. Já as segundas têm a vantagem de serem muito flexíveis, permitem o uso de técnicas avançadas de controle moderno; no entanto, tem maior custo, são mais difíceis de serem implementadas e tem limitações de velocidade de resposta [384].

As técnicas de controle mais consagradas, denominadas de controle clássico, que

surgiram por volta de 1940 e 1950, fazem uso da transformada de Laplace e são amplamente utilizadas na indústria, sendo que o controlador do tipo PID (proporcional-integral-derivativo) predomina sobre outros controladores, como o avanço-atraso, por exemplo. Em contrapartida, o controle moderno, surgido nos anos 60, tem como principais técnicas o controle linear quadrático, controle por modos deslizantes, e os controles neural e fuzzy, por exemplo [384].

Neste trabalho será preferido o controle analógico clássico, justificado como segue:

- Facilidade de implementação;
- Baixo custo e de fácil aprendizado;
- Bom desempenho dinâmico com plantas bem modeladas;
- Alta velocidade de resposta, etc.

Na seqüência deste capítulo serão abordadas algumas técnicas de controle da tensão de saída do condicionador, ressaltando-se que este estudo está reservado à modulação *PWM* retangular a três níveis. Em seguida aborda-se a modelagem do conversor e estudam-se os efeitos, do ponto de vista do controle, das impedâncias da rede, explicando-se também, fisicamente, o efeito dos zeros nas funções de transferência da planta do sistema.

4.1 Técnicas de controle da tensão de saída

O controle da tensão de saída do condicionador pode ser realizado usando-se de diferentes técnicas para implementação das malhas do mesmo. Podem-se utilizar o controle por pré-alimentação, detecção ortogonal, modo corrente e realimentação instantânea da tensão de saída.

Cada técnica tem suas particularidades e pode ser adaptada melhor à necessidade da aplicação do conversor CA-CA; isso porque o mesmo pode ser usado como condicionador de tensão, regulador, compensador de afundamentos, entre outras funções.

As técnicas citadas serão abordadas de forma sucinta, a não ser a da realimentação instantânea da tensão de saída, a qual será aplicada efetivamente ao condicionador, para que se tenha na saída uma tensão regulada e conformada de acordo com uma referência pré-definida, sendo esta senoidal ou não.

4.1.1 Controle por pré-alimentação

O controle por pré-alimentação, mais comumente conhecido por *feedforward*, consiste em determinar a razão cíclica a partir da medição da tensão de entrada. Nas técnicas convencionais de controle da tensão de saída por pré-alimentação da tensão de entrada, faz-se variar a amplitude da tensão dente de serra (portadora), em relação à amplitude da tensão de controle (modulante),

variando assim a razão cíclica a fim de compensar as variações da tensão de entrada [368 e 369].

Na técnica descrita no parágrafo anterior, o objetivo da pré-alimentação é atuar juntamente com a malha de controle convencional da tensão de saída, compensando instantaneamente variações na tensão de entrada, também denominado de desacoplamento ativo [350]. A presente proposta é de controlar a tensão de saída diretamente a partir da tensão de entrada comparada com uma referência. Esta técnica é semelhante ao controle usado em restauradores dinâmicos de tensão [312].

Na Fig. 4-1 mostra-se o circuito elétrico do condicionador, que neste caso deveria ser denominado apropriadamente de restaurador dinâmico de tensão, com os blocos de controle utilizados.

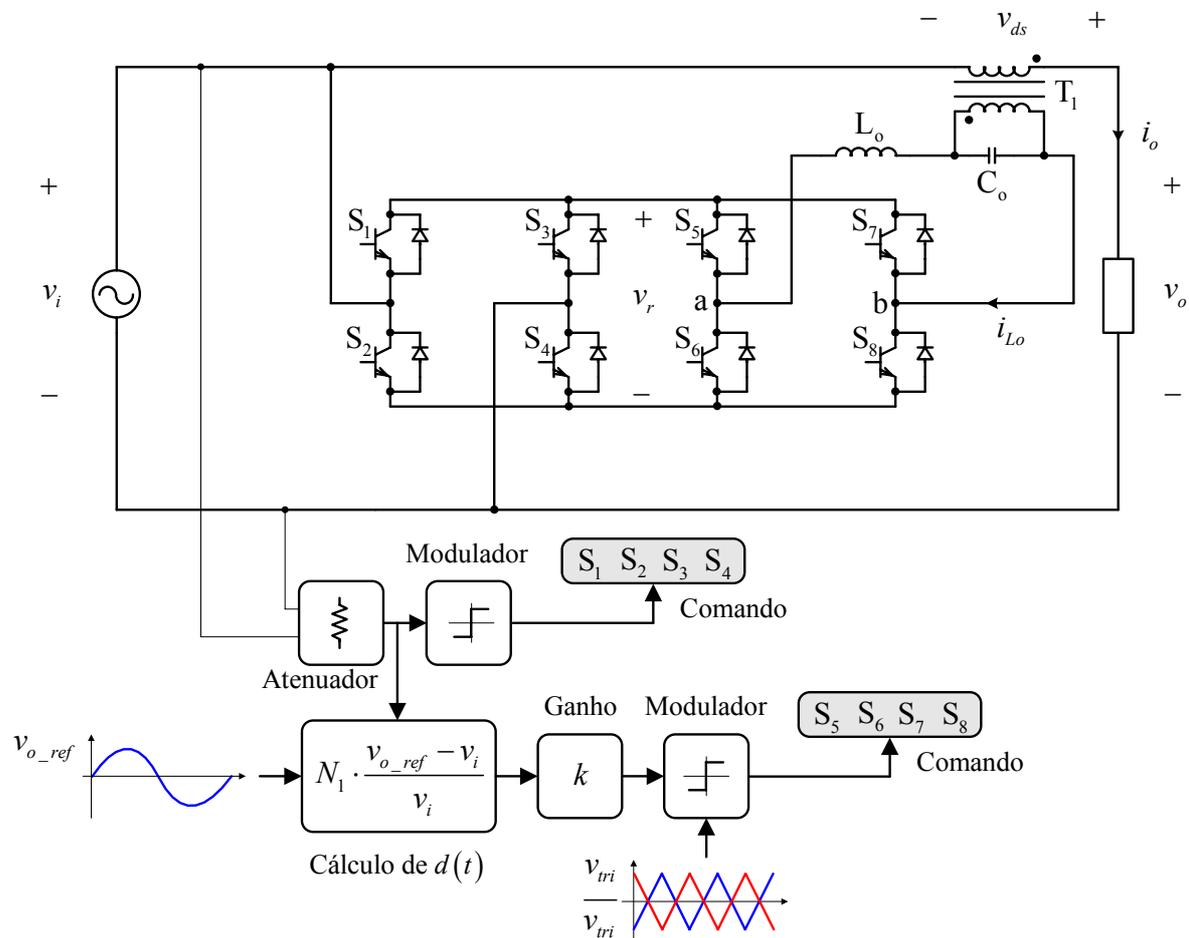


Fig. 4-1 – Controle por pré-alimentação.

A expressão do ganho estático, determinada no capítulo anterior, é repetida a seguir visando a explicação do funcionamento do controle por pré-alimentação. Desde que a tensão de saída desejada deva ser igual à referência, então se pode obter (4.3).

$$g(t) = \frac{v_o(t)}{v_i(t)} = \frac{N_1 + d(t)}{N_1} \quad (\text{ganho estático}) \quad (4.1)$$

$$d(t) = N_1 \cdot \frac{(v_o(t) - v_i(t))}{v_i(t)} \quad (\text{razão cíclica}) \quad (4.2)$$

$$d(t) = N_1 \cdot \frac{(v_{o_ref}(t) - v_i(t))}{v_i(t)} \quad (4.3)$$

Pela expressão (4.3) nota-se que a razão cíclica depende unicamente da tensão de referência e da tensão de entrada. Assim sendo, a saída pode apresentar erro em regime permanente e as quedas de tensão no circuito não serão compensadas, ou seja, não são levadas em conta na determinação da razão cíclica. Portanto, para eliminar o erro em regime, caso necessário, pode-se usar uma malha de controle da tensão eficaz da saída. Esta malha teria uma resposta dinâmica lenta, não afetando a atuação da malha de pré-alimentação, não incorrendo em instabilidades do sistema. No entanto, transitórios de carga e distorções provocadas no formato da tensão de saída devido às cargas não-lineares não seriam compensados [349, 350, 354 e 357].

4.1.2 Controle por detecção ortogonal

O princípio básico da detecção ortogonal é bastante simples, fazendo uso de relações trigonométricas para obter um valor de tensão contínua proporcional ao valor da tensão eficaz [374 e 375]. Para sistemas trifásicos é possível se obter tensões contínuas a partir de tensões alternadas e usando transformações apropriadas. Já no caso de sistemas monofásicos é necessário realizar um deslocamento no tempo, de 90°, para transformar um sinal senoidal em cossenoidal, por exemplo, havendo então um atraso inevitável na obtenção do valor contínuo correspondente ao valor máximo (de pico) do sinal senoidal.

Esta técnica de medição do valor eficaz (constante) da tensão de saída só é válida para tensões com pouca distorção harmônica, do contrário a aproximação de que a tensão eficaz é linearmente proporcional ao valor máximo não é mais válida. Em outras palavras, esta técnica não realiza a medição do valor eficaz verdadeiro.

A vantagem desta técnica é que a mesma é facilmente implementável digitalmente e se consegue boas respostas dinâmicas se a frequência de amostragem do microcontrolador ou microprocessador for muito maior que a frequência da rede de energia elétrica.

Deve-se ressaltar também que com esta técnica não é possível corrigir distorções na tensão de saída, ou seja, conformar a mesma de acordo com uma referência desejada. Logo, o sistema atua como um regulador de tensão alternada, mas não como condicionador. Essa foi a proposta original dos autores da topologia utilizada por [263].

A demonstração da técnica é feita a seguir. Considera-se que a tensão de saída seja perfeitamente senoidal. Pela expressão (4.10) nota-se que é possível obter um valor contínuo proporcional à tensão eficaz da saída. O circuito elétrico do condicionador é mostrado na Fig. 4-2.

$$v_o(t) = v_{o_pk} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (\text{tensão de saída}) \quad (4.4)$$

$$v_{o_1}^*(t) = h(t) \cdot v_o(t) = h(t) \cdot v_{o_pk} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (\text{tensão de saída amostrada}) \quad (4.5)$$

$$v_{o_2}^*(t) = h(t) \cdot v_{o_pk} \cdot \cos(\omega t) \quad (4.6)$$

$$v_{o_3}^*(t) = [h(t) \cdot v_{o_pk} \cdot \cos(\omega t)]^2 \quad (4.7)$$

$$v_{o_4}^*(t) = [h(t) \cdot v_{o_pk} \cdot \text{sen}(\omega t)]^2 \quad (4.8)$$

$$v_{o_5}^*(t) = v_{o_3}^*(t) + v_{o_4}^*(t) = (h(t) \cdot v_{o_pk})^2 \cdot [\text{sen}^2(\omega t) + \cos^2(\omega t)] \quad (4.9)$$

$$v_{o_6}^*(t) = \sqrt{(h(t) \cdot v_{o_pk})^2} = \infty \cdot v_{o_rms} \quad (4.10)$$

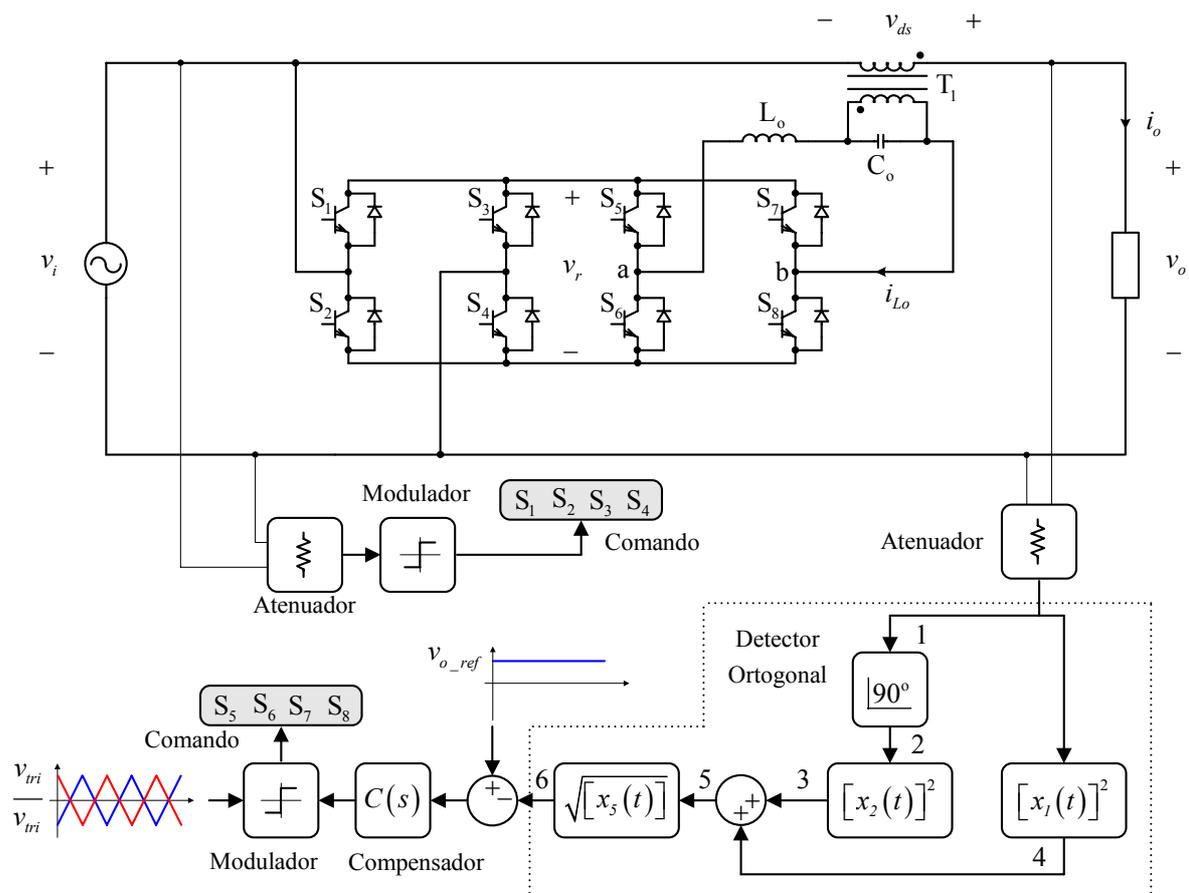


Fig. 4-2 – Controle por detecção ortogonal.

4.1.3 Controle no modo corrente

O controle no modo corrente, de um inversor ou condicionador, é basicamente um método de controle multimalhas em que a referência de corrente é gerada pela compensação do sinal de erro da malha de tensão [354].

Visando melhorar a resposta dinâmica de conversores que possuem uma malha de tensão podem-se usar duas malhas de controle, uma malha externa que controla a tensão de saída com um compensador do tipo PI (proporcional-integral) eliminando o erro em regime; e uma malha interna de corrente, no capacitor ou indutor, que auxilia na dinâmica do sistema. Entretanto, se é necessário alimentar cargas não-lineares, usa-se mais uma malha de controle, que realimenta a corrente da carga [357].

A malha de corrente no indutor tem o efeito de transformar este numa fonte de corrente controlada, alimentando uma carga capacitiva, fazendo com que a função de transferência tenha característica de primeira ordem, tornando o controle dessa malha fácil de ser implementado [346]. Esta malha de corrente, se bem projetada, pode eliminar perturbações da tensão de entrada, mas não da corrente de carga [349].

O controle de corrente elimina virtualmente a ressonância no filtro LC, pois controla ativamente a corrente no indutor, além de oferecer uma proteção instantânea ao sistema [348].

Se o controle de corrente for feito no capacitor, tem-se a vantagem de eliminar um sensor de corrente de alto custo, visto que pode ser usado um pequeno transformador de corrente. No entanto, apesar do desempenho dinâmico ser melhor do que no controle da corrente no indutor, a quantidade de ruído de comutação presente na corrente do capacitor pode tornar esta técnica de difícil implementação [350]. A tensão de saída pode apresentar valor médio não nulo, pois usando um transformador de corrente para amostrar a corrente do capacitor, este não fornece a informação deste valor médio, mascarando esta informação, o que é inaceitável [352].

Para inversores usados em sistemas ininterruptos de energia e acionamento de motores é possível conciliar a modulação *PWM* senoidal com uma malha de realimentação lenta na tensão e uma malha rápida na corrente do indutor ou capacitor. Em contrapartida, para condicionadores de tensão isso não é possível, visto que o objetivo é conformar e regular a tensão de saída; logo a malha de controle de tensão deve ser rápida também. Tem-se aí um problema: como obter a referência para a malha de corrente? Em [358] foi apresentada uma solução que foi aplicada, em termos de proposta, ao condicionador ora em estudo, mostrada na Fig. 4-3.

Nota-se, pela figura, que a tensão de saída é amostrada por um divisor resistivo, denominado de atenuador, comparada com uma referência senoidal e o sinal de erro é compensado pelo compensador de tensão ($C_v(s)$). Este sinal compensado é somado à amostra da corrente de saída para gerar a referência para a corrente no indutor ($i_{Lo_ref}(t)$). Em seguida, o sinal de referência

de corrente é comparado com uma amostra da corrente do indutor gerando um sinal de erro de corrente que, passando pelo compensador de corrente ($C_i(s)$), será aplicado ao circuito modulador para gerar os pulsos de comando dos interruptores do inversor.

O custo de um sistema como o da Fig. 4-3 é bastante elevado, pela quantidade de sensores usados e complexidade do sistema de controle. Claro que se pode tirar proveito da quantidade de informações disponíveis sobre o sistema e torná-lo bastante robusto, com proteções instantâneas de corrente e tensão, além da possibilidade de implementar sistemas de monitoramento e medições, visando fornecer ao usuário informações, local ou remotamente.

As informações do sensor de corrente do indutor podem também ser usadas para eliminar possível valor médio na tensão do primário do transformador T_1 , e que poderia levar o mesmo à saturação.

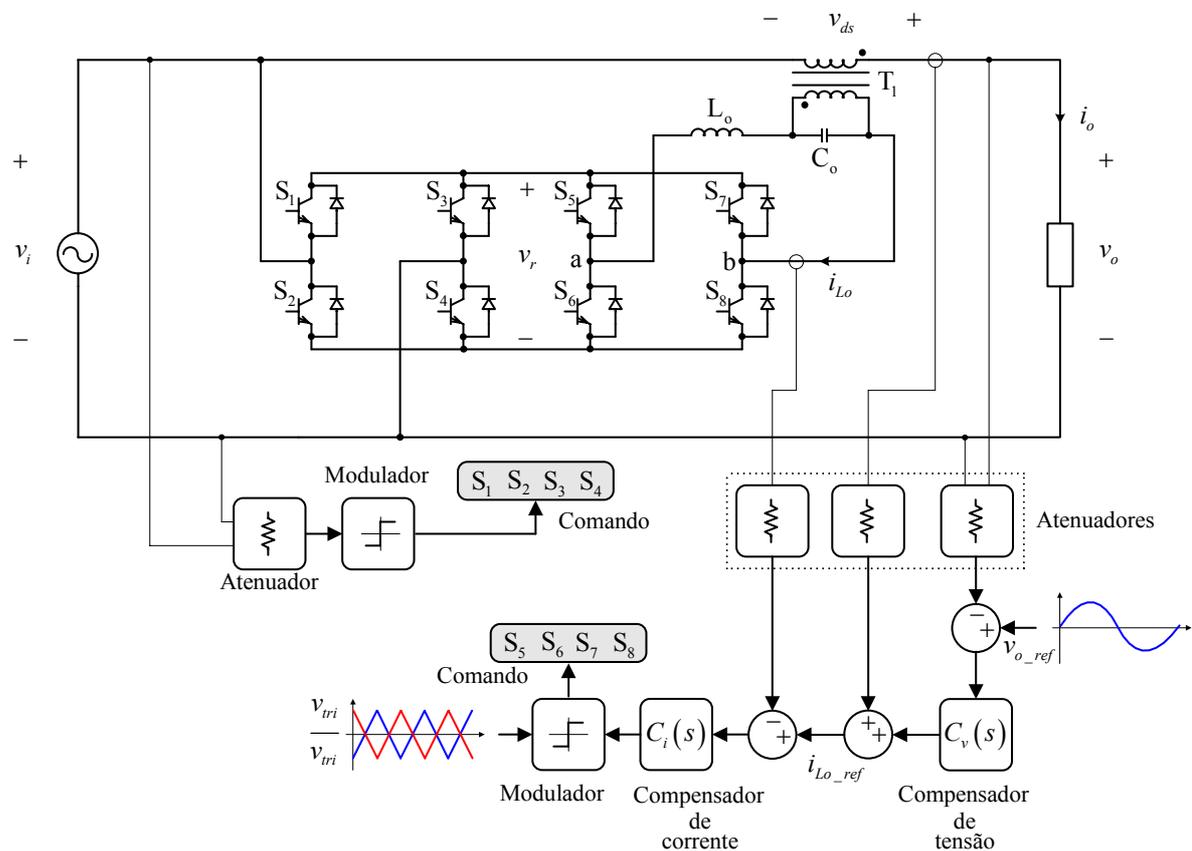


Fig. 4-3 – Controle no modo corrente.

4.1.4 Controle por realimentação instantânea da tensão de saída

O controle instantâneo da tensão de saída de inversores é o método mais usado pela indústria, em se tratando de fontes ininterruptas de energia. Este consiste em determinar diretamente a razão cíclica, através da comparação de uma amostra da tensão de saída com uma

referência senoidal e, em seguida, compensar o sinal de erro. Infelizmente, distúrbios na tensão de entrada e na carga não podem ser eliminados antes de seus efeitos aparecerem na tensão de saída [349 e 350].

Comparando o controle instantâneo da tensão de saída com o controle do valor eficaz com modulação *PWM* senoidal pode-se afirmar que o desempenho durante transitórios de carga e na tensão de entrada foi melhorado, mas, em contrapartida, os problemas de estabilidade também aumentaram [353 e 354].

Para melhorar o desempenho com cargas não-lineares foram propostas estratégias usando realimentação instantânea com controle *dead-beat*, o qual usa a tensão no capacitor e sua derivada para o cálculo dos tempos de comutação. Nesse caso, como no controle por corrente, os ruídos de comutação que aparecem na tensão do capacitor tornam difícil a implementação dessa técnica [352].

Pela sua simplicidade, facilidade de implementação e bom desempenho dinâmico, desde que o projeto do compensador seja feito cuidadosamente, a técnica do controle instantâneo da tensão de saída será a preferida para o controle da tensão de saída do condicionador de tensão alternada. Na Fig. 4-4 mostra-se o circuito do condicionador com a malha de controle da tensão de saída.

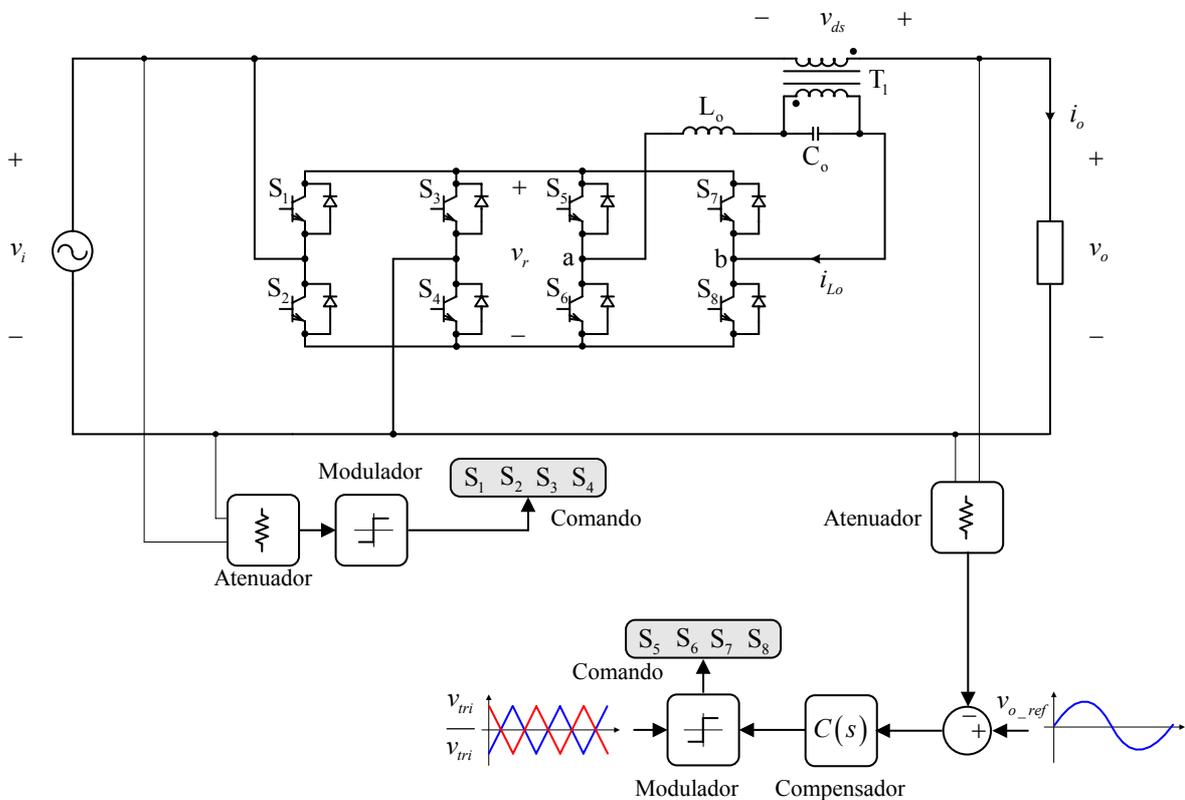


Fig. 4-4 – Controle por realimentação instantânea da tensão de saída.

4.2 Estudo do controle para o condicionador CA-CA ideal

O controle instantâneo de tensão, apresentado no item anterior, é o método adotado para o controle da tensão de saída do condicionador de tensão alternada. Inicialmente será apresentado o sistema ideal, sem impedâncias de linha, apresentando-se as funções de transferência do conversor e o projeto de um controlador usando diagramas de Bode. Mostrar-se-á que um controlador PID satisfaz plenamente as necessidades da planta, para que se tenha na saída uma tensão estabilizada e conformada.

4.2.1 Obtenção das funções de transferência

O circuito elétrico do condicionador é exatamente aquele mostrado na Fig. 4-4. Para determinar as funções de transferência da tensão de saída pela razão cíclica e daquela pela tensão de entrada, apresenta-se na Fig. 4-7 o circuito do conversor incorporando o modelo de Vorpérian da chave *PWM*. A metodologia para determinar as funções de transferência é mostrada em anexo²¹.

Para obter o circuito equivalente dado na Fig. 4-7 foram feitas algumas considerações:

- O conversor está operando em regime permanente;
- Todos os componentes são ideais;
- O conversor opera simetricamente em relação à tensão de entrada;
- O modelo de pequenos sinais é simetricamente válido em relação ao sinal da tensão de entrada;
- A modulação empregada é a *PWM* retangular a três níveis;
- O conversor opera no modo de condução contínua²².

Tomando como verdadeiras as considerações acima, o circuito elétrico do estágio de potência do conversor, mostrado na Fig. 4-4, pode ser redesenhado com uma fonte de tensão contínua (apenas positiva) na entrada, como está mostrado na Fig. 4-5. Neste circuito alguns interruptores aparecem em destaque, visando identificarem-se aqueles que podem ser suprimidos do circuito, obtendo-se um circuito simplificado, mostrado na Fig. 4-6.

²¹ No anexo I é apresentada a metodologia completa para determinar as funções de transferência de um conversor Buck CC-CC com filtro de entrada, empregando o método de Vorpérian da chave *PWM* [383].

²² Modo de condução contínua é aqui entendido como aquele no qual a corrente no indutor é maior que zero no ponto de operação nominal e na amplitude máxima da tensão de entrada (pico).

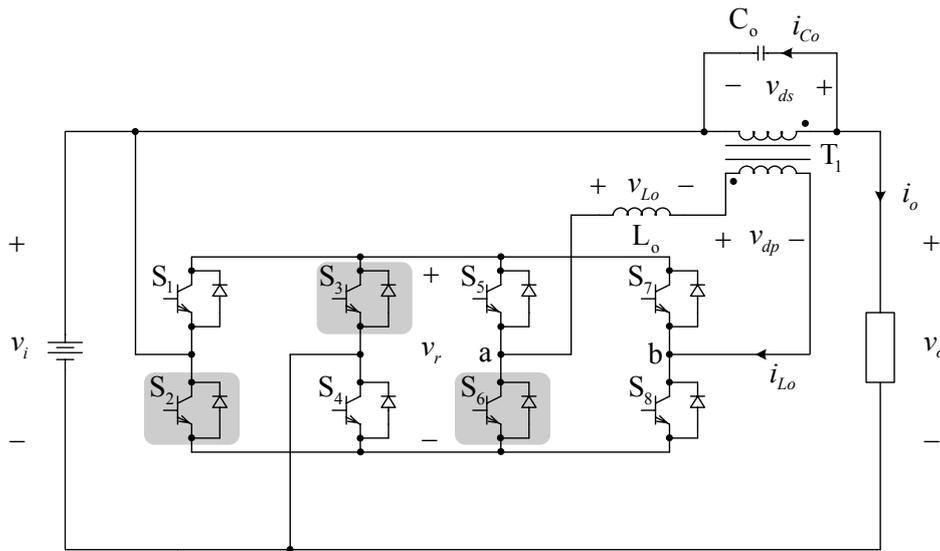


Fig. 4-5 - Circuito do condicionador para o semiciclo positivo da tensão de entrada, mostrando os interruptores não usados.

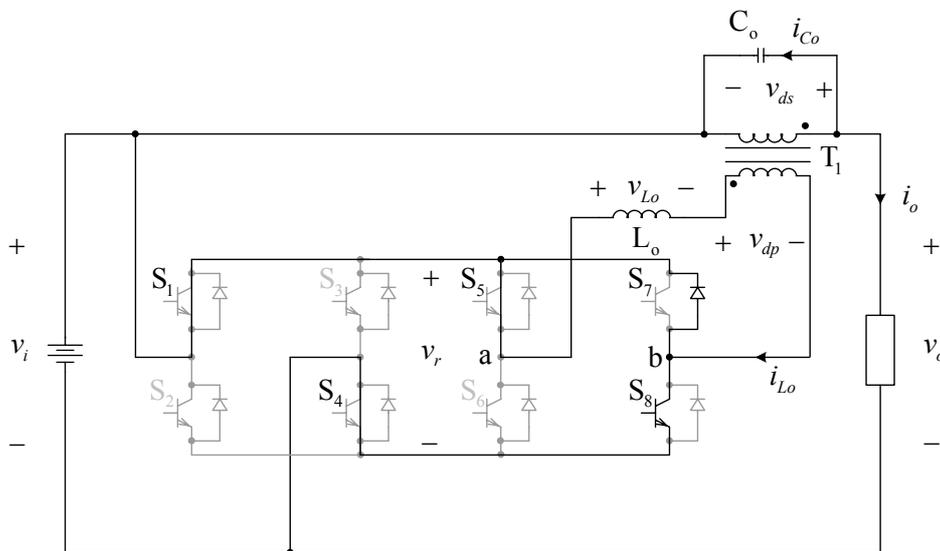


Fig. 4-6 - Circuito simplificado do condicionador.

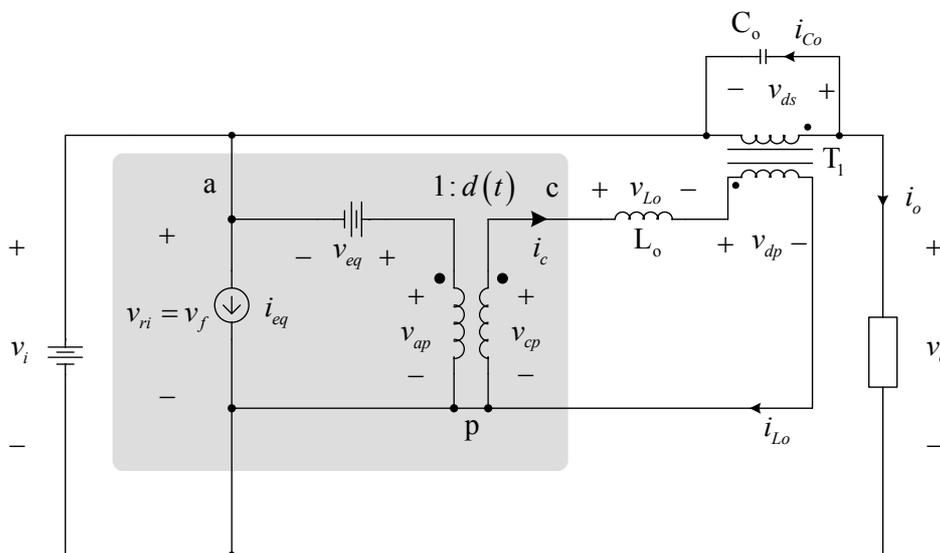


Fig. 4-7 - Circuito do condicionador para modelagem de pequenos sinais.

A partir do circuito da Fig. 4-7 pode-se obter as funções de transferência da tensão de saída pela razão cíclica e daquela pela tensão de entrada, dadas a seguir:

$$G(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{R_o \cdot v_i(s) \cdot N_1}{s^2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot R_o + s \cdot L_o + R_o \cdot N_1^2} \quad (4.11)$$

$$F(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_i(s)} = \frac{R_o \cdot (s^2 \cdot L_o \cdot C_o + N_1^2 + N_1 \cdot d(s))}{s^2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot R_o + s \cdot L_o + R_o \cdot N_1^2} \quad (4.12)$$

Os diagramas de Bode de módulo e fase das expressões (4.11) e (4.12) são mostrados nas Fig. 4-8 e Fig. 4-9. Nota-se a semelhança desses diagramas de bode com aqueles de conversores Buck CC-CC sem filtro de entrada [387].

O modulador, que relaciona a razão cíclica com a tensão de controle, será modelado apenas como um ganho, com base na técnica de modulação apresentada em capítulo anterior. A metodologia para encontrar a função de transferência do modulador pode ser encontrada em [371, 372 e 387]. Desta forma, a função de transferência do modulador será dada pela expressão (4.13). Já no caso do sensor de tensão da saída, é usado apenas um atenuador resistivo, sendo sua função de transferência apenas um ganho, ou melhor, uma atenuação, tornando a tensão amostrada igual a um centésimo da tensão de saída.

$$Fm(s) = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{1}{v_{tri_pk}(s)} \quad (4.13)$$

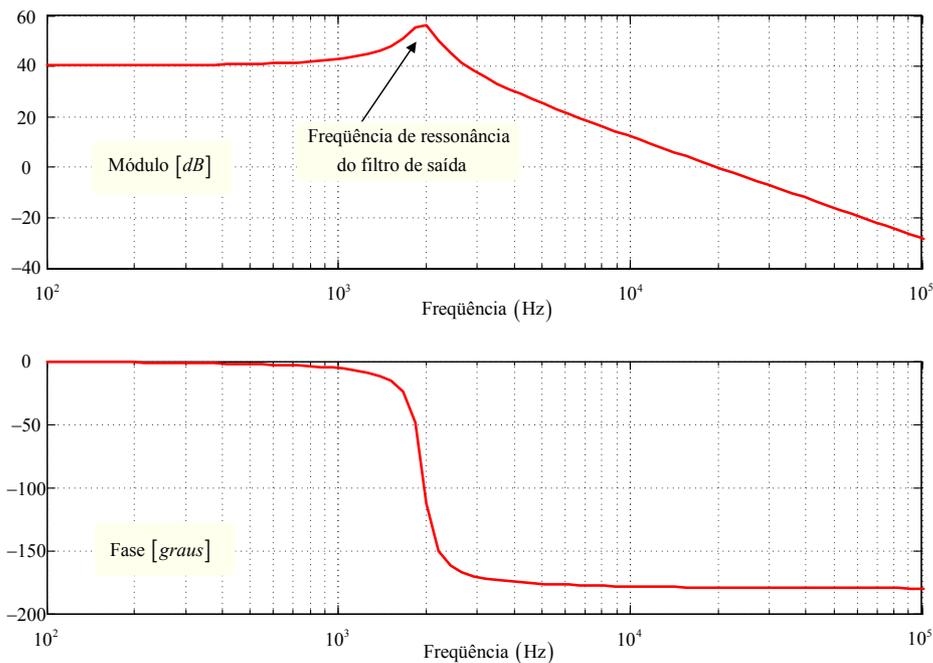


Fig. 4-8 - Diagramas de Bode de módulo e fase de $G(s)$.

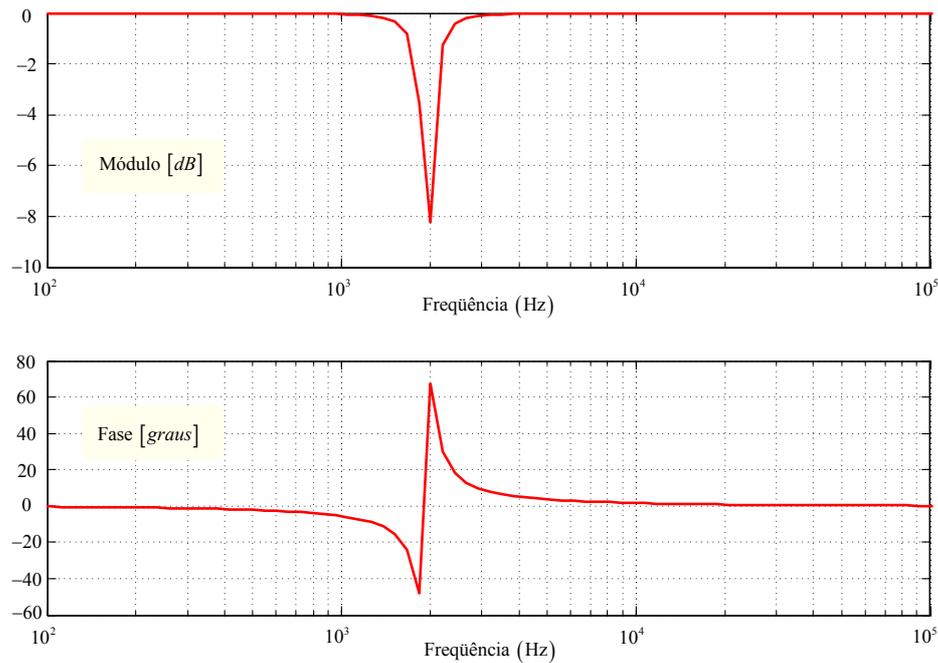


Fig. 4-9 - Diagramas de Bode de módulo e fase de $F(s)$.

Para verificar as expressões de $G(s)$ e $F(s)$ determinadas anteriormente e que foram mostradas nas Fig. 4-8 e Fig. 4-9, foram realizadas simulações e os parâmetros usados nas mesmas e nas simulações posteriores foram:

- $v_i(t) = 311 \cdot \text{sen}(377 \cdot t) [V]$ $v_o(t) = 311 \cdot \text{sen}(377 \cdot t) [V]$ $F_s = 20 \text{ kHz}$
- $R_o = 4,8 \Omega$ $L_o = 500 \mu H$ $C_o = 120 \mu F$ $N_1 = 3$

Os resultados da simulação, para tensão de entrada e saída contínuas, conforme considerações para modelagem, são mostrados na Fig. 4-10. Já na Fig. 4-11 mostram-se as formas de onda para tensão de entrada e saída senoidais. Nota-se que as expressões obtidas anteriormente, predizem com exatidão a resposta no *software* de simulação de circuitos elétricos.

Com base nestas simulações consideram-se as expressões de $G(s)$ e $F(s)$ válidas e passíveis de serem usadas para o projeto de compensadores, comprovando que a extensão do modelo para diferentes pontos de operação (entrada senoidal) é também válida, conforme suposto no início deste item.

Da mesma forma, considerou-se que a operação do conversor é simétrica em relação à tensão de entrada, isto é, sendo a modelagem feita para o semiciclo positivo da tensão da rede esta seria válida também para o semiciclo negativo. Isto é comprovado observando-se a Fig. 4-11, na qual nota-se que a perturbação na tensão de entrada foi feita no semiciclo positivo, enquanto a razão cíclica foi perturbada no semiciclo negativo. Em ambos os casos, os resultados de simulação coincidem com os resultados obtidos com as expressões (4.11) e (4.12).

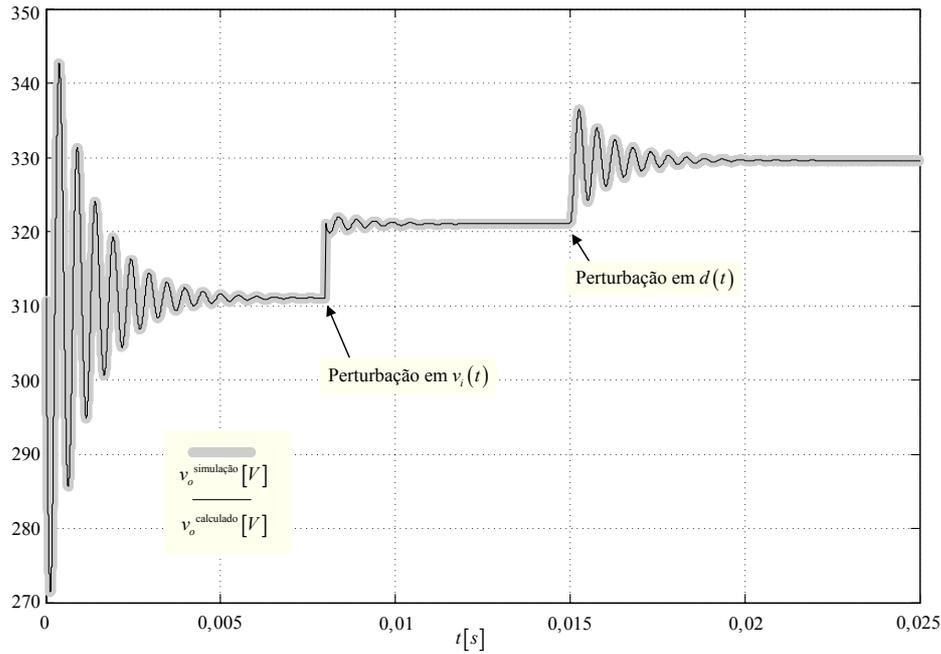


Fig. 4-10 –
Simulação do
conversor com
tensão contínua.

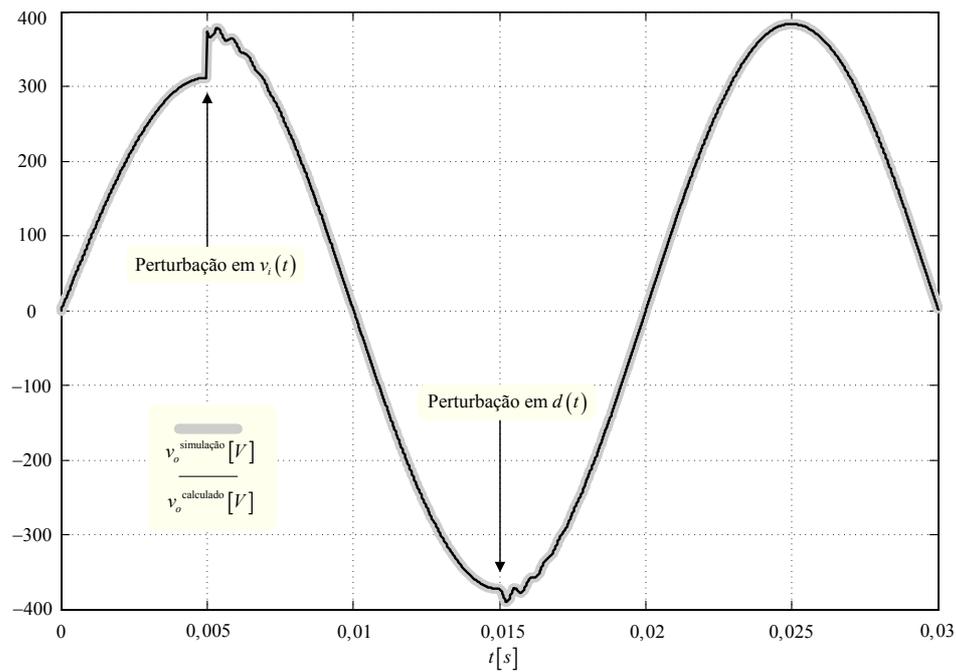


Fig. 4-11 –
Simulação do
conversor com
tensão alternada.

4.2.2 Projeto do sistema de controle em malha fechada

Conforme enunciado anteriormente, o controle da tensão de saída do conversor será feito pela amostragem instantânea desta tensão, comparando-a com uma referência senoidal, compensando o sinal de erro para gerar a tensão de controle do conversor. O diagrama de blocos do circuito de controle é mostrado na Fig. 4-12.

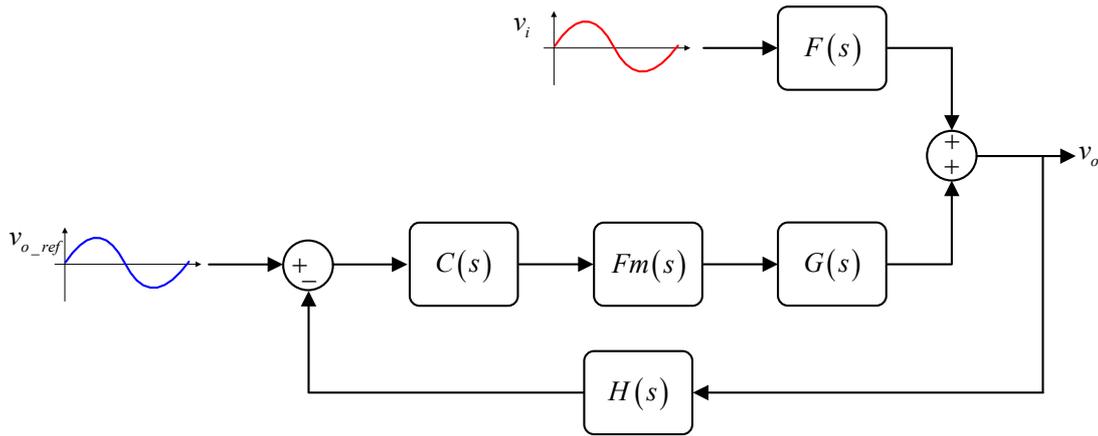


Fig. 4-12 - Diagrama de blocos do circuito de controle.

O projeto do compensador de tensão $C(s)$ é realizado no domínio da frequência usando-se diagramas de Bode. A função de transferência do compensador é dada na expressão (4.14) e a correspondente função de transferência do compensador PID implementável é dada por (4.15). Seu circuito elétrico é mostrado na Fig. 4-13. Escolhendo um valor para o capacitor C_1 facilmente se determina os demais componentes, como segue:

$$C(s) = k \cdot \frac{(1 + s \cdot z_1) \cdot (1 + s \cdot z_2)}{s \cdot (1 + s \cdot p_2)} \quad (4.14)$$

$$C(s) = \frac{1}{C_2 \cdot (R_1 + R_2)} \cdot \frac{(1 + s \cdot C_1 \cdot R_2) \cdot (1 + s \cdot C_2 \cdot R_3)}{s \cdot \left(1 + s \cdot C_1 \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}\right)} \quad (4.15)$$

$$R_2 = \frac{z_1}{C_1} \quad (4.16)$$

$$R_1 = \frac{-p_2 \cdot R_2}{(p_2 - C_1 \cdot R_2)} \quad (4.17)$$

$$C_2 = \frac{1}{k \cdot (R_1 + R_2)} \quad (4.18)$$

$$R_3 = \frac{z_2}{C_2} \quad (4.19)$$

A metodologia para projeto do compensador [105] é a que segue.

1. Colocar um pólo na origem, o que já é intrínseco do controlador escolhido;
2. Os dois zeros são colocados na frequência de ressonância do filtro de saída, como mostrado na Fig. 4-8;
3. O pólo é colocado bem acima da frequência de ressonância do filtro de saída;

4. O ganho é ajustado para que a frequência de cruzamento esteja no valor desejado, neste caso em aproximadamente $F_c/4$.

A partir do diagrama de blocos da Fig. 4-12 pode-se obter as funções de transferência de laço aberto e de malha fechada, dadas a seguir. Os diagramas de Bode da $FTLA(s)$ são mostrados na Fig. 4-14, para o sistema em malha fechada, com o compensador projetado. Nota-se que a frequência de cruzamento está aproximadamente em 4,5 kHz. Seguindo estes critérios, projetou-se um compensador com os seguintes componentes:

- $C_1 = 10\text{ nF}$ $C_2 = 1,2\text{ nF}$ $R_1 = 290\ \Omega$ $R_2 = 8,1\text{ k}\Omega$ $R_3 = 68\text{ k}\Omega$

$$FTLA(s) = C(s) \cdot Fm(s) \cdot G(s) \cdot H(s) \quad (4.20)$$

$$FTMF(s) = \frac{C(s) \cdot Fm(s) \cdot G(s)}{1 + C(s) \cdot Fm(s) \cdot G(s) \cdot H(s)} \quad (4.21)$$

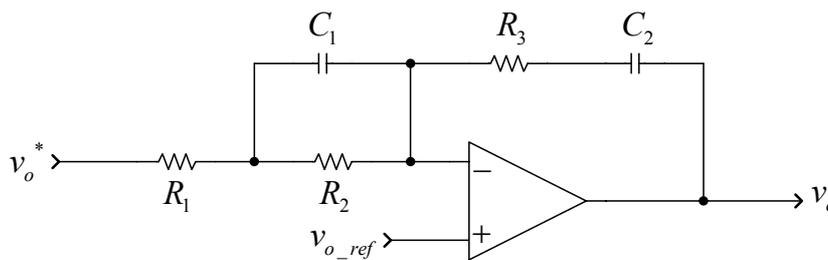


Fig. 4-13 – Circuito elétrico do compensador de tensão.

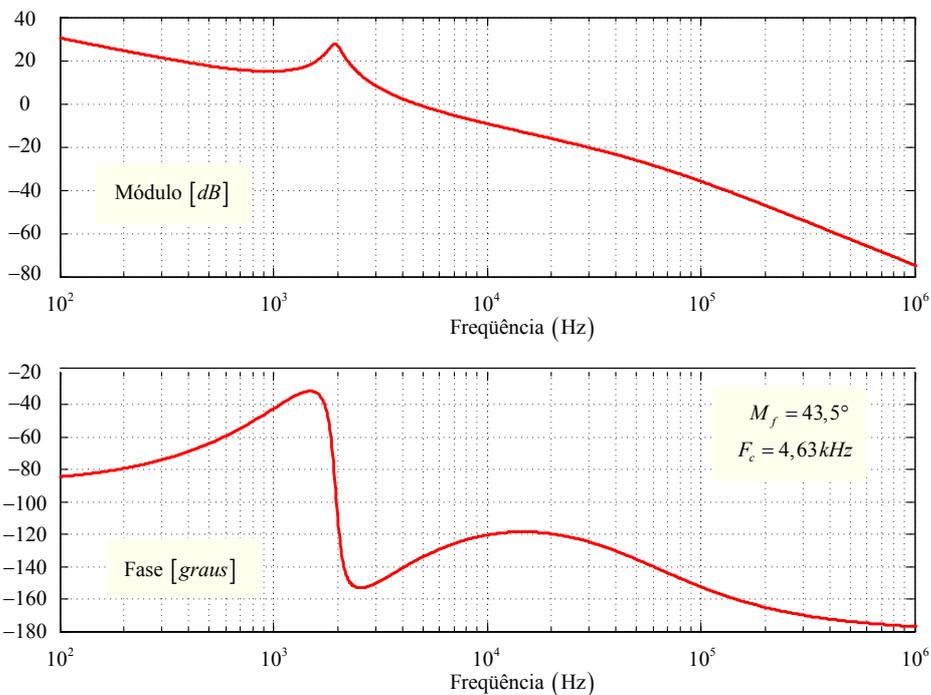


Fig. 4-14 - Diagramas de bode de módulo e fase de $FTLA(s)$.

A resposta ao degrau, da função de transferência em malha fechada, dada pela expressão (4.21), é mostrada na Fig. 4-15. Percebe-se que o tempo de recuperação da tensão de saída é bastante pequeno, o que é altamente desejável para que o conversor opere como condicionador de tensão. A resposta do sistema operando em malha fechada, para transitórios na tensão de entrada, é mostrada na Fig. 4-16. Por outro lado, se a tensão de entrada for distorcida, com uma THD da ordem de 5%, têm-se as curvas mostradas na Fig. 4-17.

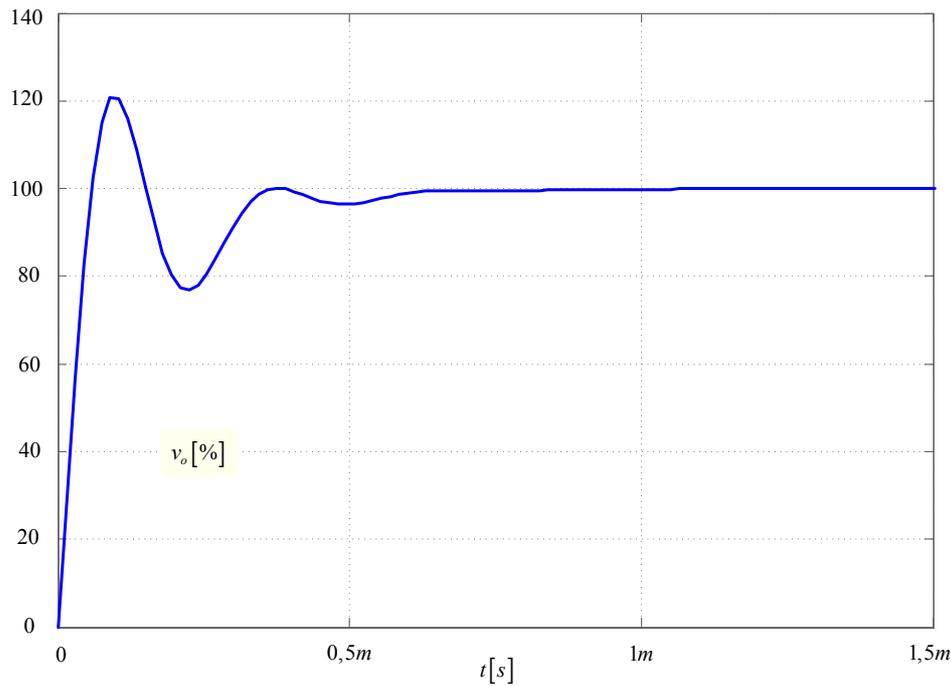


Fig. 4-15 – Resposta ao degrau de FTMF(s).

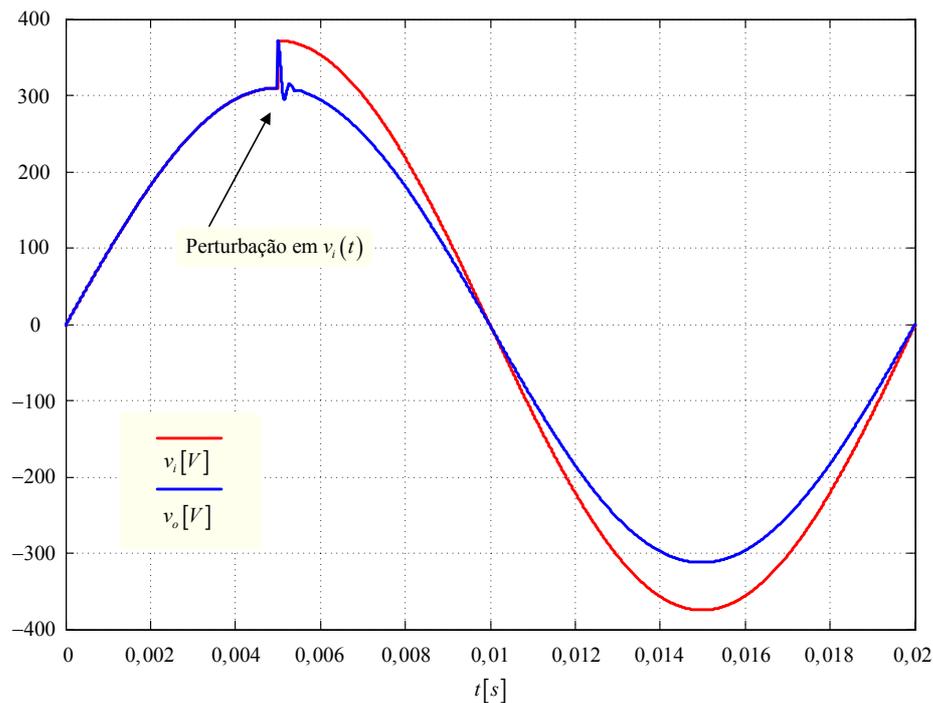


Fig. 4-16 – Tensões de saída e entrada para transitórios em $v_i(t)$.

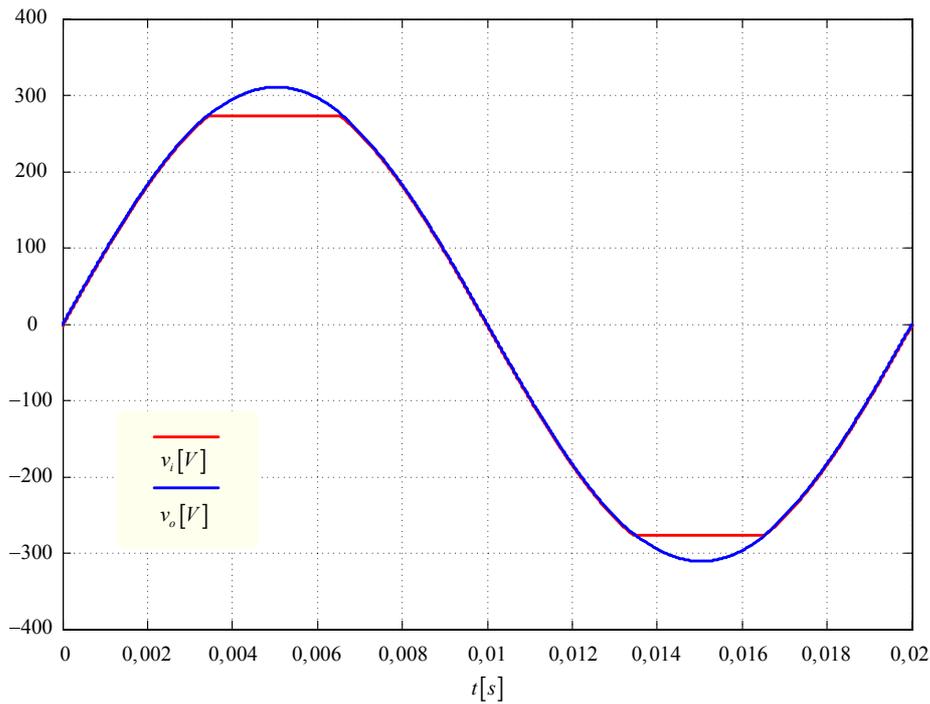


Fig. 4-17 – Tensões de saída e entrada para $v_i(t)$ distorcida.

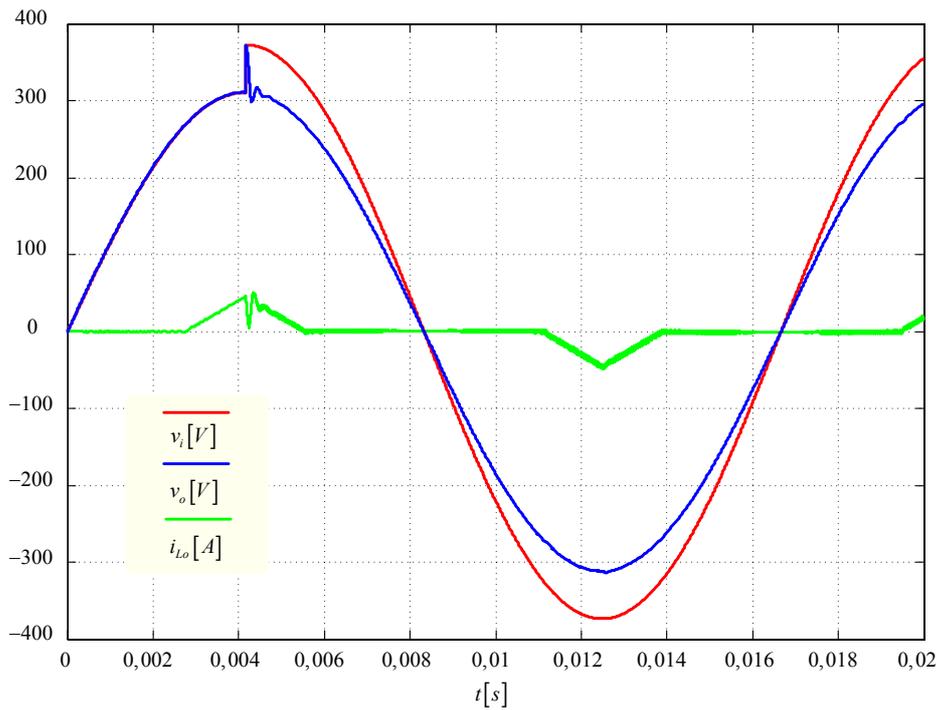


Fig. 4-18 – Simulação com transitório em $v_i(t)$ e com carga não-linear.

Na Fig. 4-18 são mostradas as formas de onda para uma simulação do conversor com transitório na tensão de entrada e com carga não-linear. Nota-se que a tensão de saída tem uma forma senoidal, o que lhe garante baixo conteúdo harmônico, comprovando o funcionamento do conversor como condicionador de tensão, isto é, fornecer à carga uma tensão de boa qualidade, independente da tensão de entrada e das variações da carga.

4.3 Estudo do controle para o condicionador CA-CA real

No item anterior foi estudado o controle do condicionador de tensão ideal, com a entrada em tensão, e sem considerar a impedância da fonte de alimentação, ou seja, da linha. No entanto, esta configuração não é prática, a não ser que o condicionador fosse ligado após uma fonte de tensão com impedância nula na saída.

Doravante será realizado o estudo do condicionador conectado à rede de energia elétrica comercial, essa com uma impedância de linha representada pela resistência e indutância dos condutores do alimentador. Será mostrado que a função de transferência ($G(s)$) do sistema completo apresenta um zero no semiplano direito (*RHP*), complicando o projeto do circuito de controle, tornando-o até mesmo instável, o que leva ao estudo de alternativas para viabilizar um controle rápido dinamicamente, e robusto em termos de confiabilidade.

4.3.1 O problema da impedância de linha e algumas topologias possíveis

A entrada do conversor CA-CA formada pelo retificador e inversor deve ser em tensão, do contrário pode-se ter problemas de sobretensão nos interruptores, o que ocorre se o mesmo for conectado numa fonte com impedância de linha, sem o uso de capacitores de desacoplamento, como mostrado na Fig. 4-19. O efeito da indutância de linha é transformar o conversor com entrada em tensão num conversor com entrada em corrente, e dessa forma não se pode interromper o caminho desta última, para evitar sobretensões nos interruptores do retificador e do inversor.

Algumas soluções para o problema são mostradas nas Fig. 4-20, Fig. 4-21 e Fig. 4-22. A primeira delas consiste em deslocar o capacitor do filtro do inversor para a saída do conversor. Na segunda é colocado um capacitor no barramento do retificador e do inversor. Já na última usa-se um filtro na entrada do retificador.

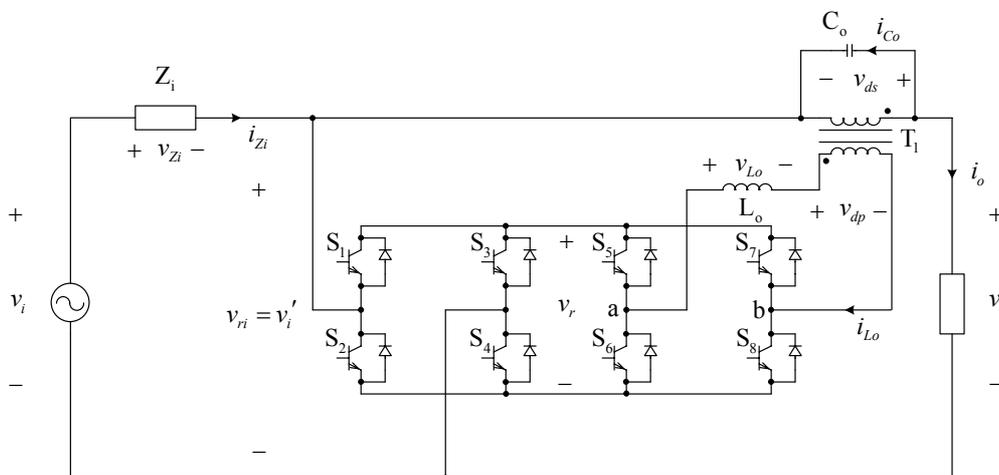


Fig. 4-19 - Condicionador com impedância de linha.

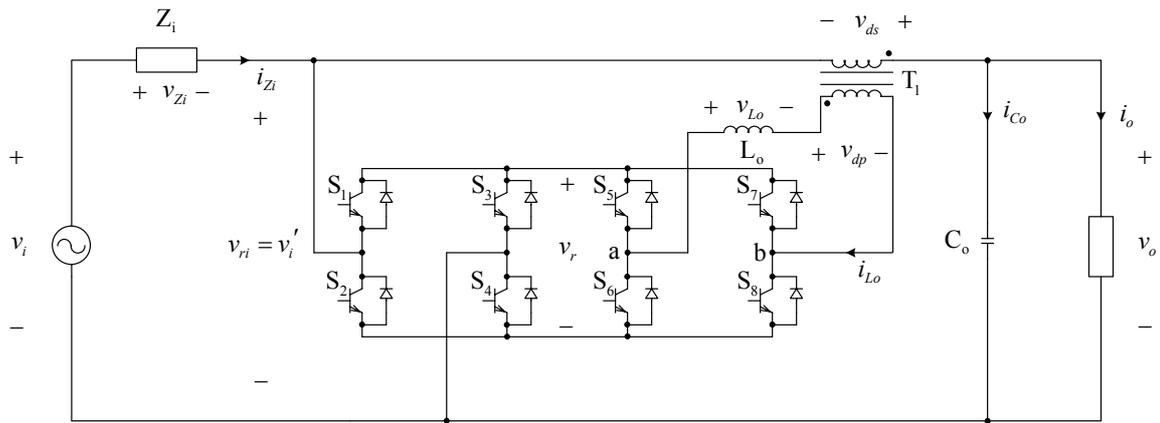


Fig. 4-20 - Condicionador com capacitor de filtro na saída.

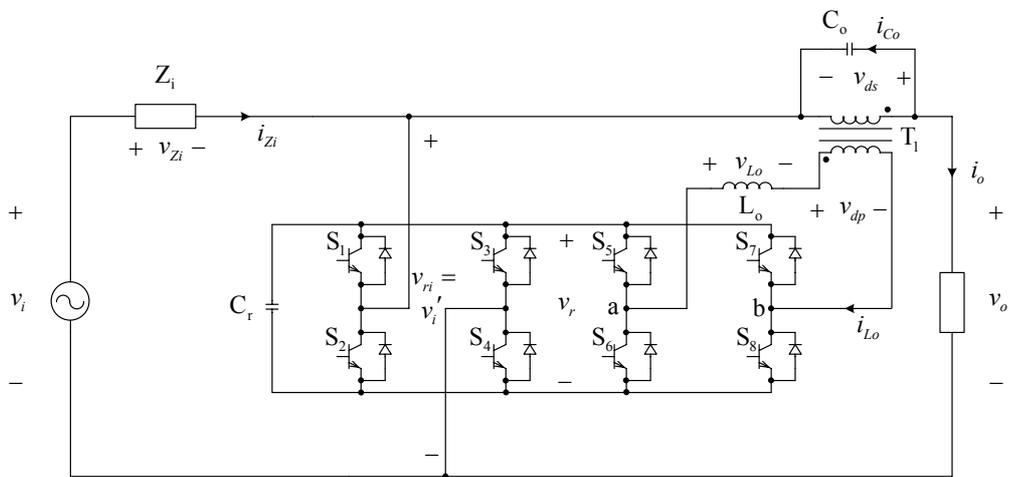


Fig. 4-21 - Condicionador com capacitor de desacoplamento no barramento.

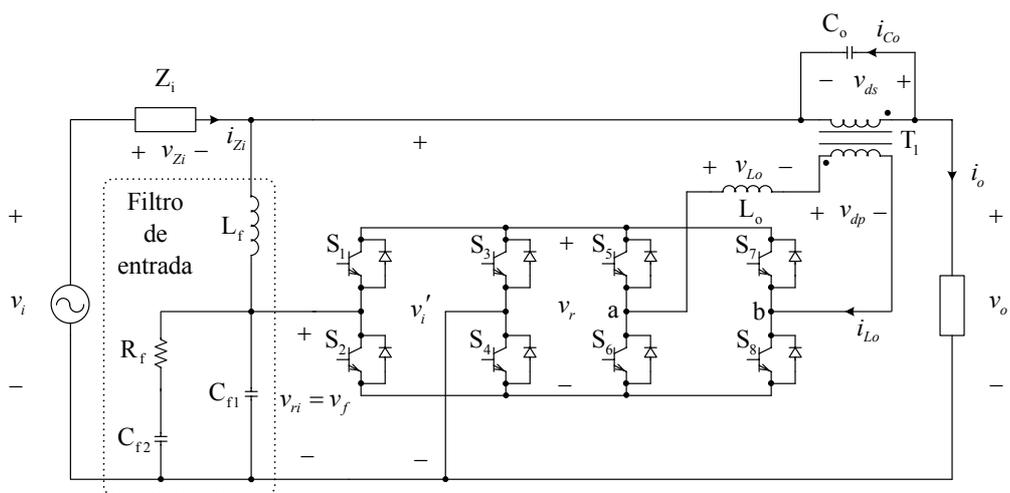


Fig. 4-22 - Condicionador com filtro de entrada no retificador.

Outro problema que é provocado pela presença da impedância de linha se deve ao fato de que a corrente solicitada da rede pelo retificador é pulsada, ou seja, é composta por uma componente de baixa frequência, devida à carga, e outra de alta frequência proveniente da comutação do inversor. Esta corrente circulando pela impedância de linha provoca uma queda de tensão com duas componentes: uma de baixa frequência e com formato senoidal e outra em alta frequência com formato que depende da predominância entre a resistência e a indutância da linha.

A componente de baixa frequência é vista pelo conversor como uma perturbação na tensão de entrada, sem causar maiores problemas de controle. Por outro lado, a componente de alta frequência aparecerá também na tensão de saída, pois o conversor não pode eliminá-la, por ser na frequência de comutação, e este só consegue eliminar perturbações com frequências bem inferiores àquela. Assim, o circuito de realimentação levará estas perturbações não controladas ao compensador de tensão, que por sua vez irá gerar uma tensão de controle que visa eliminar a perturbação, mas sem efeito, o que leva a saturação desta tensão, além de poder levar a instabilidade.

Dos circuitos mostrados nas Fig. 4-20, Fig. 4-21 e Fig. 4-22, o primeiro e o último diminuem o efeito da queda de tensão em alta frequência na impedância de linha. No circuito da Fig. 4-20 o capacitor na saída atua como filtro, atenuando o efeito citado. Já no circuito da Fig. 4-22 o efeito é eliminado na origem, pois a corrente de entrada do retificador (pulsada) é filtrada, deixando de provocar a queda em alta frequência na impedância de linha.

O conversor com o capacitor na saída, mostrado na Fig. 4-20, tem a vantagem de ter sua saída em tensão, o que é interessante para a atuação como condicionador de tensão. Todavia, o capacitor deve ser escolhido para a tensão nominal da saída e tem alta capacitância, o que leva ao aumento de volume comparado ao conversor da Fig. 4-21. Outro ponto negativo é que o capacitor do filtro acaba sendo uma carga para o conversor, aumentando a circulação de energia reativa, elevando as perdas e prejudicando o rendimento da estrutura, além de exigir um circuito de partida, a fim de evitar sobrecorrentes no circuito.

Em termos de simplicidade, o conversor da Fig. 4-21 tem vantagens em relação aos outros dois. Mas, em termos de controle, têm-se dificuldades para conciliar estabilidade com boa resposta dinâmica. Assim, em verdade, pode-se recomendar esta topologia para conversores que necessitem apenas regular a tensão de saída, onde a resposta dinâmica pode ser sacrificada, em função da simplicidade do circuito.

Na Fig. 4-22 é mostrado o conversor com filtro na entrada do retificador. Este é o circuito mais dispendioso dos apresentados neste item. Em contrapartida, filtra a corrente suprida da rede de energia elétrica e apresenta boas características de controlabilidade, como será mostrado ainda neste capítulo.

4.3.2 Entendimento físico do zero *RHP* na $G(s)$

A presença da impedância de linha altera significativamente as funções de transferência de $G(s)$ e $F(s)$. Para o conversor ideal, $G(s)$ é idêntica ao conversor Buck CC-CC sem filtro de entrada, e que é bastante conhecida da literatura.

No circuito da Fig. 4-21, o capacitor de desacoplamento colocado no barramento do retificador e inversor pode ser trasladado para a entrada do retificador, desde que as indutâncias das conexões do retificador e inversor possam ser desprezadas. Daí resulta um circuito no qual o sistema todo tem um filtro na entrada, dado pela impedância da linha Z_i e o capacitor de desacoplamento C_r .

Para o sistema ideal $G(s)$ é dada pela expressão (4.11). A função de transferência da tensão de saída pela razão cíclica do circuito da Fig. 4-21, considerando o capacitor C_r na entrada do retificador, é dada por (4.22).

$$G(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{v_i(s)}{N_1} \cdot \frac{R_o \cdot N_1^2 - Z_i(s) \cdot \left(s^2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot \left(\frac{N_1 + d(s)}{N_1} \right) + s \cdot C_o \cdot R_o \cdot N_1 \cdot d(s) + (N_1 + d(s))^2 \right)}{s^2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot R_o + s \cdot L_o + R_o \cdot N_1^2 + Z_i(s) \cdot \left(s^2 \cdot L_o \cdot C_o + s \cdot C_o \cdot R_o \cdot d(s)^2 + (N_1 + d(s))^2 \right)} \quad (4.22)$$

Pode-se demonstrar que para os conversores das Fig. 4-20 e Fig. 4-22 as funções de transferência $G(s)$ também apresentam um (ou mais) zeros no numerador, do tipo *RHP* (*right-half plane*), em virtude da presença da impedância de linha.

Para facilitar o entendimento físico do efeito do zero no funcionamento do conversor, mostra-se na Fig. 4-23 um sistema simplificado, onde nota-se a presença da impedância de linha Z_i , a carga Z_o e o conversor representado por apenas um bloco.

Em um conversor sem a presença da impedância de linha, e conseqüentemente do zero em $G(s)$, ao ser realizado um degrau de +10% (perturbação) na tensão de controle, ter-se-ia um aumento também de 10% na tensão de saída, pois, em geral, a tensão de saída e a tensão de controle são diretamente dependentes. Este aumento seria instantâneo, sem atraso na subida da tensão.

Na presença da impedância de entrada, quando a tensão de controle aumenta, a tensão de compensação aumenta, provocando o aumento da tensão de saída. No entanto, este aumento tende a provocar um aumento também da corrente de saída. Esta por sua vez provoca um aumento na corrente solicitada pelo conversor, o que provoca uma queda de tensão na impedância Z_i , levando a

uma diminuição da tensão de saída. Desta forma, a tensão de saída inicialmente diminui (intervalo Δt), para depois crescer até seu valor final. Isto pode ser interpretado como um atraso de Δt na subida da tensão. Se o sistema estiver em malha fechada, durante o intervalo de tempo em que a tensão de saída decresce devido à queda na impedância Z_i , logo após o degrau positivo na tensão de controle, o compensador tenderá a aumentar ainda mais a tensão de controle, visando levar a tensão de saída ao valor final desejado. Com efeito, a corrente solicitada da rede aumenta ainda mais, aumentando a queda de tensão em Z_i , diminuindo a tensão de saída, o contrário do que o sistema de controle almeja, caracterizando uma instabilidade transitória do sistema.

Simulações realizadas com *softwares* de cálculo numérico e de simulação de circuitos permitem verificar o que foi exposto acima, para os conversores das Fig. 4-20, Fig. 4-21 e Fig. 4-22 e para o sistema ideal. Os resultados destas simulações são mostrados na Fig. 4-24.

Com base na figura verifica-se que o sistema ideal não tem atraso na resposta da tensão de saída frente ao degrau positivo na tensão de controle. Já o sistema com capacitor no barramento, tem o maior atraso (Δt) de todos aqueles mostrados na Fig. 4-24. Daí a afirmação de que este sistema satisfaz as características de um regulador, mas não as de um condicionador.

O conversor com capacitor na saída, mostrado na Fig. 4-20, tem o melhor desempenho das soluções apresentadas. Por sua vez, o conversor com filtro de entrada, da Fig. 4-22, também atenua consideravelmente o efeito da impedância de linha. Ressalta-se que o efeito da queda de tensão não é eliminado, mas sim parcialmente suprimido. Isto ocorre pela característica de fonte de corrente da indutância do filtro de entrada (L_f). Em outras palavras, uma perturbação de corrente na entrada do retificador, devido à perturbação na razão cíclica, não é “sentida” instantaneamente pela impedância de linha, naturalmente em virtude da indutância do filtro.

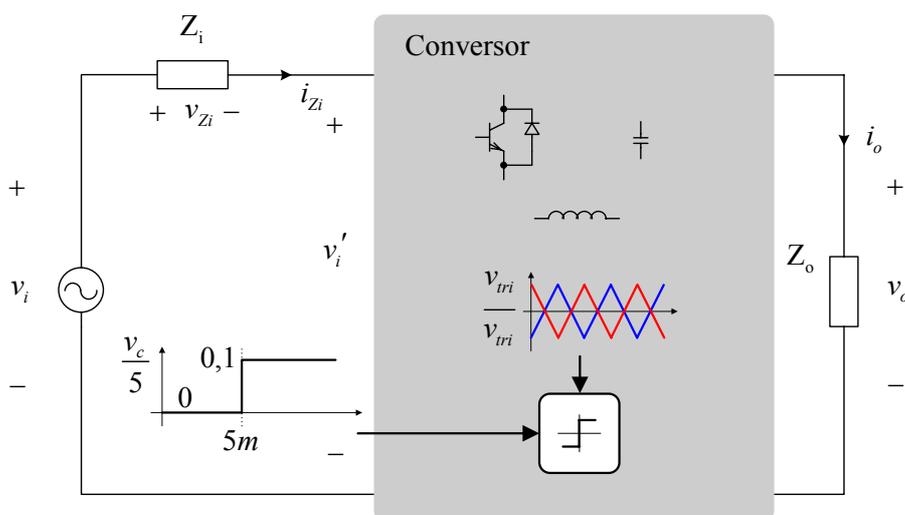


Fig. 4-23 – Circuito simplificado do condicionador.

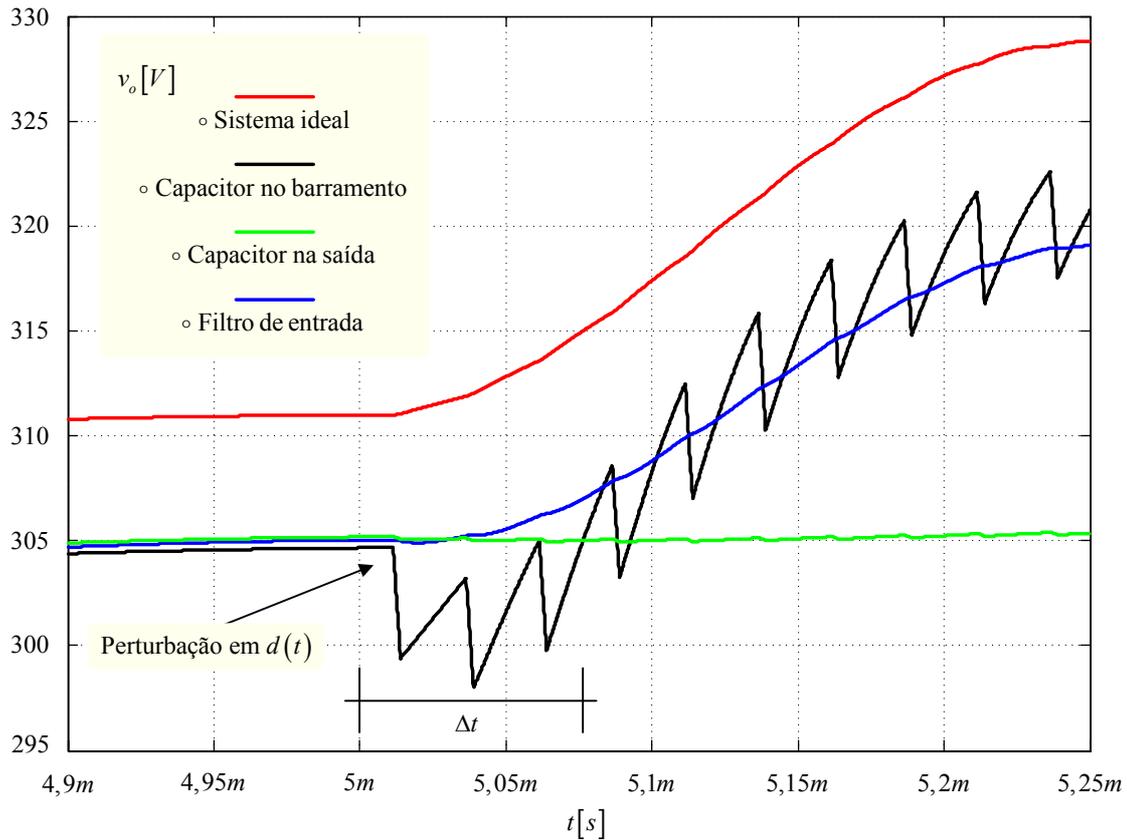


Fig. 4-24 - Simulações dos conversores para mostrar o efeito do filtro de entrada.

4.3.3 Algumas soluções para eliminar o efeito da impedância de linha

A impedância de linha provoca alguns efeitos indesejados no funcionamento do condicionador, conforme foi visto no item anterior. Destes efeitos, o mais danoso, já que se deseja uma malha rápida no controle da tensão de saída, é a presença do zero na função de transferência de $G(s)$. Assim sendo, o objetivo deste item será apresentar algumas soluções em termos de controle e de circuitos, existentes na literatura, para eliminação do zero de $G(s)$. Considerando que os conversores do tipo Boost controlados em tensão, também apresentam o problema do zero, portanto, uma analogia pode ser feita com estes conversores.

Outrora foram apresentadas topologias de conversores com capacitores de desacoplamento da indutância de linha, mostrados nas Fig. 4-20, Fig. 4-21 e Fig. 4-22, sendo que dentre elas duas minimizam o efeito do zero (atraso na resposta da tensão de saída) do circuito. Não obstante, as soluções de controle apresentadas a seguir podem ser utilizadas em conjunto ou separadamente com as soluções de circuito mostradas.

a) Considerações a respeito de filtros de entrada de conversores CC-CC

O problema da presença de filtros na entrada de conversores começou a ser estudado nos

anos 70 e desde então vem sendo alvo de publicações na literatura [323 e 324].

Inicialmente a abordagem baseava-se em considerações de projeto do filtro de entrada com a inserção ou não de mais seções, aumentando a ordem do filtro, sempre visando melhorar o amortecimento do sistema [323 e 324, 327 e 328]. Com auxílio de modelos baseados em valores médios instantâneos e de diagramas de Bode, realiza-se um processo iterativo até obter um conjunto planta-controlador que atenda às características desejadas.

Da mesma forma que o filtro de entrada causa problemas de controle para um conversor CC-CC, a interconexão de diferentes fontes ou sistemas de fontes-carga pode levar aos mesmos problemas [329]. Como em geral toda fonte tem um filtro de saída, se a este ponto for conectada outra fonte, para esta última o filtro da primeira será visto como um filtro de entrada, daí surgindo o problema da interação filtro-conversor. Muitas vezes o que se faz é desacoplar dinamicamente os sistemas cascadeados, tornando as respostas de lentas para rápidas, comparadas sequencialmente, da entrada para a saída.

Para o condicionador em estudo as considerações a respeito do projeto do filtro e do sistema de controle devem ser levadas em conta, em particular para o conversor da Fig. 4-22, com as devidas adaptações ao conversor CA-CA. No anexo IV são estudadas diferentes topologias de filtros de entrada, não repetidas aqui para evitar tautologias.

b) Sistema de controle por pré-alimentação para o conversor Buck CC-CC

O controle de conversores Buck CC-CC, além de outros, foi estudado sistematicamente em [331 a 338]. Inicialmente a abordagem adotada foi estudar a modelagem do sistema filtro-conversor e propor critérios de projeto para o filtro e o controle. Em seguida buscou-se realizar o desacoplamento ativo do efeito da ressonância do filtro de saída do conversor, inserindo um enrolamento auxiliar no indutor de saída e usando uma estratégia de modulação adequada, visando o cancelamento de pólos e zeros da função de transferência de laço aberto do sistema. Estes estudos são apresentados em [331 a 334].

Um sistema de compensação via controle foi apresentado em [335] e posteriormente também publicado em outros trabalhos [336 e 337]. Basicamente este sistema de compensação consiste em amostrar a tensão de entrada do conversor, após o filtro, da maneira como é feito no controle por pré-alimentação (*feedforward*) e, através de um controlador adequado, adicionar um sinal de compensação ao sinal de controle originado pela malha convencional de realimentação (*feedback*).

O diagrama de blocos de controle de um conversor, seja CC-CC ou CA-CA, é mostrado na Fig. 4-25. A função de transferência $Y(s)$ é apenas usada para fins de demonstração, já que a tensão de entrada do conversor ($v_i(t)$) é obtida por medição. O compensador de pré-alimentação é o bloco $C_p(s)$.

A função de transferência $Y(s)$ é dada pela expressão (4.23). As funções de transferência de laço aberto com e sem o sistema de compensação são dadas por (4.24) e (4.25), respectivamente.

O compensador $Cp(s)$ pode ser determinado conforme a expressão (4.27), fazendo (4.24) igual a (4.25), pois é desejado que o sistema de compensação torne o sistema final equivalente a um sistema sem filtro na entrada. $G_1(s)$ e $G_2(s)$ são as funções de transferência da planta sem e com filtro de entrada, respectivamente.

$$Y(s) = \frac{\tilde{v}_f(s)}{\tilde{d}(s)} \quad (4.23)$$

$$FTLA_1(s) = C(s) \cdot Fm(s) \cdot G_1(s) \cdot H(s) \quad (4.24)$$

$$FTLA_2(s) = \frac{Fm(s)}{1 - Fm(s) \cdot Y(s) \cdot Cp(s)} C(s) \cdot G_2(s) \cdot H(s) \quad (4.25)$$

$$C(s) \cdot Fm(s) \cdot G_1(s) \cdot H(s) = \frac{Fm(s)}{1 - Fm(s) \cdot Y(s) \cdot Cp(s)} C(s) \cdot G_2(s) \cdot H(s) \quad (4.26)$$

$$Cp(s) = \frac{G_1(s) - G_2(s)}{G_1(s) \cdot Fm(s) \cdot Y(s)} \quad (4.27)$$

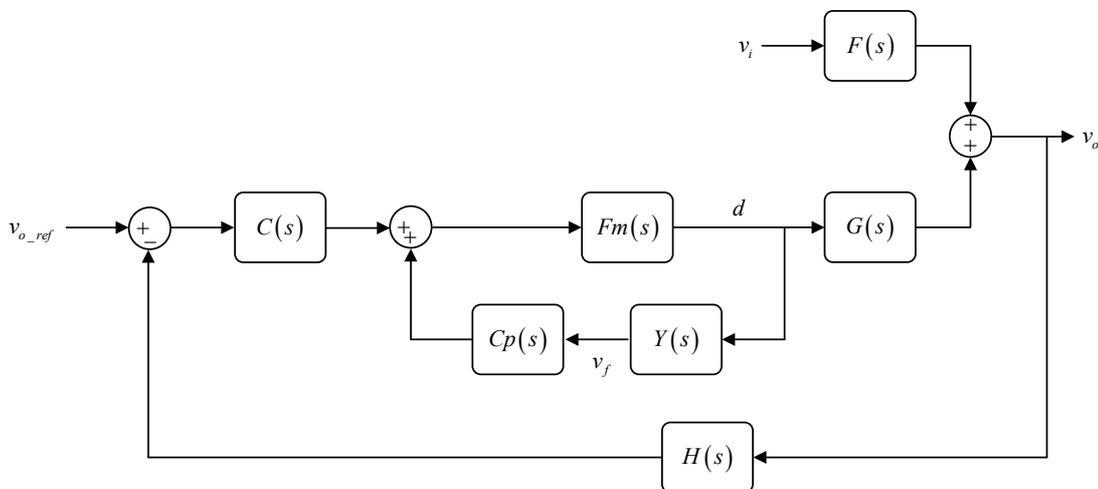


Fig. 4-25 - Diagrama de blocos do conversor em malha fechada.

Pode ser demonstrado [335] que para um conversor Buck CC-CC com filtro de entrada, $Cp(s)$ será dado pela expressão (4.28), onde nota-se que o mesmo é facilmente implementável, pois consiste de apenas um ganho, desde que em regime $d(s)$ e $v_i(s)$ sejam constantes ou senoidalmente constantes²³. Para o conversor mostrado na Fig. 4-21, usando a mesma metodologia para obter

²³ Consideração válida desde que, para o conversor em questão, a extrapolação do modelo em um ponto de operação possa ser realizada para todos os possíveis pontos de operação, como demonstrado anteriormente.

$Cp(s)$, esse será dado pela expressão (4.29).

$$Cp(s)_{CC-CC} = -\frac{d(s)}{Fm(s) \cdot v_i(s)} \quad (4.28)$$

$$Cp(s)_{CA-CA} = -\frac{(s^2 \cdot L_o \cdot C_o + N_1 \cdot d(s) + N_1^2)}{Fm(s) \cdot v_i(s) \cdot N_1} \quad (4.29)$$

O compensador com a função de transferência dada pela expressão (4.29) não é possível de ser realizado, pois tem características preditivas no tempo. Uma forma de implementá-lo seria colocando pólos em frequências elevadas, a fim de manter a expressão válida durante parte do espectro de frequências. No entanto, o cancelamento de pólos-zeros não será realizado de forma eficiente, tornando a função de transferência de laço aberto ($FTLA(s)$) de ordem elevada e dificultando ainda mais o projeto do sistema de controle. Esse mesmo problema acontece com estimadores, usados em sistemas de controle moderno, conforme foi discutido em [384].

Concluindo, para conversores CC-CC a solução de usar uma malha de pré-alimentação é válida e permite obter bons resultados na eliminação do zero devido ao filtro de entrada. Todavia, em conversores CA-CA do tipo compensadores de tensão, essa solução não é adequada.

Ainda, do estudo deste item pode se obter a hipótese que segue.

Hipótese 4.1: Para conversores CA-CA, que não sejam compensadores de tensão, diretos ou indiretos, com filtro de entrada, é possível obter uma expressão para $Cp(s)$ idêntica à expressão (4.28).

A demonstração não será realizada formalmente, apenas indica-se que usando a metodologia para obter as funções de transferência apresentada no Anexo I, e calculando $Cp(s)$ como feito anteriormente, obtém-se a expressão (4.28). Q.E.D.

A hipótese acima implica em algumas considerações, entre as quais se tem:

- Para o condicionador em estudo, é possível usar o sistema de pré-alimentação proposto neste item, para impor uma forma de onda desejada na saída do compensador de tensão ($v_{ds}(t)$);
- O conjunto retificador/inversor pode ser usado como uma fonte de tensão controlada, com filtro na entrada;
- Com o uso de transformadores isoladores na entrada do retificador/inversor, ainda é possível configurar o conjunto como uma fonte de tensão controlada;
- A escolha dos componentes do filtro de entrada não é crítica para o sistema de desacoplamento ativo proposto.

c) **Considerações a respeito da eliminação do zero *RHP* em conversores Boost CC-CC e derivados**

O problema do zero *RHP* na função de transferência de alguns conversores, entre eles o Boost CC-CC, foi abordado em alguns trabalhos [359-363] e será resumidamente apresentado neste item.

Para eliminar o zero de conversores *Flyback*, operando com frequência de comutação fixa, foram apontadas três condições [359 e 360]:

1. A modulação empregada deve ser do tipo *Leading-edge*;
2. A ondulação de tensão não deve ser considerada, em valores médios, na malha de controle por realimentação;
3. Escolha apropriada dos parâmetros do estágio de potência.

As diferenças entre a modulação *Leading-edge* e *Trailing-edge* foram abordadas em [370]. Para os conversores CA-CA do presente trabalho a troca de modulação não teria os mesmos efeitos que no caso de um conversor CC-CC. Com efeito, para o controle em questão, as condições 1 e 2 não resultam em eliminação do zero; e a condição 3 pode melhorar o comportamento do sistema, no que concerne ao amortecimento do mesmo, mas não eliminar ou diminuir consideravelmente, a ponto de permitir o uso de compensadores com respostas dinâmicas rápidas.

O uso do Preditor de Smith foi sugerido para eliminação do zero de um conversor Boost em [361]. Esta solução também é discutida para sistemas com atraso de transporte em [386]. Apesar de esta solução ser efetiva, a dificuldade de implementá-la é grande, pois é necessário conhecer e implementar a função de transferência $G(s)$ sem o zero, o que analogicamente é impraticável.

Em [362] foram propostas outras técnicas para eliminação do zero *RHP* de alguns conversores CC-CC. Entre elas tem-se:

1. Operar o conversor em condução descontínua de corrente no indutor;
2. Diminuir o valor do indutor, aceitando uma maior ondulação de corrente;
3. Diminuir a frequência de operação.

As duas primeiras técnicas dizem respeito aos conversores com entrada em corrente, ou seja, do tipo Boost e seus derivados. Além do que, a indutância de entrada é um parâmetro da rede, o qual não se tem acesso para alterar seu valor. A terceira técnica diz respeito a alterar a frequência de comutação e envolve a modelagem usando o método de *Injected-Absorbed-Current* (IAC) apresentado em [372].

Por fim, em [363] foi proposto um novo conversor Boost com um interruptor a mais, no

qual é possível ter três intervalos de comutação e, fixando-se um dos tempos, limitando assim o máximo ganho estático, é possível eliminar o efeito do zero. No entanto, esta possibilidade não ocorre nos conversores com filtro de entrada, pois o indutor do filtro, ou então a indutância de linha, não está inserida no circuito de comutação, como foi feito em [363].

d) Considerações sobre interação entre filtro de entrada e controle em pré-reguladores de fator de potência

A interação entre o filtro de entrada ou de linha e o circuito de controle foi estudada em diversos trabalhos [326, 339-345].

Dentre as soluções propostas tem-se:

1. Controle pelo pico da corrente ou condução descontínua [339];
2. Critérios de projeto do filtro de entrada e de amortecimento ativo das interações [326];
3. Malhas de controle para amortecimento ativo [341];
4. Modelagem não-linear [342];
5. Alteração da malha de controle da corrente [343 e 344];
6. Amortecimento das oscilações via resistências virtuais [345].

Das soluções propostas, pode-se considerar de aplicação direta ao condicionador de tensão alternada apenas a 2, que diz respeito a critérios e topologias de filtros de entrada que aumentam o amortecimento das oscilações produzidas pela interação entre este e o circuito de controle do conversor. As outras soluções ou são particulares aos pré-reguladores, que são controlados em corrente, ou então necessitam de maiores estudos para aplicação em conversores CA-CA.

Neste item, foram apresentadas algumas soluções para eliminar o problema do zero na função de transferência $G(s)$ do conversor, também denominados como: estudo da interação do filtro de linha, de entrada ou de EMI (interferência eletromagnética) e o circuito de controle, sistemas de fase não-mínima e sistemas com atraso de transporte.

A solução preferida e que será abordada em seguida e também no Anexo IV é a que utiliza um filtro na entrada do retificador. Além de permitir o projeto de um compensador com resposta dinâmica rápida, fazendo o conversor operar efetivamente como um condicionador de tensão, o filtro na entrada elimina o conteúdo em alta frequência na corrente suprida pelo retificador, o que é interessante sob o ponto de vista da rede de energia elétrica. Outro ponto favorável é que todo o sistema de controle é preservado, não necessitando de sensores adicionais nem malhas de controle extras, o que é atrativo em termos de custos e dificuldades de implementação.

4.4 Estudo do controle para o condicionador CA-CA real com filtro de entrada no retificador/inversor

A presença da impedância de linha torna necessário o uso de uma topologia para o condicionador de tensão que tenha capacitores de desacoplamento. No item anterior, nos circuitos das Fig. 4-20, Fig. 4-21 e Fig. 4-22, foram apresentadas alternativas para realizar este desacoplamento. Pelas vantagens que possui e facilidade de implementação preferiu-se, dentre as alternativas mostradas, aquela na qual o condicionador tem um filtro na entrada do retificador, isto é, a da Fig. 4-22.

O estudo do controle do condicionador com o filtro de entrada é agora realizado.

4.4.1 Obtenção das funções de transferência

O circuito elétrico do condicionador é mostrado na Fig. 4-26. Neste circuito, Z_i é a impedância de linha e Z_f e Z_a são as impedâncias do filtro de entrada do retificador, da parte série e paralela, respectivamente. O circuito da Fig. 4-26 é genérico, no que concerne a impedância de linha e configurações do filtro de entrada. Desta forma, as funções de transferências obtidas a seguir podem ser adaptadas conforme a topologia escolhida para o filtro.

Para modelagem de pequenos sinais, como foi feito no item referente ao condicionador CA-CA ideal, usa-se um circuito equivalente com a chave *PWM* de *Vorpérian*, mostrado na Fig. 4-27.

As funções de transferência da tensão de saída pela razão cíclica e daquela pela tensão de entrada são dadas pelas expressões (4.43) e (4.44), nesta ordem. As expressões de (4.30) a (4.33) são para determinar o ponto de operação do conversor. Já as expressões de (4.34) a (4.42) são apenas auxiliares, e são definidas apenas neste item do presente trabalho.

$$i_c(t) = \frac{v_o(t)}{R_o \cdot N_1} \quad (4.30)$$

$$v_{ap}(t) = v_i(t) - \frac{v_o(t)}{R_o \cdot N_1} \cdot [R_i \cdot (N_1 + d(t)) + R_f \cdot d(t)] \quad (4.31)$$

$$g(t) = \frac{v_o(t)}{v_i(t)} = \frac{N_1 + d(t)}{N_1 \cdot \left\{ 1 + \frac{d(t)}{R_o \cdot N_1^2 \cdot \left[R_i \cdot (N_1 + d(t)) + R_f \cdot d(t) + \frac{R_i}{R_o} \cdot \left(\frac{N_1 + d(t)}{N_1} \right) \right]} \right\}} \quad (4.32)$$

$$d(t) = \frac{N_1}{2 \cdot v_o(t) \cdot (R_i + R_f)} \cdot \left[\frac{R_o \cdot v_i(t) - 2 \cdot v_o(t) \cdot R_i \pm \sqrt{R_o^2 \cdot v_i(t)^2 - 4 \cdot v_o(t)^2 \cdot (R_i \cdot R_o + R_f \cdot R_o + R_f \cdot R_i) + 4 \cdot v_o(t) \cdot R_f \cdot R_o \cdot v_i(t)}}{2 \cdot v_o(t) \cdot (R_i + R_f)} \right] \quad (4.33)$$

$$a_1(s) = L_o \cdot C_o \cdot \left[R_o \cdot (Z_a(s) + Z_i(s) + Z_f(s)) + Z_i(s) \cdot (Z_a(s) + Z_f(s)) \right] \quad (4.34)$$

$$a_2(s) = L_o \cdot (Z_a(s) + Z_i(s) + Z_f(s)) + d(s)^2 \cdot Z_a(s) \cdot C_o \cdot \left[R_o \cdot (Z_i(s) + Z_f(s)) + Z_i(s) \cdot Z_f(s) \right] \quad (4.35)$$

$$a_3(s) = N_1^2 \cdot \left[R_o \cdot (Z_a(s) + Z_i(s) + Z_f(s)) + Z_i(s) \cdot (Z_a(s) + Z_f(s)) \right] + d(s)^2 \cdot Z_a(s) \cdot (Z_i(s) + Z_f(s)) + 2 \cdot d(s) \cdot N_1 \cdot Z_a(s) \cdot Z_i(s) \quad (4.36)$$

$$a_4(s) = v_{ap}(s) \cdot (s \cdot C_o \cdot Z_i(s) \cdot Z_a(s) \cdot d(s)) \quad (4.37)$$

$$a_5(s) = N_1 \cdot (Z_a(s) + Z_i(s) + Z_f(s)) \quad (4.38)$$

$$a_6(s) = i_c(s) \cdot Z_a(s) \cdot (Z_i(s) \cdot (s^2 \cdot L_o \cdot C_o + N_1 \cdot d(s) + N_1^2)) + N_1 \cdot d(s) \cdot Z_f(s) \quad (4.39)$$

$$a_7(s) = s^2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot (Z_a(s) + Z_f(s)) \quad (4.40)$$

$$a_8(s) = s \cdot d(s)^2 \cdot C_o \cdot Z_a(s) \cdot Z_f(s) \quad (4.41)$$

$$a_9(s) = N_1 \cdot d(s) \cdot Z_a(s) + N_1^2 \cdot (Z_a(s) + Z_f(s)) \quad (4.42)$$

$$G(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{-R_o \cdot [a_4(s) - a_5(s) + a_6(s)]}{s^2 \cdot a_1(s) + s \cdot a_2(s) + a_3(s)} \quad (4.43)$$

$$F(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_i(s)} = \frac{R_o \cdot [a_7(s) + a_8(s) + a_9(s)]}{s^2 \cdot a_1(s) + s \cdot a_2(s) + a_3(s)} \quad (4.44)$$

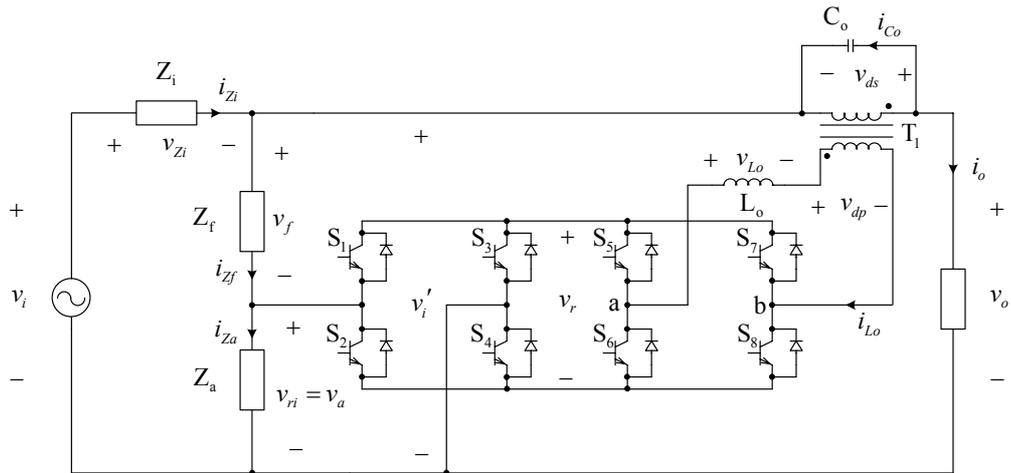


Fig. 4-26 - Circuito do condicionador com impedâncias de entrada e do filtro.

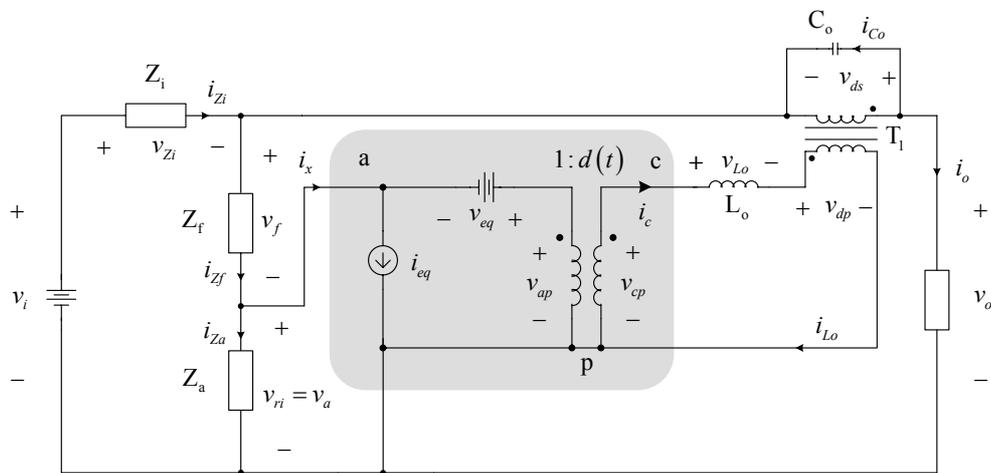


Fig. 4-27 - Circuito para modelagem de pequenos sinais.

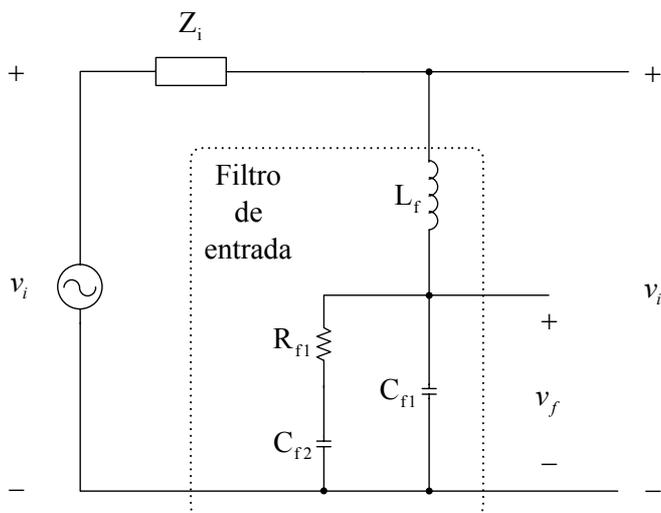


Fig. 4-28 - Filtro de entrada - configuração "a", amortecimento paralelo.

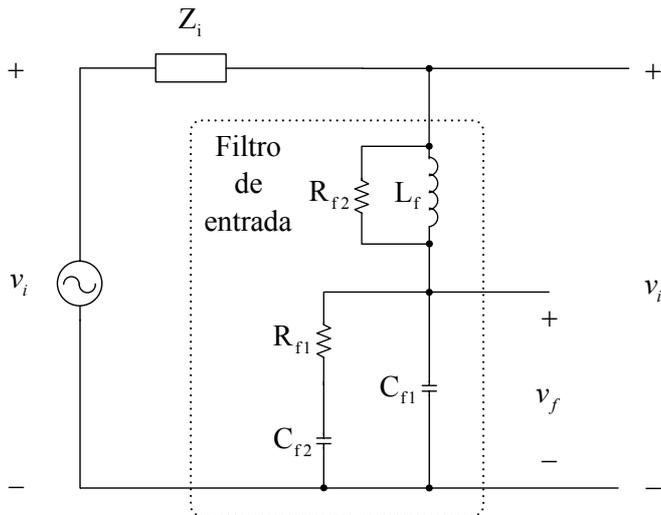


Fig. 4-29 Filtro de entrada – configuração “b”, amortecimento misto.

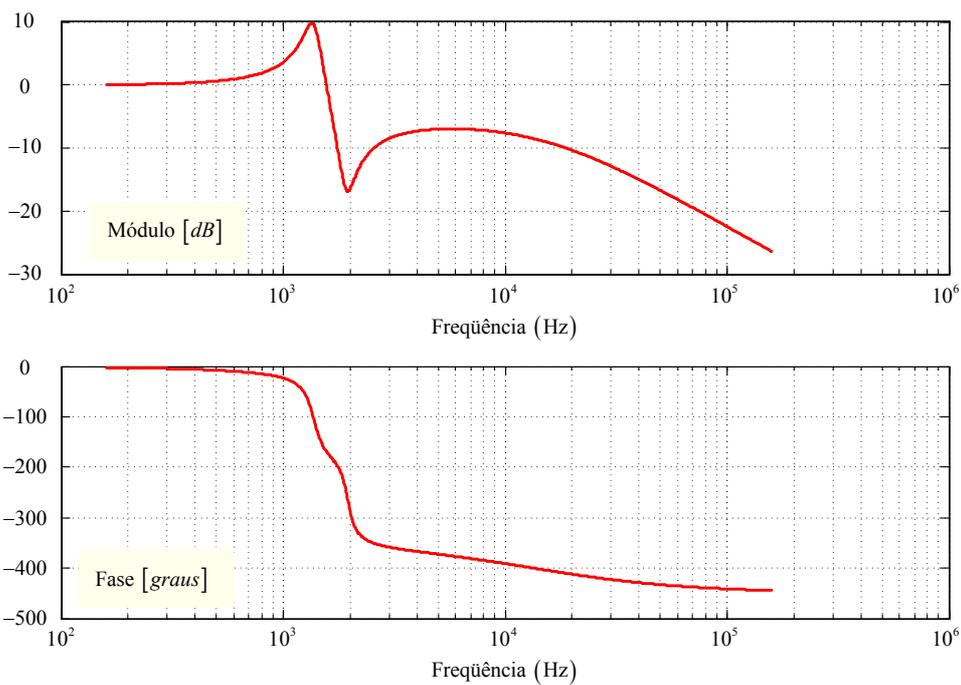
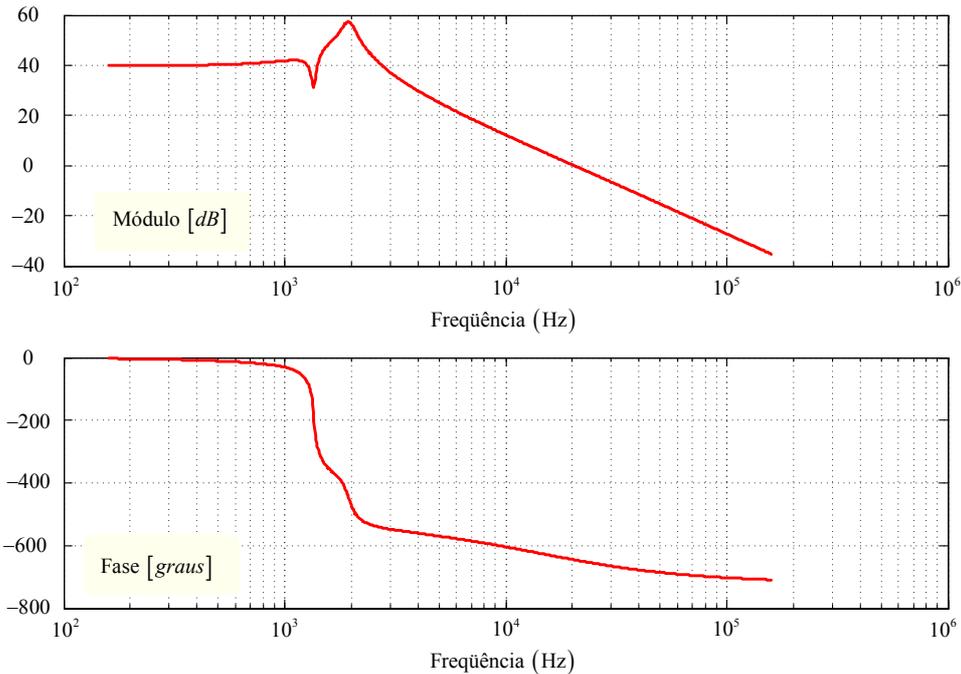
Foram apresentadas neste item duas configurações ligeiramente diferentes para o filtro de entrada, mostradas na Fig. 4-28 e Fig. 4-29. A diferença entre as duas topologias é que a segunda tem uma resistência de amortecimento (R_{f2}) em paralelo com o indutor de filtro L_f . Pode-se adiantar que a configuração “b” torna o circuito mais robusto quanto a variações na impedância Z_i . No entanto, a ação de filtragem da corrente do retificador fica prejudicada, sendo essa uma vantagem da configuração “a”.

Os parâmetros usados nas simulações e diagramas apresentados a seguir foram:

- $v_i(t) = 311 \cdot \text{sen}(377 \cdot t) [V]$ $v_o(t) = 311 \cdot \text{sen}(377 \cdot t) [V]$ $F_s = 20 \text{ kHz}$
- $R_o = 4,8 \Omega$ $L_o = 500 \mu H$ $C_o = 120 \mu F$ $N_i = 3$
- $R_i = 0,1 \Omega$ $L_i = 65 \text{ a } 300 \mu H$ $C_{f1} = 60 \mu F$ $C_{f2} = 10 \mu F$
- $R_{f1} = 1 \Omega$ $R_{f2} = 1,2 \Omega$ $L_f = 100 \mu H$

Os diagramas de Bode de módulo e fase das funções $G(s)$ e $F(s)$ são mostrados nas Fig. 4-30 e Fig. 4-31. Nota-se uma diferença substancial em relação aqueles das Fig. 4-8 e Fig. 4-9, traçados para o circuito sem impedância na entrada. O filtro de entrada e a impedância de linha tornam as funções $G(s)$ e $F(s)$ de ordem elevada, afetando muito a fase do sistema.

Para verificar se as funções de transferência obtidas acima representam corretamente o sistema foram realizadas simulações usando *softwares* de simulação de circuitos e de cálculo numérico. Os resultados, para tensão contínua na entrada, são mostrados na Fig. 4-32. Novamente as funções de transferência predizem corretamente as respostas do sistema para perturbações na entrada e na razão cíclica, comparando-se os resultados teóricos com os de simulação numérica.



4.4.2 Projeto do sistema de controle em malha fechada

Assim como foi feito para o condicionador CA-CA ideal, também neste caso foi projetado um compensador para o sistema de controle em malha fechada. Em verdade, o diagrama de blocos e o compensador são os mesmos daqueles mostrados nas Fig. 4-12 e Fig. 4-13.

Os diagramas de Bode da função de transferência de laço aberto são mostrados na Fig. 4-33, usando a configuração “a” e “b” para o filtro de entrada. Percebe-se claramente a diferença de fase com a troca de configuração, além do “aplainamento” da curva de ganho, próximo da região

onde se encontra a frequência de ressonância do filtro de saída do condicionador. Os componentes do compensador ($C(s)$) projetado são:

- $C_1 = 10\text{ nF}$ $C_2 = 2,8\text{ nF}$ $R_1 = 1,2\text{ k}\Omega$ $R_2 = 10\text{ k}\Omega$ $R_3 = 36\text{ k}\Omega$

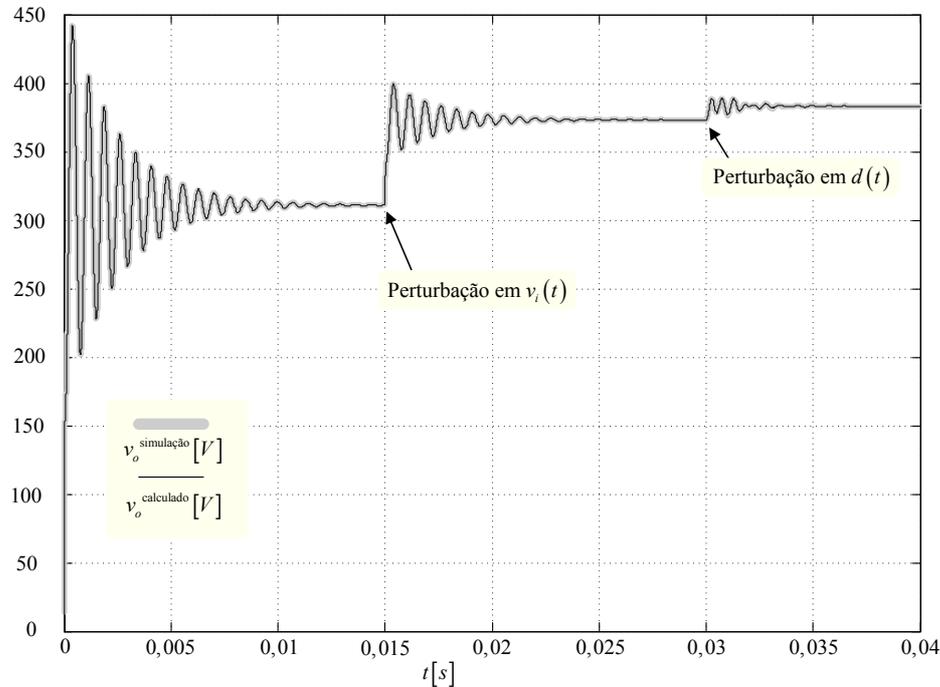


Fig. 4-32 – Simulação do conversor com tensão contínua.

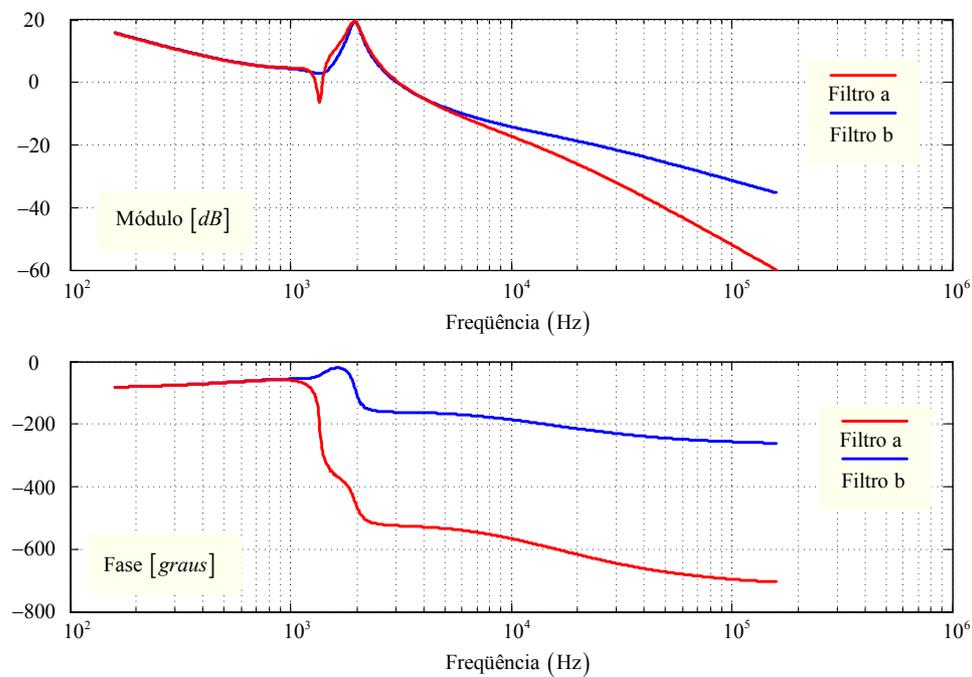


Fig. 4-33 - Diagramas de Bode de módulo e fase de $FTLA(s)$ com os filtros “a” e “b”, para $L_i = 100\mu\text{H}$.

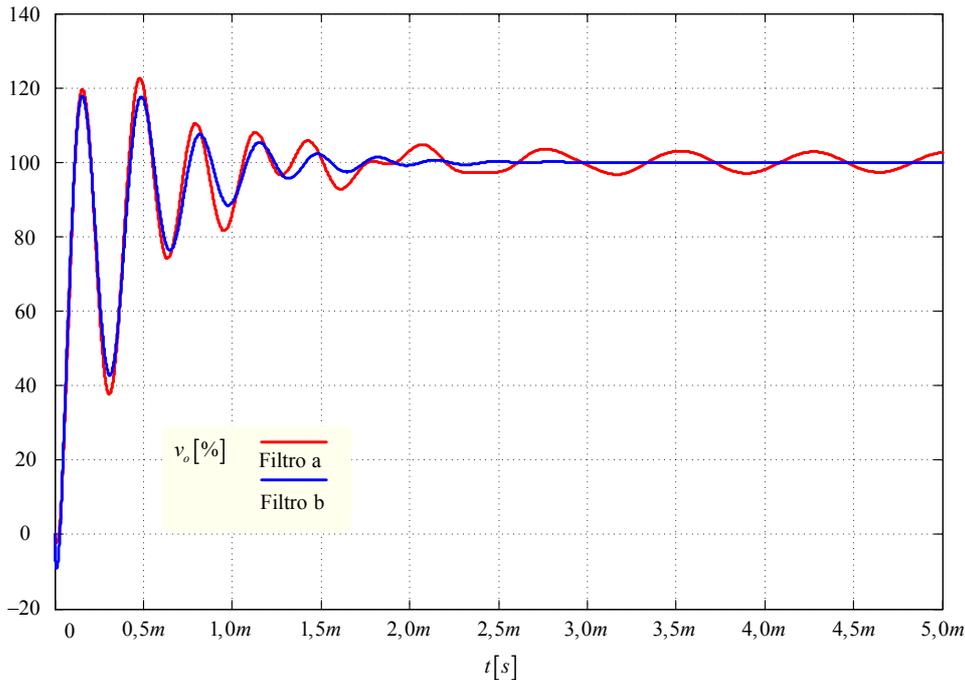


Fig. 4-34 – Resposta ao degrau de $FTMF(s)$ com os filtros “a” e “b”, para $L_i=100\mu H$.

Também para comprovar a diferença entre as duas configurações do filtro de entrada ilustra-se na Fig. 4-34 a resposta ao degrau da função de transferência de malha fechada dos dois sistemas. Pela Fig. 4-34, conclui-se que o sistema com o filtro “b” é menos oscilatório que aquele que usa o filtro “a”, daí sua maior robustez quando de variações de parâmetros, como por exemplo, a impedância de entrada Z_i . Estas variações foram simuladas usando o filtro “b” e os resultados são mostrados na Fig. 4-35. Cabe aqui uma digressão.

O conhecimento dos valores da impedância de linha é algo complicado de se ter. A fim de realizar simulações mais próximas da realidade, calculou-se a resistência e indutância a partir do ponto de conexão comum (PCC) até a alimentação em alta tensão da concessionária de energia elétrica. O valor da resistência é fácil de ser determinado, obtendo-se $0,088 \Omega$. Já para a indutância as dificuldades são bem maiores. Primeiro, o condicionador é monofásico e o sistema de alimentação é trifásico, então a indutância dos cabos tende a ser alta. Segundo, as cargas conectadas ao sistema afetam a indutância, no sentido de causarem desequilíbrios de fase e circulação de corrente pelo neutro. Assim, adotaram-se dois valores extremos para a indutância de linha, dados por:

- $L_i = 65 \mu H$ - Supondo sistema equilibrado e totalmente monofásico, restando a indutância do transformador;
- $L_i = 300 \mu H$ - Supondo sistema totalmente desequilibrado, usando-se a indutância total, da soma da indutância do transformador com a dos cabos, considerando $1 \mu H/m$ [37].

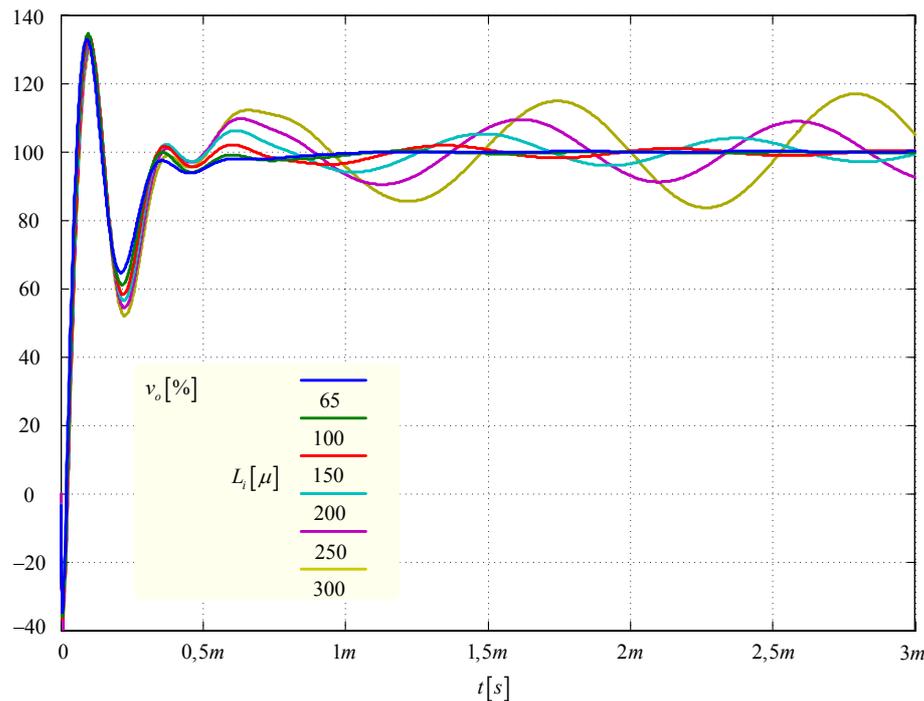


Fig. 4-35 – Resposta ao degrau de FTMF(s) para diferentes valores de L_i .

Verifica-se pela Fig. 4-35 que o sistema é estável para indutâncias de 65 a 250 μ H, ainda que bastante oscilatório para valores acima de 150 μ H. Para uma indutância de 300 μ H o sistema é instável. A operação segura com uma faixa tão ampla de variação de indutância na entrada seria difícil de ser conseguida, mesmo que utilizando controle avançado. Assim sendo, considera-se que a solução adotada, de usar um filtro na entrada do retificador, atende num primeiro momento as características de desempenho desejadas.

A seguir são mostrados resultados de simulação com tensão senoidal na entrada, para transitórios de $v_i(t)$, correção de forma e operação com carga não-linear do tipo retificador com filtro capacitivo. A resistência de entrada é de 0,1 Ω e a indutância de 100 μ H.

Inicialmente, na Fig. 4-36, tem-se as formas de onda da tensão de saída para um transitório de +20% na tensão de entrada. A resposta rápida e estabilidade do sistema são discerníveis nesta figura.

A operação como filtro ativo, ou seja, com tensão de entrada distorcida, é mostrada na Fig. 4-37. Nesta simulação, a tensão de entrada apresentava uma taxa de distorção harmônica de 5%. A qualidade da tensão de saída comprova a atuação como filtro, denominada neste trabalho de condicionamento da tensão de saída.

Uma situação bastante crítica é aquela na qual o condicionador opera com carga não-linear. Devido aos transitórios periódicos na corrente da carga, e de suas derivadas bastante abruptas, o sistema de controle deve garantir a operação estável do condicionador. Na Fig. 4-38 mostram-se as formas de onda da tensão de entrada e saída e da corrente no indutor L_o , numa

simulação realizada usando um *software* de simulação de circuitos, para um transitório de 20% na tensão de entrada e com carga não-linear. Mesmo com a tensão na entrada variando muito no momento do transitório a tensão de saída foi mantida com valores seguros e forma praticamente senoidal.

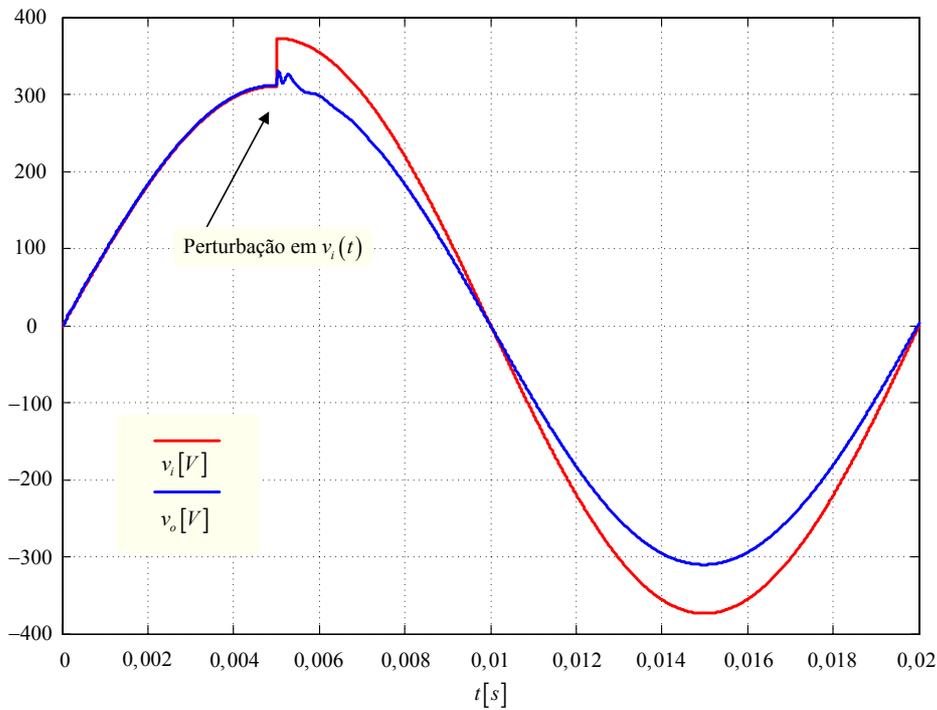


Fig. 4-36 – Simulação para transitório de +20% na tensão de entrada.

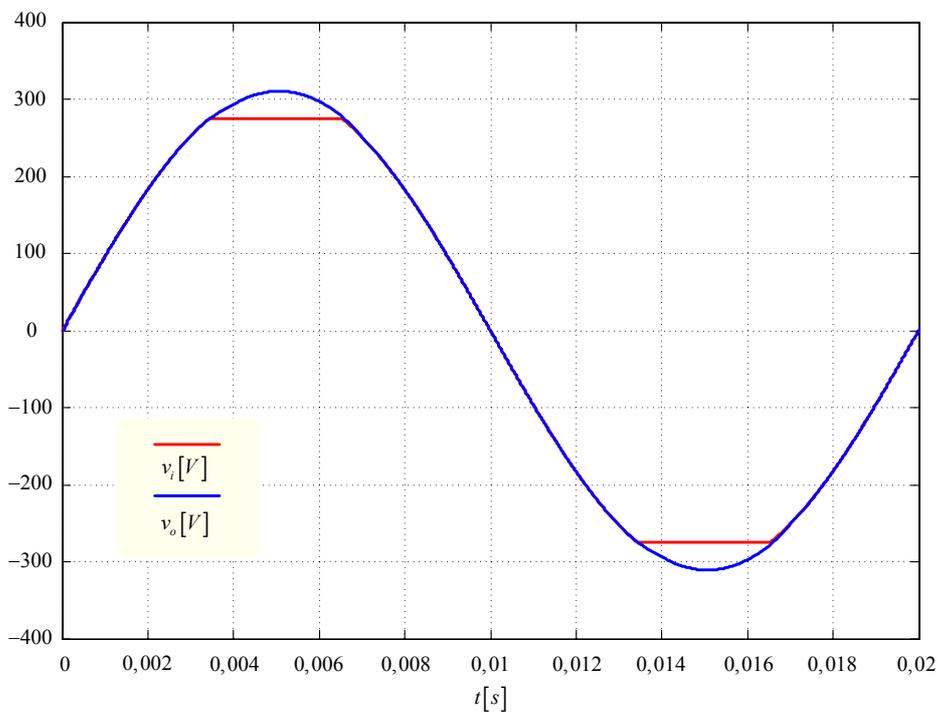


Fig. 4-37 – Simulação com tensão de entrada distorcida.

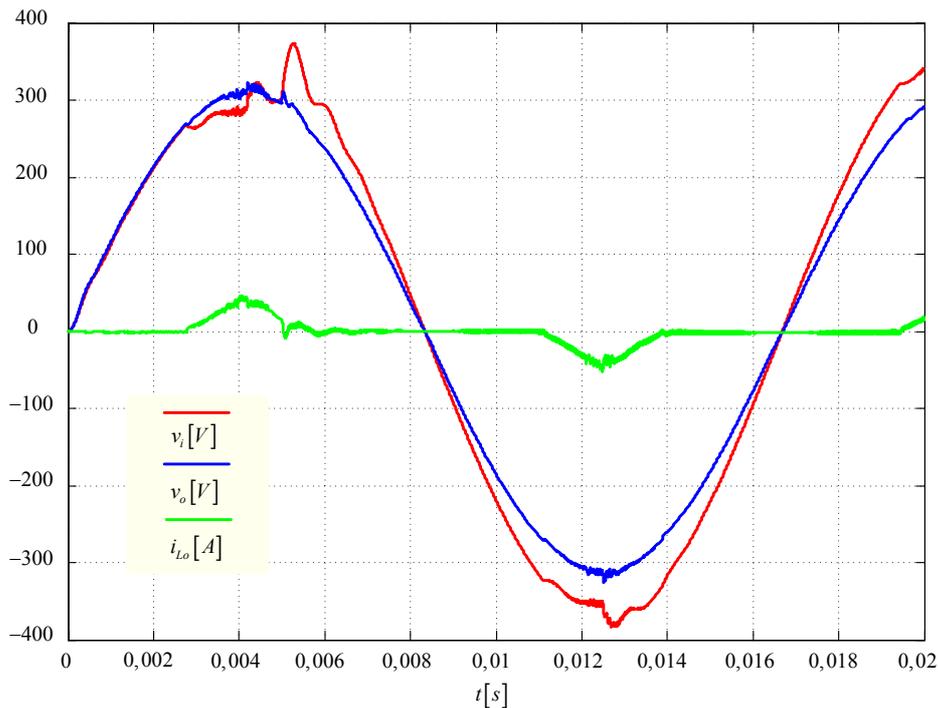


Fig. 4-38 – Simulação com transiente de +20% na tensão de entrada e carga não-linear.

4.5 Conclusões

O capítulo aqui finalizado tratou do controle do condicionador de tensão alternada. As principais estratégias para o controle da tensão de saída do mesmo foram apresentadas. Dentre elas escolheu-se a realimentação instantânea da variável controlada para um estudo mais detalhado.

Os modelos do sistema ideal e real foram mostrados, denotando a complexidade da planta com a presença da impedância de linha. Assim, para o sistema ideal, apresentou-se uma metodologia de projeto para o compensador de tensão. Os resultados de simulação evidenciaram que a modelagem e o controle estariam corretos.

Como o condicionador real apresenta em sua entrada uma impedância de linha foram discutidas soluções para eliminar seu efeito, o qual foi estudado fisicamente. Das soluções abordadas, a preferida, devido a sua facilidade de implementação e característica de filtragem da corrente de entrada do retificador, foi a que utiliza um filtro na entrada do conversor.

O sistema completo foi modelado e simulado com o filtro na entrada do retificador, mostrando-se que o mesmo é estável dentro de determinada faixa de valores de L_i e que permite o funcionamento do conversor como condicionador de tensão, corrigindo distorções presentes na tensão de entrada do mesmo.

Cap. 5 Metodologia de projeto e resultados experimentais

O objetivo deste capítulo é apresentar o projeto, a simulação e os resultados experimentais de um estabilizador de tensão alternada de 10 kVA. A metodologia de projeto é fornecida simultaneamente ao projeto dos componentes do estabilizador. Isso é feito com intuito de não repetir as expressões utilizadas, uma vez que as mesmas já foram deduzidas e apresentadas em capítulos precedentes.

Inicialmente realiza-se o projeto do estágio de potência, seguido pelo projeto dos elementos dos circuitos de comando e controle e, por fim, são mostrados os resultados experimentais do protótipo implementado em laboratório. Através de uma série de ensaios comprova-se o funcionamento da topologia proposta, mostrando-se a semelhança de resultados entre a teoria, a simulação e a experimentação.

5.1 Projeto do circuito de potência

Neste item serão projetados os elementos do estágio de potência do conversor. Ressalta-se que para o transformador são especificadas a relação de transformação e a potência, além das tensões e correntes de entrada e saída. Em seguida o mesmo é confeccionado. A partir do transformador construído mede-se a indutância de dispersão. Pode-se então dimensionar o indutor, visto que a indutância de filtragem necessária será a soma da indutância de dispersão do transformador mais a indutância do indutor a ser incluído.

5.1.1 Dados de entrada

Os dados necessários para projetar o estabilizador são listados a seguir.

- $\Delta = 0,2$ *Varição na tensão de entrada;*
- $v_{i_rms} = 220V$ *Tensão de entrada nominal;*
- $v_{o_rms} = 220V$ *Tensão de saída nominal;*
- $S_o = 10\text{ kVA}$ *Potência aparente de saída;*
- $\Delta v_o \leq 3\%$ *Máxima ondulação na tensão de saída;*
- $\Delta i_{L_o} \leq 20\%$ *Máxima ondulação de corrente no indutor de filtro;*
- $F_s = 20\text{ kHz}$ *Frequência de comutação;*

- $F_r = 60 \text{ Hz}$ *Frequência da rede de energia elétrica;*
- $D_{max} = 0,98$ *Razão cíclica máxima;*
- $v_s = 5 \text{ V}$ *Tensão de pico das tensões triangulares no modulador;*
- $H(s) = \frac{3,11}{311} [V/V]$ *Atenuação do sensor de tensão;*
- $FC = 3$ *Fator de crista da carga não-linear.*

5.1.2 Cálculos preliminares

Algumas variáveis com relações bem determinadas são calculadas como segue.

$$v_{i_pk} = \sqrt{2} \cdot v_{i_rms} = 311,127 \text{ V} \quad \text{Tensão de pico na entrada;}$$

$$v_{o_pk} = \sqrt{2} \cdot v_{o_rms} = 311,127 \text{ V} \quad \text{Tensão de pico na saída;}$$

$$i_{o_rms} = \frac{S_o}{v_{o_rms}} = 45,55 \text{ A} \quad \text{Corrente eficaz de carga;}$$

$$i_{o_pk} = \sqrt{2} \cdot i_{o_rms} = 64,282 \text{ A} \quad \text{Corrente de pico da carga linear;}$$

$$i_{o_nL_pk} = F_c \cdot i_{o_rms} = 136,364 \text{ A} \quad \text{Corrente de pico da carga não-linear;}$$

$$\omega_r = 2 \cdot \pi \cdot F_r = 376,991 \text{ rad / s} \quad \text{Frequência angular da onda de tensão da rede;}$$

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot F_s = 125,7 \text{ krad / s} \quad \text{Frequência angular na frequência de comutação;}$$

$$v_{i_max} = v_{i_max}^{\text{original}} = (1 + \Delta) \cdot v_{i_pk} = 373,352 \text{ V} \quad \text{Tensão máxima na entrada;}$$

$$v_{i_min} = v_{i_min}^{\text{original}} = (1 - \Delta) \cdot v_{i_pk} = 248,902 \text{ V} \quad \text{Tensão mínima na entrada.}$$

5.1.3 Características da carga não-linear do tipo retificador com filtro capacitivo (Anexo III)

Para realizar o projeto do estabilizador visando impor na saída uma tensão com amplitude e forma bem definidas, é necessário determinar os limites extremos de tensão na entrada e de corrente na carga. Por isso determinam-se as características da carga não-linear.

Isolando a tensão contínua na saída da carga não-linear na expressão (III.25) obtém-se:

$$v_{CC_nL} = \frac{1}{4628} \cdot \left(1312829 \pm \sqrt{(-22217152759 + 9256000000 \cdot FC)} \right) = \begin{pmatrix} 299,769 \\ 267,572 \end{pmatrix} \text{ V}$$

Adota-se o valor mais coerente para a tensão v_{CC_nL} . Os ângulos e tempos de condução dos diodos da carga não-linear são determinados como segue:

$$v_{CC_nL} = 299,769 \text{ V}$$

$$\psi = 0,0192101311 \cdot (FC)^{-2,0002201689} = 2,134 \cdot 10^{-3} \text{ rad}$$

$$\psi_1 = \text{sen}^{-1} \left(\frac{v_{CC_nL}}{v_{o_pk}} \right) = 1,3 \text{ rad}$$

$$\psi_2 = \pi - \psi_1 = 1,842 \text{ rad}$$

$$\psi_2 = \psi_2 - \psi_1 = 1,3 \text{ rad}$$

$$t\psi_2 = \frac{\psi_2 \cdot 8,33 \cdot 10^{-3}}{\pi} = 1,437 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

A indutância na entrada da carga não-linear é determinada pela expressão (III.26).

$$L_{nL} = 79,75 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

As derivadas de corrente de subida e descida serão:

$$\Delta i_{o_up} = 0,00001248 \cdot S_o - 0,00731151 = 0,117 \text{ A} / \mu\text{s}$$

$$\Delta i_{o_down} = 0,00002617 \cdot S_o - 0,03854676 = 0,223 \text{ A} / \mu\text{s}$$

5.1.4 Características da tensão da rede de energia elétrica (Anexo II)

Da mesma forma como o projeto do estabilizador deve ser realizado conforme as características da carga, assim também, se for desejado que o mesmo atue como filtro ativo, deve-se conhecer ou estimar as características da tensão fornecida pela rede de energia elétrica. Como a tensão de entrada é distorcida, torna-se interessante determinar os extremos de tensão, aos quais o estabilizador ficará sujeito, levando em conta uma distorção máxima de aproximadamente 5% naquela.

A partir da taxa de distorção harmônica aceita na tensão de entrada e com a Fig. II-3 do Anexo II determina-se o ângulo θ .

$$\theta = \frac{56}{180} \cdot \pi = 0,977 \text{ rad}$$

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2} - \frac{\theta}{2} = 1,082 \text{ rad}$$

$$\theta_2 = \frac{\pi}{2} + \frac{\theta}{2} = 2,059 \text{ rad}$$

As atenuações na tensão de entrada ($v_b(t)$) serão determinadas com a expressão (II.9).

$$v_b(v_{i_pk}) = 36,438 \text{ V} \quad \text{Atenuação para tensão de entrada de pico;}$$

$$v_b(v_{i_max}) = 43,725V \quad \text{Atenuação para tensão de entrada máxima;}$$

$$v_b(v_{i_min}) = 29,15V \quad \text{Atenuação para tensão de entrada de mínima.}$$

São duas as opções possíveis a partir dos valores calculados acima: a) Determinar a variação na tensão de entrada para mais e para menos, possivelmente com percentuais diferentes e b) Para um mesmo percentual de variação para mais e para menos, recalculer a faixa de variação possível na tensão de entrada. Ambos afetam o projeto da relação de transformação do transformador T_1 .

A variação na tensão de entrada para mais é dada a seguir.

$$v_{i_max} = v_{i_max}^{\text{original}} - v_b(v_{i_max}) = 329,627V \quad \text{Novo valor máximo;}$$

$$\Delta^+ = \frac{v_{i_max}}{v_{i_pk}} - 1 = 0,06 \quad \text{Nova variação para mais.}$$

Nesse caso, como a nova variação para mais é menor do que a inicialmente definida e a nova tensão máxima é menor do que a tensão máxima original, então se mantém os valores originais, isto é:

$$v_{i_max} = v_{i_max}^{\text{original}} = 373,352V$$

$$\Delta^+ = \Delta = 0,2$$

Já para o caso da variação para menos, tem-se:

$$v_{i_min} = v_{i_min}^{\text{original}} - v_b(v_{i_min}) = 219,751V \quad \text{Novo valor mínimo;}$$

$$\Delta^- = 1 - \frac{v_{i_min}}{v_{i_pk}} = 0,294 \quad \text{Nova variação para menos.}$$

Se for desejado, pode-se adotar esta nova variação para menos. Caso se queira manter a mesma variação para mais e para menos, deve-se determinar a nova tensão mínima.

$$v_{i_min}^{\text{inicial}} = 283,0V \quad \text{Valor inicial;}$$

$$v_b(v_{i_min}^{\text{inicial}}) = 33,144V \quad \text{Atenuação para tensão de entrada de mínima;}$$

$$v_{i_min} = v_{i_min}^{\text{original}} - v_b(v_{i_min}^{\text{inicial}}) = 249,856V \quad \text{Novo valor mínimo;}$$

$$\Delta^- = 1 - \frac{v_{i_min}}{v_{i_pk}} = 0,197 \approx 0,2 \quad \text{Nova variação para menos.}$$

A tensão inicial é um valor escolhido e refinado por um processo iterativo até ser determinado que a variação para menos seja igual à variação original desejada.

5.1.5 Transformador T_1

A relação de transformação de T_1 será:

$$N_1 = \frac{(1 - \Delta^-)}{\Delta^-} \cdot d_{max} = 3,92$$

Devido às quedas de tensão no circuito e especialmente devido à queda de tensão no indutor do filtro, provocado pela carga não-linear, a relação de transformação escolhida é menor do que a calculada.

$$N_1 = 3$$

A potência do transformador será:

$$S_1 = \Delta \cdot v_{i_rms} \cdot i_{o_rms} = 2 \text{ kVA}$$

A partir do ensaio do transformador construído mediu-se a indutância de dispersão, visando aproveitá-la no papel de indutor de filtragem da tensão de saída do inversor.

$$L_{dp} = 300 \mu\text{H} \quad \text{Indutância de dispersão referida ao primário do transformador}$$

Pode-se obter o ganho estático máximo e verificar os limites de compensação:

$$g(D_{max}) = \frac{N_1 + D_{max}}{N_1} = 1,327$$

$$g(-D_{max}) = \frac{N_1 + (-D_{max})}{N_1} = 0,673$$

$$v_{ds} = -v_{i_max} \cdot g(-D_{max}) \leq -\Delta^+ \cdot v_{i_pk} \cdot N_1$$

$$-251,391 \text{ V} \leq -186,676 \text{ V} \quad \text{Conforme desejado (C.d.)}$$

$$v_{ds} = v_{i_min} \cdot g(D_{max}) \geq \Delta^- \cdot v_{i_pk} \cdot N_1$$

$$331,476 \text{ V} \geq 186,676 \text{ V} \quad \text{Conforme desejado (C.d.)}$$

5.1.6 Filtro de saída (L_o , C_o)

Para determinar os componentes do filtro de saída do inversor é necessário conhecer a razão cíclica máxima operacional, pois do contrário estes elementos poderiam ser dimensionados

além da necessidade real.

$$d_{max} = -N_1 + \sqrt{N_1^2 - N_1} = -0,551 \quad \text{Nova razão cíclica extrema;}$$

$$v_{i_pk} = \frac{v_{o_pk}}{\frac{N_1 + d_{max}}{N_1}} = 381,051V \quad \text{Nova tensão máxima.}$$

Esta tensão está além dos limites de operação estabelecidos para o estabilizador. Desta forma, faz-se necessário calcular os limites práticos para a razão cíclica.

$$d_{max}^{prático} = N_1 \cdot \left(\frac{v_{o_pk}}{v_{i_min}} - 1 \right) = 0,736 \quad \text{Razão cíclica prática máxima;}$$

$$d_{min}^{prático} = N_1 \cdot \left(\frac{v_{o_pk}}{v_{i_max}} - 1 \right) = -0,5 \quad \text{Razão cíclica prática mínima.}$$

A razão cíclica escolhida para ser a nova razão cíclica máxima (extrema) será a razão cíclica prática mínima. Esta escolha pode ser verificada traçando o gráfico da ondulação de corrente em função da razão cíclica, comprovando-se que a maior ondulação ocorre nas proximidades de $d_{min}^{prático}$.

$$d_{max} = d_{min}^{prático} = -0,5$$

O indutor do filtro de saída pode finalmente ser determinado.

$$L_o = \frac{100 \cdot v_{o_rms}^2 \cdot N_1}{s_o \cdot F_s \cdot \Delta i_{L_o}} \cdot \left| \frac{d_{max}}{2} \cdot \frac{1}{N_1 + d_{max}} \cdot (1 + d_{max}) \right| = 181,5 \mu H$$

Nota-se que esta indutância é menor do que a indutância de dispersão do transformador. Assim, não seria indispensável usar indutor externo, aproveitando-se somente aquela para indutor do filtro. No entanto, para diminuir a ondulação de corrente em alta frequência no indutor L_o e, conseqüentemente, diminuir os esforços de corrente no conversor, adicionou-se um indutor externo.

$$L_o = L_{dp} + L_{ext} = 300 \mu + 300 \mu = 600 \mu H$$

A capacitância do capacitor do filtro é determinada como segue.

$$\overline{\Delta v_{Co_max}} = \left| \frac{d_{max}}{4} \cdot \frac{N_1^2}{N_1 + d_{max}} \cdot (1 + d_{max}) \right| = 0,225\%$$

$$C_o = \frac{100 \cdot \sqrt{\Delta v_{Co_max}} \cdot 4}{\pi^3 \cdot \Delta v_o \cdot L_o \cdot F_s^2} = 4,031 \mu F$$

Por restrições de controle, para que a frequência de corte do filtro esteja uma década abaixo da frequência de comutação, determina-se outro valor para o capacitor.

$$C_o = \frac{100}{(2 \cdot \pi \cdot F_s)^2 \cdot \frac{L_o}{N_1^2}} \approx 95 \mu F$$

Deve-se escolher o maior valor. Não necessariamente a frequência de ressonância do filtro de saída deve estar uma década abaixo da frequência de comutação. Por disponibilidade comercial foi escolhido o valor de C_o como:

$$C_o = 120 \mu F$$

Em valores absolutos, as ondulações de corrente e tensão máximas serão:

$$\overline{\Delta i_{Lo_max}} = \frac{100 \cdot v_{o_rms}^2 \cdot N_1}{S_o \cdot F_s \cdot L_o} \cdot \left| \frac{d_{max}}{2} \cdot \frac{1}{N_1 + d_{max}} \cdot (1 + d_{max}) \right| = 6,05\%$$

$$\Delta i_{Lo_max} = \frac{\overline{\Delta i_{Lo}} \cdot i_{o_pk}}{100} = 3,89 A$$

$$\overline{\Delta v_{Co_max}} = \frac{100 \cdot \left| \frac{d_{max}}{4} \cdot \frac{N_1^2}{N_1 + d_{max}} \cdot (1 + d_{max}) \right| \cdot 4}{\pi^3 \cdot C_o \cdot L_o \cdot F_s^2} = 0,101\%$$

$$\Delta v_{Co_max} = \frac{\overline{\Delta v_{Co_max}} \cdot v_{o_pk}}{100} = 0,627 V$$

5.1.7 Verificação dos limites de compensação

Após a determinação dos elementos do filtro de saída, especialmente o indutor L_o , pode-se verificar se o estabilizador consegue manter a tensão de saída dentro dos limites de operação.

As tensões necessárias no secundário do transformador T_1 ($v_{ds}(t)$) serão:

$$-\Delta^+ \cdot v_{i_pk} = -62,225 V$$

$$\Delta^- \cdot v_{i_pk} = 62,225 V$$

Na subida da corrente da carga não-linear se tem:

$$v_{Lo} = \frac{L_o \cdot \Delta i_{o \uparrow}}{10^{-6} \cdot N_1} = 23,498V$$

$$v_{ab} = v_{i_{max}} \cdot (-D_{max}) = -365,885V$$

$$v_{ds} = \frac{v_{ab} - v_{Lo}}{N_1} = -129,794V \quad \text{Conforme desejado (C.d.)}$$

$$v_{ab} = v_{i_{min}} \cdot (D_{max}) = 244,859V$$

$$v_{ds} = \frac{v_{ab} - v_{Lo}}{N_1} = 73,787V \quad \text{Conforme desejado (C.d.)}$$

Na descida da corrente da carga não-linear se tem:

$$v_{Lo} = \frac{L_o \cdot \Delta i_{o \downarrow}}{10^{-6} \cdot N_1} = 44,631V$$

$$v_{ab} = v_{i_{max}} \cdot (-D_{max}) = -365,885V$$

$$v_{ds} = \frac{v_{ab} - v_{Lo}}{N_1} = -136,839V \quad \text{Conforme desejado (C.d.)}$$

$$v_{ab} = v_{i_{min}} \cdot (D_{max}) = 244,859V$$

$$v_{ds} = \frac{v_{ab} - v_{Lo}}{N_1} = 66,743V \quad \text{Conforme desejado (C.d.)}$$

5.1.8 Filtro de entrada (Anexo IV)

Os filtros de entrada usados em conjunto com o estabilizador foram apresentados no Anexo IV. Os filtros dimensionados aqui são mostrados nas Fig. IV-3, IV-4 e IV-5 do anexo IV, com amortecimento paralelo, série e misto, respectivamente. Ressalta-se que o dimensionamento proposto no Anexo IV é apenas indicativo, sendo os elementos calculados adotados como valores iniciais, para um posterior refinamento por simulação numérica. O grande problema envolvendo o projeto do filtro é que o estabilizador pode operar de plena carga não-linear, com alta corrente, e sem carga, com pouca corrente; no primeiro caso com amortecimento grande e no segundo praticamente sem amortecimento.

Os elementos comuns a todos os três filtros serão:

$$R_{eq} = \frac{v_{i_{min}}}{i_{o_{nL_{pk}}}} \cdot N_1 = 5,497\Omega$$

$$L_f = 100\mu H$$

$$\zeta_f = 0,7$$

$$C_f = \frac{L_f}{(2 \cdot R_{eq} \cdot \zeta_f)^2} = 1,689 \mu F$$

Para o filtro com amortecimento paralelo, os valores ajustados por simulação e usados na prática foram:

$$L_f = 100 \mu H \quad C_{f1} = 60 \mu F \quad C_{f2} = 10 \mu F \quad R_f = 1 \Omega$$

O filtro com amortecimento série terá os seguintes elementos:

$$L_f = 100 \mu H \quad C_f = 60 \mu F \quad R_f = 1,2 \Omega$$

Já o filtro misto terá:

$$L_f = 100 \mu H \quad C_{f1} = 60 \mu F \quad C_{f2} = 10 \mu F \quad R_{f1} = 1 \Omega$$

$$R_{f2} = 1,2 \Omega$$

5.1.9 Esforços nos componentes

Devido aos diferentes tipos de cargas com as quais um estabilizador fica sujeito a operar, torna-se difícil determinar com precisão os esforços de corrente nos elementos do circuito. A opção mais prática e eficaz é simular o circuito com um *software* de simulação de circuitos eletrônicos, usando componentes reais, e obter as correntes máximas, eficazes e médias, bem como as perdas nos componentes, para diversas combinações de carga e de tensões de entrada. Apesar de envolver algum tempo para realizar essas diversas simulações os resultados obtidos são bastante coerentes e permitem a escolha dos componentes sem a necessidade de grandes margens de folga.

Com base nos esforços obtidos conforme descrito acima foi escolhido o interruptor do tipo IGBT da IR (*International Rectifier*), que tem as seguintes características:

- IRG4psc71ud
- Tensão máxima – 600 V
- Corrente média @ 20 kHz – 25 A para cápsula em 100 °C
- Tensão de coletor emissor – 1,7 V
- Resistência térmica cápsula – dissipador – 0,24 °C/W
- Resistência térmica junção – cápsula - IGBT – 0,36 °C/W
- Resistência térmica junção – cápsula – Diodo – 0,69 °C/W

A escolha do dissipador foi realizada também usando a simulação. As perdas obtidas por simulação valem:

$$P_{sT} = 32W \quad \text{Perdas nos interruptores;}$$

$$P_{dT} = 34W \quad \text{Perdas nos diodos.}$$

Portanto, as temperaturas no dissipador serão:

$$T_{ds} = T_j - (R_{jcS} + R_{cd}) \cdot P_{sT} = 100,8^\circ C$$

$$T_{dd} = T_j - (R_{jcD} + R_{cd}) \cdot P_{sD} = 88,4^\circ C$$

$$R_{da} = \frac{T_{dd} - T_a}{P_{sT} + P_{dT}} = 0,73^\circ C / W$$

O dissipador escolhido é da Semikron, modelo SP 0,25, o qual tem R_{da} de $0,61^\circ C/W$ sem ventilação forçada. Como as perdas foram obtidas por simulação, preferiu-se usar ventilação forçada para garantir o correto funcionamento do estágio de potência.

5.1.10 Diagrama esquemático do circuito de potência

Na Fig. 5-1 é mostrado o diagrama esquemático do circuito de potência do conversor. Os componentes que foram dimensionados anteriormente não aparecem com seus valores. O filtro de entrada mostrado é o misto, escolhido por ser o mais completo.

5.2 Projeto dos circuitos de comando e controle

O objetivo deste item é apresentar os principais elementos de comando e controle do conversor. Alguns circuitos, de uso não corriqueiro ou de importância maior, serão abordados com mais detalhe, enquanto os outros serão apenas apresentados. O objetivo aqui não é fornecer subsídios para a reprodução fidedigna dos circuitos e conseqüente construção de um protótipo, mas sim ilustrar algumas soluções tecnológicas adotadas, bem como mostrar que os resultados experimentais foram obtidos com lisura e podem ser reproduzidos pela comunidade científica.

5.2.1 Fonte auxiliar

A fonte auxiliar não será apresentada em detalhes, por tratar-se de uma fonte linear amplamente conhecida. Mostra-se seu circuito na Fig. 5-2 visando apontar a origem do sinal de sincronismo, obtido a partir de um enrolamento adicional do transformador da fonte. Este sinal será necessário no circuito de comando e controle, pois os sinais de comando dos interruptores S_1 a S_4 dependem dele, bem como a tensão de referência senoidal.

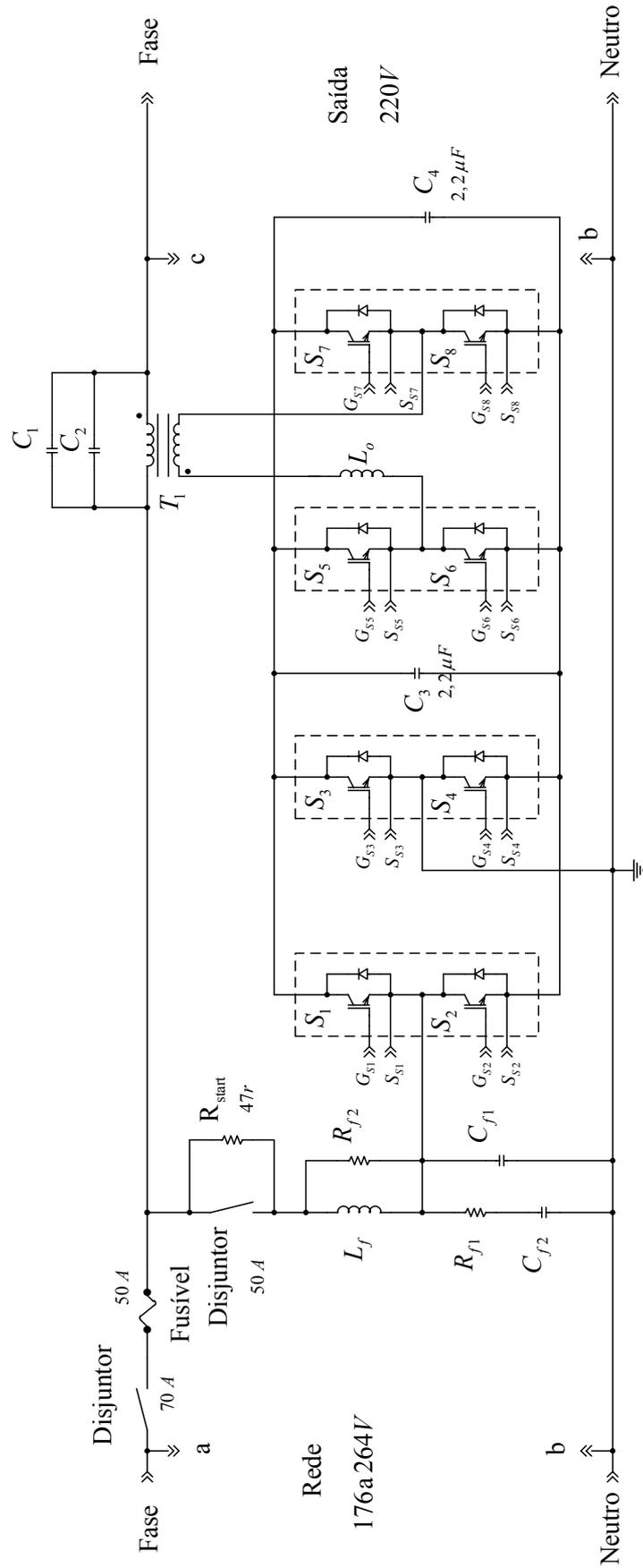


Fig. 5-1 – Diagrama esquemático do estágio de potência.

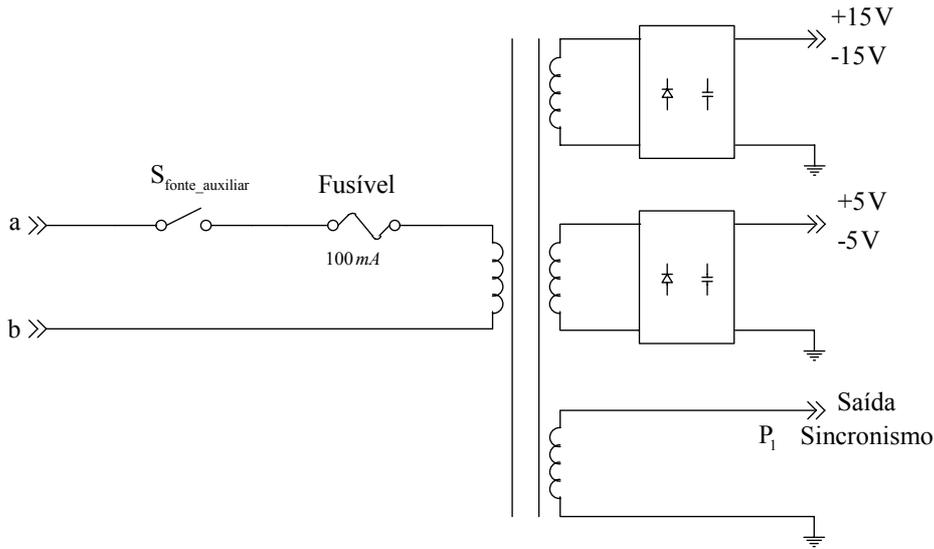


Fig. 5-2 – Circuito simplificado da fonte auxiliar.

5.2.2 Medição (amostragem) da tensão de saída

O circuito para monitorar a tensão da saída é um divisor resistivo com ganho apropriado, seguido de um circuito adaptador de impedância (*buffer*). Na Fig. 5-3 mostra-se o circuito do sensor da tensão de saída.

O ganho do divisor resistivo especificado no início deste capítulo é dado por:

$$H(s) = \frac{v_{o_ref}}{v_{o_rms}} = \frac{2,2}{220} = 0,01V/V$$

Escolhendo-se para $R_{47} = 1k\Omega$, tem-se:

$$R_{43} = R_{47} \cdot \frac{1-H}{H} = 99k \approx 100k\Omega$$

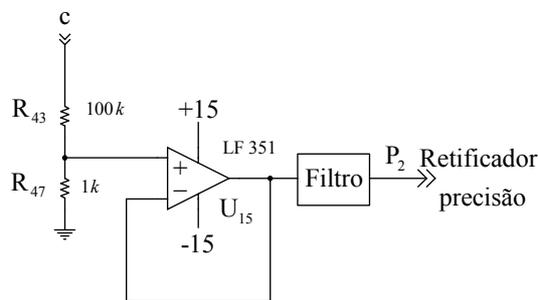


Fig. 5-3 – Circuito do sensor de tensão da saída.

5.2.3 Retificador de precisão

Devido à lógica de comando utilizada tem-se a necessidade de retificar a tensão de saída amostrada para ser comparada com uma senóide de referência também retificada. Esta retificação deve ser feita com precisão. Na Fig. 5-4 mostra-se o circuito do retificador de precisão.

Para que a tensão retificada tenha a mesma amplitude no semiciclo positivo e negativo, é necessário que os resistores do circuito retificador sejam de precisão. Na verdade, todos os resistores da realimentação da tensão de saída devem ser de precisão, pois o erro estático nesta tensão está diretamente ligado à precisão dos elementos da malha de realimentação.

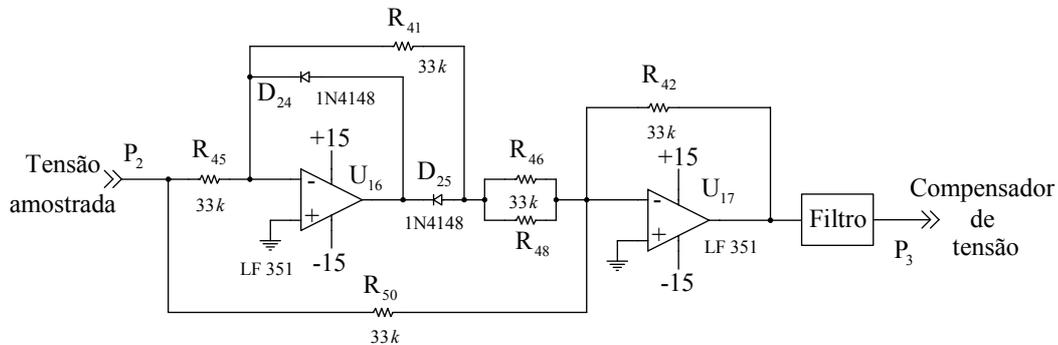


Fig. 5-4 - Retificador de precisão.

5.2.4 Filtro passa-baixas

Em diversos pontos do circuito foram inseridos filtros de primeira ordem para eliminar ruídos de alta frequência presentes nos sinais processados. Estes filtros são circuitos que bloqueiam as altas frequências deixando passar com pouca atenuação as baixas frequências, da ordem de 60 Hz. O circuito de um dos filtros passa-baixas é mostrado na Fig. 5-5.

No circuito da Fig. 5-4 nota-se um bloco chamado Filtro, em todos os circuitos em que aparecer este bloco, o circuito elétrico correspondente é o da Fig. 5-5.

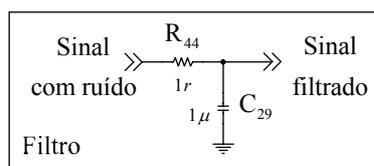


Fig. 5-5 – Filtro passa-baixas.

5.2.5 Sincronismo e sinais de comando de S₁ a S₄

A partir de uma tensão senoidal de baixa amplitude originada na fonte auxiliar, realiza-se o sincronismo da senóide de referência e geram-se os pulsos de comando dos interruptores S₁ a S₄. O sincronismo é feito pelo microcontrolador PIC a partir de um sinal quadrado, em fase com a tensão da rede. Na Fig. 5-6 mostra-se o diagrama do circuito que realiza as funções acima descritas.

No ponto denominado de Tp₁ tem-se o sinal de sincronismo em fase com a tensão da rede, que será utilizado pelo PIC para sincronizar a tensão de referência senoidal. No ponto Tp₃ têm-se os sinais de comando para os *drivers* dos interruptores S₁ e S₄ e, no ponto Tp₂ os interruptores S₂ e S₃.

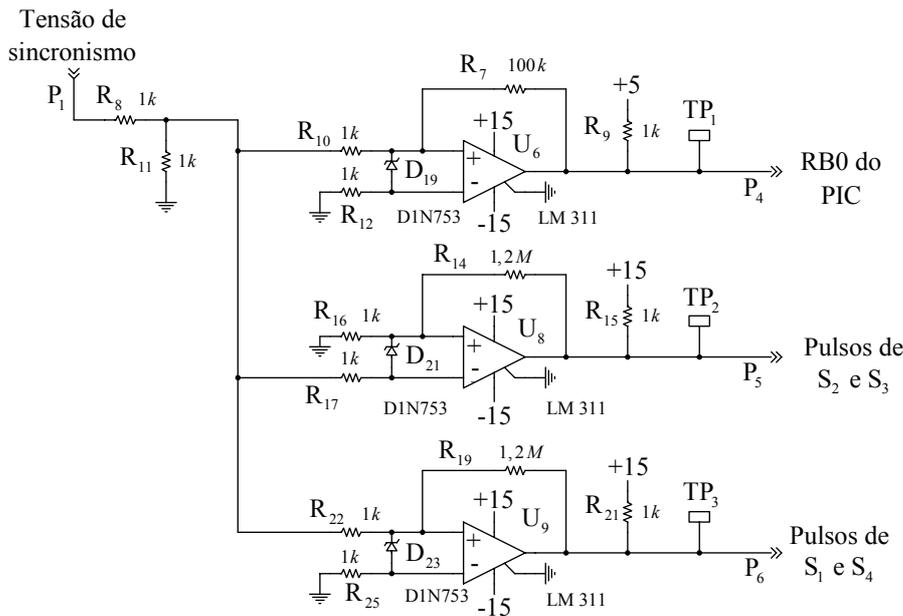


Fig. 5-6 – Circuito de sincronismo e geração dos sinais de comando de S_1 a S_4 .

5.2.6 Geração da tensão senoidal de referência

A tensão senoidal de referência, retificada, é gerada pelo circuito mostrado na Fig. 5-7. Na memória do PIC tem-se armazenada uma senóide retificada, que é aplicada nos terminais de saída, com o início determinado pelo sinal de sincronismo aplicado ao terminal 21 do microcontrolador.

O conversor digital/analogico converte os sinais digitais fornecidos pelo PIC em sinais analógicos e, com ajuda do amplificador operacional LM741, disponibiliza na saída uma tensão senoidal pura ou retificada, conforme o conteúdo da memória do microcontrolador.

No potenciômetro R_{24} ajusta-se a amplitude do sinal de saída presente no ponto Tp_6 e, no potenciômetro R_{28} ajusta-se o nível CC desse sinal, ou seja, pode-se eliminar o valor médio no sinal de saída. Já no ponto denominado de Tp_5 tem-se um sinal que indica se o sincronismo foi realizado. A saída denominada de partida é usada para liberar a tensão de controle após um tempo pré-determinado no microcontrolador, bem como permitir o funcionamento do compensador de valor médio na corrente do indutor.

Como a tensão da rede de energia elétrica não tem frequência fixa, podendo variar em torno de 60 Hz, foi necessário implementar um mecanismo no microcontrolador para permitir o sincronismo e geração da tensão senoidal de referência com amplitude e frequência corretas. Isso foi feito medindo-se o período da tensão de sincronismo e alterando a velocidade de leitura dos pontos da tabela. Dessa forma, conforme o intervalo de tempo entre a leitura de dois pontos consecutivos da tabela, tem-se uma referência com frequência correspondente, permitindo então pequenas variações de período na tensão de entrada do estabilizador. Este intervalo de variação foi definido como sendo de 57 Hz até 63 Hz.

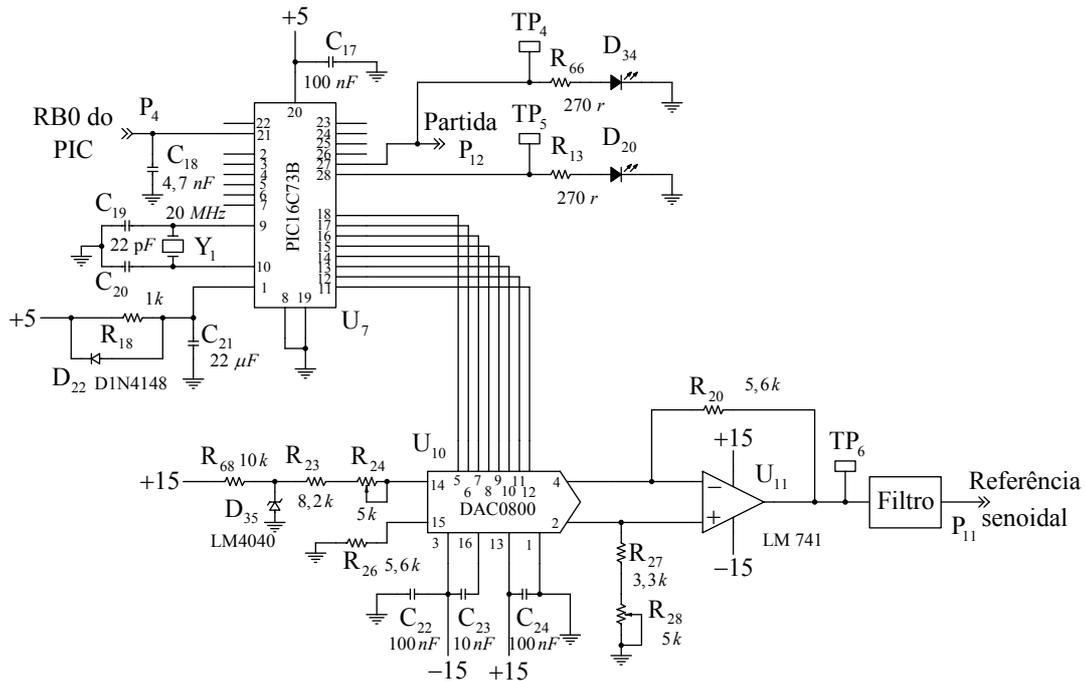


Fig. 5-7 - Circuito de geração da tensão de referência.

5.2.7 Geração das tensões triangulares

As tensões triangulares, com frequência de 20 kHz, usadas para modulação *PWM* são geradas a partir de circuitos integradores e comparadores, conforme mostrado na Fig. 5-8. São necessárias duas tensões triangulares defasadas de 180°. Por isso é utilizado um circuito inversor (U_{14}) usando o integrado LF351 ou outro equivalente.

Os circuitos RC formados por C_{27} e R_{35} e C_{28} e R_{38} têm a função de eliminar qualquer valor médio presente nas triangulares, além de atenuar ruídos.

Supondo-se uma tensão de saturação dos amplificadores operacionais de 13,8 V e fixando-se o valor máximo da tensão triangular em 5 V, tem-se:

$$a = \frac{R_{31}}{R_{33}} = \frac{13,8}{5} = 2,76$$

Atribuindo-se valores para $R_{33} = 33 \text{ k}\Omega$ e $C_{25} = 1 \text{ nF}$ pode-se determinar o restante dos componentes:

$$R_{31} = a \cdot R_{33} = 91 \text{ k}\Omega \quad \text{Ajustado na prática para } R_{31} = 82 \text{ k}\Omega$$

$$R_{30} + R_{32} = \frac{a}{4 \cdot F_s \cdot C_{25}} = 34,5 \text{ k}\Omega \quad \text{Usou-se } R_{30} = 10 \text{ k}\Omega \text{ e } R_{32} = 100 \text{ k}\Omega$$

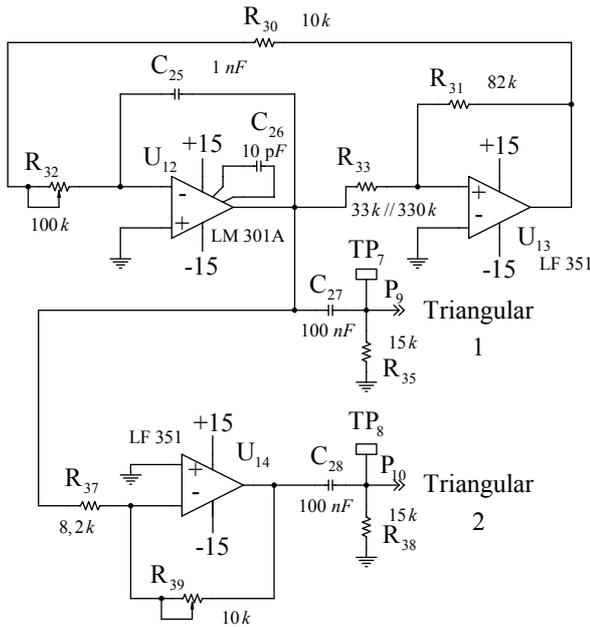


Fig. 5-8 – Circuito para geração das tensões triangulares.

5.2.8 PWM – Geração dos sinais de comando de S₅ a S₈

A geração dos pulsos de comando para os interruptores S₅ a S₈ é feita pelo princípio da modulação por largura de pulsos - *PWM*. A partir da comparação entre um sinal modulante (tensão de controle) e tensões triangulares com frequência de 20 kHz, geram-se os pulsos de comando para modulação a três níveis. O circuito que realiza a geração dos pulsos é mostrado na Fig. 5-9.

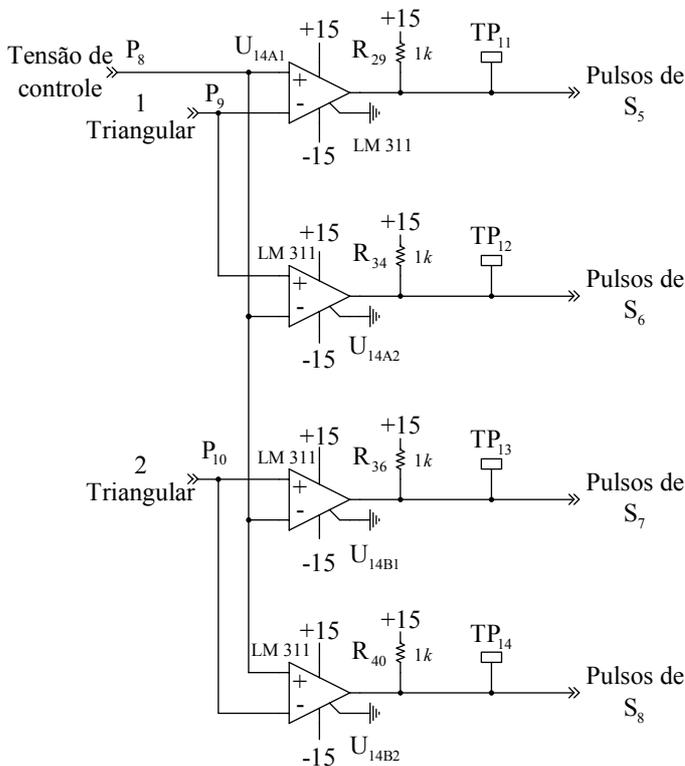


Fig. 5-9 – Circuito para geração dos sinais de comando de S₅ a S₈.

5.2.9 O problema da corrente média no primário do transformador

Um inversor que possui em sua saída um transformador de baixa ou alta frequência pode ter problemas de valor médio de corrente neste elemento. Basicamente o que ocorre quando se tem valor médio de tensão no primário do transformador T_1 (circuito da Fig. 5-1) é que a corrente irá crescer até valores proibitivos, além de poder provocar a saturação do transformador e do indutor L_o . Um transformador pode ser modelado como um circuito integrador, no qual, qualquer valor de tensão contínua em seu primário não aparecerá no secundário, pois não provoca variação de fluxo. Assim sendo, uma corrente que varia no tempo terá em seu caminho uma impedância ($Z_{L_o} = R_{L_o} + j \cdot X_{L_o}$), o que não ocorre para uma corrente contínua, que será limitada apenas pela resistência dos condutores do indutor L_o e do primário de T_1 . Como estes elementos são construídos para terem baixas resistências ôhmicas (baixas perdas), resulta que a corrente devido a algum valor médio de tensão na saída do inversor tenderá a valores altos, provavelmente além da capacidade dos semicondutores.

A origem da tensão média na saída do inversor é de difícil estimação, possivelmente sendo gerada devido a assimetrias nos semicondutores, diferenças de tempos de comutação dos interruptores, entre outros.

Em conversores de alta frequência comumente se utiliza um capacitor para bloquear a componente contínua da corrente no primário do transformador. Tal prática é inviável em conversores de baixa frequência, pois, para que a queda de tensão nesse capacitor seja pequena, sua capacitância é proibitivamente alta.

Uma solução é monitorar a tensão no primário de T_1 verificando se a mesma tem ou não valor médio, caso tenha, gera-se uma tensão de compensação que será adicionada à tensão de controle do inversor com o objetivo de eliminar o valor médio original. Esta é uma forma indireta de eliminar o valor médio da corrente no primário, pois monitora-se a tensão e não a corrente, daí que os resultados obtidos podem não resolver o problema. Além do que, pode ser necessário usar um sensor de tensão isolado, aumentando os custos do sistema, e mais, a tensão média tipicamente é da ordem de milivolts ou de poucos volts, sendo facilmente confundida com ruídos, dificultando a detecção da mesma.

A melhor solução para o problema consiste em monitorar a corrente no primário do transformador e gerar um sinal de controle caso esta corrente tenha valor médio, também visando atuar no comando do inversor para que a tensão no primário não tenha valor médio, consequentemente anulando a corrente média.

Seja o diagrama de blocos de controle do conversor, mostrado na Fig. 5-10. A seguir será analisado o problema do valor médio em termos de controle.

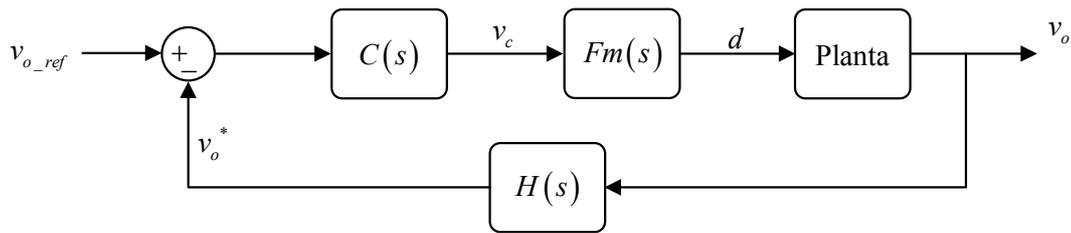


Fig. 5-10 - Diagrama de blocos de controle do conversor.

Pela Fig. 5-10, desde que a tensão de saída não possui valor médio pois a mesma é a soma da tensão da rede e da tensão de compensação (secundário de T_1), ambas sem valor médio, e como o sensor de tensão $H(s)$ tem apenas elementos resistivos, então a tensão amostrada ($v_o^*(t)$) também não possui valor médio. Portanto, em termos de controle, se a tensão de referência tiver valor médio, então o compensador, se possuir integradores, será levado à saturação. Isso ocorre porque o compensador de tensão tentará impor ou eliminar um valor médio em $v_o(t)$, o que é impossível no primeiro caso e inexistente no segundo.

Se os elementos após o compensador inserirem valor médio na tensão de controle, então o compensador será insensível a esta tensão média, pois a mesma não irá aparecer na saída. Portanto, se o valor médio aparecer no primário do transformador devido a assimetrias do circuito de potência ou no processo de modulação e comando dos interruptores do inversor, o compensador de tensão não conseguirá eliminá-lo. Agora, se a referência tiver valor médio, então o compensador irá saturar. Em ambos os casos o circuito irá funcionar de maneira indesejada.

No sistema de controle com referência e tensão de saída amostrada retificadas, não é possível somar a ação de compensação de valor médio na referência, restando então três possibilidades:

1. Somar a tensão de compensação de valor médio na tensão de controle – esta solução é mostrada na Fig. 5-11 e a mesma pode levar à instabilidade de controle, pois ambos os compensadores atuam de forma divergente, o que pode levar uma das ações de controle à saturação, no caso a do compensador de tensão, por ser mais rápido que o compensador de corrente.
2. Somar a tensão de compensação nas tensões triangulares – isso equivale a somar a tensão de valor médio após o modulador, bloco $Fm(s)$ na Fig. 5-11 e tem as mesmas implicações que a solução anterior.
3. Somar a tensão de compensação na tensão de saída amostrada – nesse caso a tensão de valor médio deve ser somada antes do retificador de precisão, pois do contrário não terá efeito. Esta solução também leva à instabilidade se a referência tiver algum valor médio, pois o compensador tentará impor este valor médio na tensão de saída, o que não é possível, causando a saturação da tensão de controle.

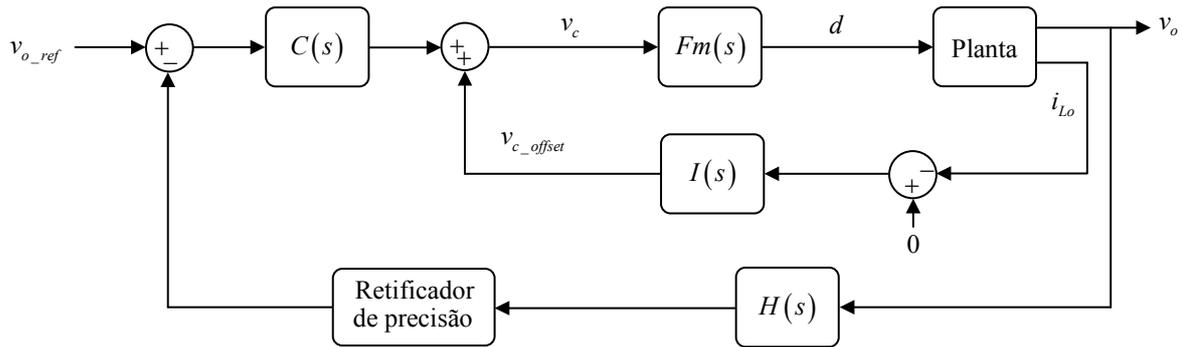


Fig. 5-11 – Diagrama de blocos de controle com compensador de valor médio.

Todas as opções citadas (1, 2 e 3) podem ter o problema de levar o sistema à instabilidade e funcionamento incorreto, não sendo robustas, principalmente durante transitórios para os quais a ação dos compensadores é exigida ao extremo.

A opção mais confiável e que efetivamente não iria incorrer em instabilidades seria usar a tensão de referência e a tensão amostrada senoidais, sem retificação. Nesse caso a tensão de compensação seria somada na tensão de referência. Como será discutido na seqüência, no item referente ao controle do conversor, é interessante que o compensador de tensão não necessite fazer a tensão de controle mudar de quadrante a cada semiciclo da tensão da rede. Para evitar isso é que se usam a tensão amostrada e a tensão de referência, ambas retificadas. Uma solução que permite conciliar as vantagens de somar a tensão de compensação de valor médio na referência e que o compensador opere num quadrante apenas, durante um semiciclo da tensão da rede, é mostrada na Fig. 5-12. Nesse caso são realizadas duas multiplicações pelo sinal da tensão da rede ($\text{sign}(v_i(t))$), tanto do erro entre a tensão amostrada e a referência como da tensão de compensação.

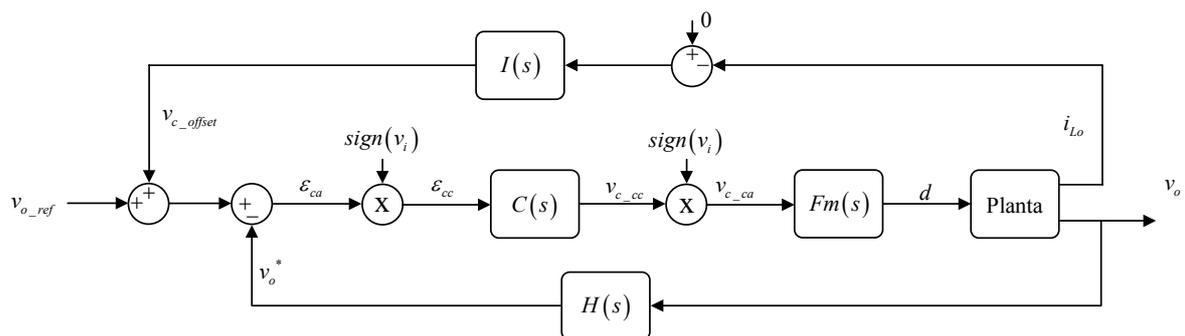


Fig. 5-12 – Diagrama de blocos de controle com compensador de valor médio na referência.

O circuito que monitora a corrente no indutor L_o tem por base um sensor de efeito Hall e tem por objetivo fornecer uma tensão contínua que será somada à tensão de controle, visando eliminar qualquer nível médio na corrente do indutor. O sensor de efeito Hall fornece um sinal de corrente que aplicado num resistor ($R_{64} = 1\text{k}\Omega$) origina uma tensão. Esta tensão é aplicada a um

circuito integrador/comparador com zero. Desta forma, se a corrente contiver valor médio, o integrador irá gerar uma tensão contínua na sua saída, visando compensar este nível médio. Se a corrente tiver valor médio positivo, a saída será um sinal negativo, e vice-versa. Em seguida, este sinal é somado à tensão de controle, provocando o surgimento de um nível médio de tensão na saída do inversor, que irá anular o valor médio inicial, o qual provocou o surgimento do nível médio na corrente do indutor.

O circuito do sensor de corrente do indutor L_o é mostrado na Fig. 5-13. Nota-se que é usado um foto acoplador para inibir o funcionamento do integrador durante a partida do sistema.

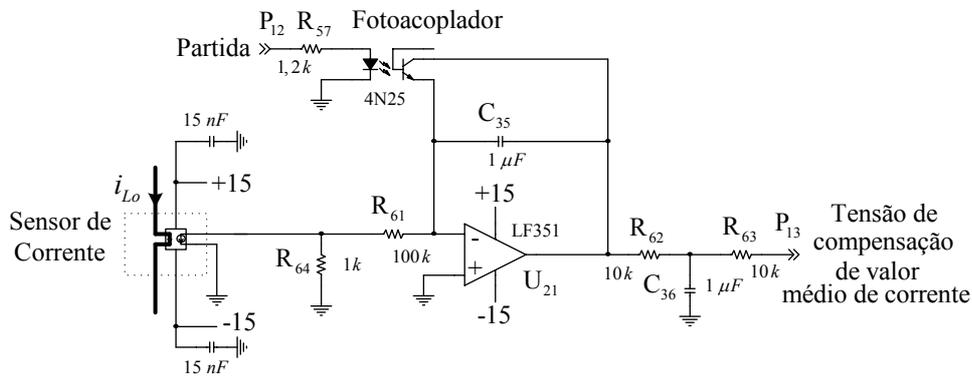


Fig. 5-13 - Circuito de compensação de valor médio de corrente.

O ganho do sensor de corrente é de 1:2000, sendo que as correntes de pico e máxima no indutor são dadas a seguir.

$$i_{o_pk} = 64,282 A \quad i_{o_nL_pk} = 136,364 A$$

As correntes originadas pelo sensor são:

$$i_{o_pk}^* = \frac{64,282}{2000} = 0,032 A \quad i_{o_nL_pk}^* = \frac{136,364}{2000} = 0,068 A$$

O resistor usado foi de $1k\Omega$ (R_{64}), portanto a tensão na entrada do integrador será:

$$v_{Lo_pk}^* = R_{64} \cdot i_{o_pk}^* = 32,141V$$

$$v_{Lo_nL_pk}^* = R_{64} \cdot i_{o_nL_pk}^* = 68,182V$$

Em ambas as situações a saída do sensor irá saturar em 15 V. Como o objetivo aqui é apenas detectar o valor médio presente na corrente do indutor, isso não acarreta problemas. Caso este mesmo sensor seja usado para proteção ou outras ações de controle, então convém ajustar o valor do resistor R_{64} para que não ocorra saturação.

A função de transferência do integrador e sua frequência de corte são dadas por:

$$G(s) = \frac{1}{s \cdot R_{61} \cdot C_{35}}$$

$$F_{c_offset} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{61} \cdot C_{35}}$$

Esta frequência deve ser baixa, para não interferir no funcionamento da malha de controle da tensão. Pode-se usar o critério de colocar “ F_{c_offset} ” uma década abaixo da frequência da rede, o que leva a:

$$C_{35} \geq \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot R_{61} \cdot F_r}$$

Adotando-se para R_{61} um valor de 100 k Ω , pode-se determinar que o capacitor deva ter um valor acima de 0,26 μ F. Usou-se então 1 μ F.

5.2.10 Compensador de tensão

A tensão de controle a ser comparada com as tensões triangulares para gerar os pulsos de comando é gerada pelo compensador de tensão. Este é um circuito formado por um comparador, que subtrai a tensão de saída amostrada da referência, gerando um sinal de erro. O sinal de erro é compensado por meio de uma rede resistiva/capacitiva. Estes elementos, juntamente com o amplificador operacional, formam um controlador do tipo PID, ou seja, proporcional-integral-derivativo.

O circuito do compensador de tensão é mostrado na Fig. 5-14.

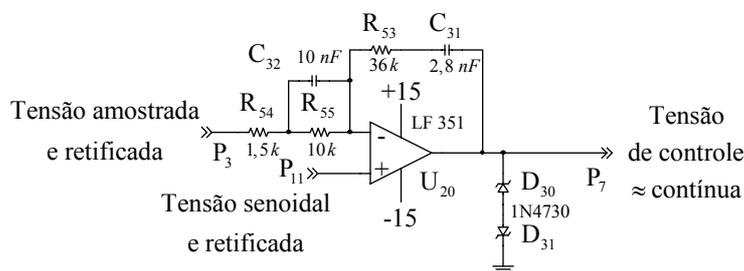


Fig. 5-14 – Compensador de tensão.

O projeto do compensador será realizado considerando que o conversor opera com entrada em tensão, ou seja, que não existe impedância de linha, da mesma forma que não é usado filtro de entrada. Após determinar os componentes deste compensador, pode-se usar um *software* de cálculo numérico para fazer um refinamento no projeto e verificar a estabilidade do sistema para a planta com impedância de linha e filtro de entrada.

Um compensador do tipo proporcional-integral-derivativo (PID) pode ser projetado utilizando-se os seguintes passos:

1. Posicionar a frequência de cruzamento oito vezes abaixo da frequência de comutação:

$$F_c = \frac{F_s}{8} = 2,5 \text{ kHz}$$

2. Determinar o ganho do conversor na frequência de cruzamento:

$$G(2 \cdot \pi \cdot F_c) = \frac{v_{i_pk} \cdot R_o \cdot N_1}{(2 \cdot \pi \cdot F_c)^2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot R_o + (2 \cdot \pi \cdot F_c) \cdot L_o + R_o \cdot N_1^2} = -13,667 \text{ dB}$$

3. Posicionar os zeros do controlador na frequência de ressonância do filtro de saída do conversor:

$$F_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_o \cdot \frac{C_o}{N_1^2}}} = 1,779 \text{ kHz}$$

$$F_{z1} = F_{z2} = F_o = 1,779 \text{ kHz}$$

4. Posicionar o primeiro pólo do controlador na origem:

$$F_{p1} = 0$$

5. Posicionar o segundo pólo do controlador inicialmente numa frequência nove vezes maior que a frequência de ressonância:

$$F_{p2} = 9 \cdot F_o$$

6. Determinar o ganho H_2 do controlador, necessário para que na frequência de cruzamento o ganho resultante seja zero:

$$|G(2 \cdot \pi \cdot F_c)| = -|C(2 \cdot \pi \cdot F_c)|$$

$$H_2 = -|G(2 \cdot \pi \cdot F_c)| + 20 \cdot \log\left(\frac{F_{p2}}{F_c}\right) = 29,765 \text{ dB}$$

$$A_2 = 10^{\frac{H_2}{20}} = 30,779$$

7. Determinar o ganho H_1 do controlador:

$$H_1 = H_2 - 20 \cdot \log\left(\frac{F_{p2}}{F_o}\right) = 10,68 \text{ dB}$$

$$A_1 = 10^{\frac{H_1}{20}} = 3,42$$

8. Determinar os componentes do compensador:

- Atribuir um valor comercial para C_{32} :

$$C_{32} = 10 \text{ nF}$$

- Determinar o restante dos componentes:

$$R_{55} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_{z1} \cdot C_{32}} \approx 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_{54} = R_{55} \cdot \frac{A_1}{A_2 - A_1} \approx 1,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_{53} = R_{54} \cdot A_2 \approx 36 \text{ k}\Omega$$

$$C_{31} = C_{32} \cdot \frac{R_{55}}{R_{53}} \approx 2,8 \text{ nF}$$

9. Verificar a margem de fase do sistema:

$$MF = 180^\circ + \left| G(2 \cdot \pi \cdot F_c) \right| + \left| C(2 \cdot \pi \cdot F_c) \right| = 27,826^\circ$$

- Caso a margem de fase esteja fora do intervalo $0^\circ < MF < 180^\circ$ deve-se voltar ao item 5, escolhendo outra frequência para F_{p2} e refazer o projeto.

Os diagramas de Bode de módulo e de fase da função de transferência de laço aberto do conversor ideal, isto é, sem impedância de linha e sem filtro de entrada são mostrados Fig. 5-15. Nesta mesma figura mostra-se esta função de transferência para o conversor com impedância de linha e filtro na entrada. Pode-se notar que a margem de fase do último é menor do que do primeiro. Determinou-se que a margem de fase do primeiro é de $29,8^\circ$ e do segundo de $14,4^\circ$ e ambas as frequências de cruzamento são aproximadamente 2,8 kHz.

A estabilidade do sistema pode ser comprovada pela Fig. 5-16 na qual se tem as respostas dos dois conversores (ideal e real com filtro) para um degrau de 100%. Naturalmente a resposta do sistema com filtro e impedância de linha é mais oscilatória do que do conversor ideal, pois a margem de fase é menor, conforme foi descrito acima.

Para alterar a resposta do sistema pode-se alterar o valor dos resistores R_{53} e R_{54} . Aumentando R_{54} deixa-se o sistema mais lento, já em relação a R_{53} , deve-se diminuir seu valor para deixar o sistema mais lento. Também se pode alterar o valor do capacitor C_{31} . Aumentando o valor deste capacitor o sistema ficará mais lento e menos oscilatório.

Os diodos zener (D_{30} e D_{31}) servem para limitar a máxima razão cíclica, impedindo que algum interruptor do inversor permaneça conduzindo por muito tempo.

No ponto denominado de T_{p9} , visto na Fig. 5-19, pode-se monitorar a tensão de controle gerada pelo compensador de tensão, que é positiva, caso a tensão de entrada esteja abaixo da saída desejada, e negativa se a entrada estiver acima da referência. O circuito implementado permite que o compensador opere num quadrante no período da rede, conforme será descrito no próximo item.

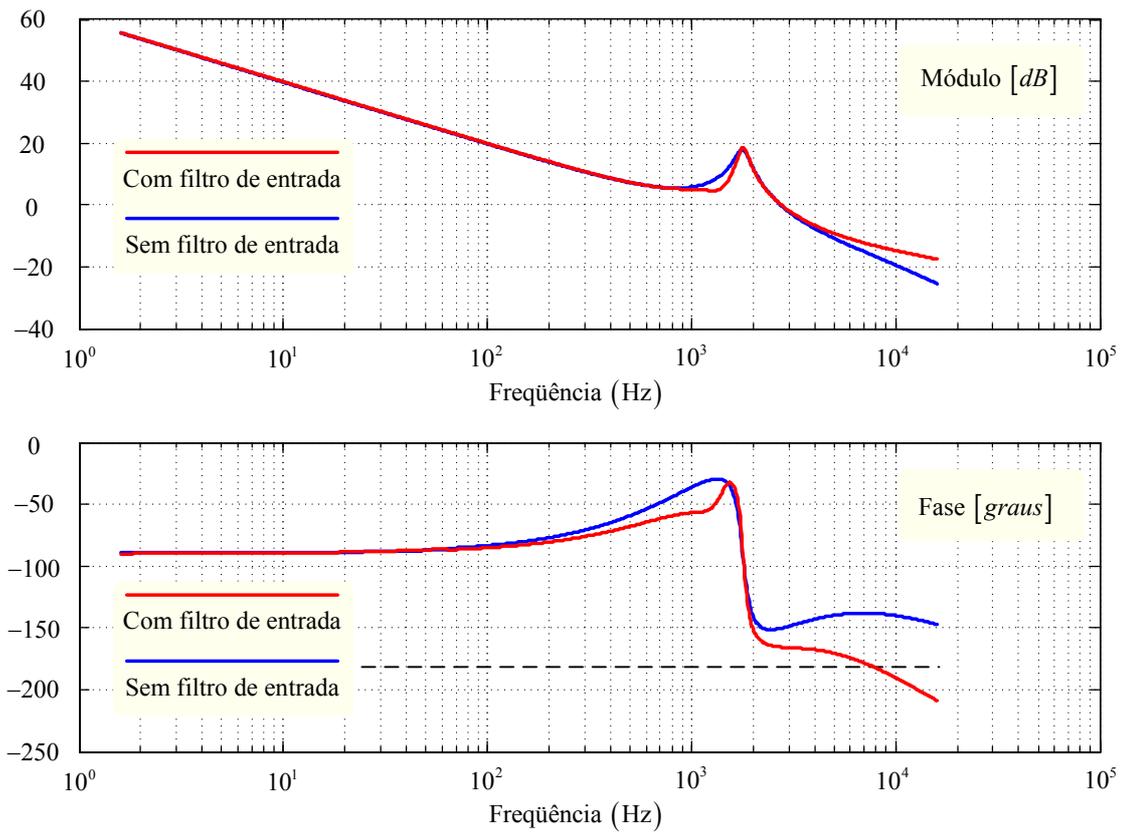


Fig. 5-15 - Diagramas de Bode da função de transferência de laço aberto do conversor.

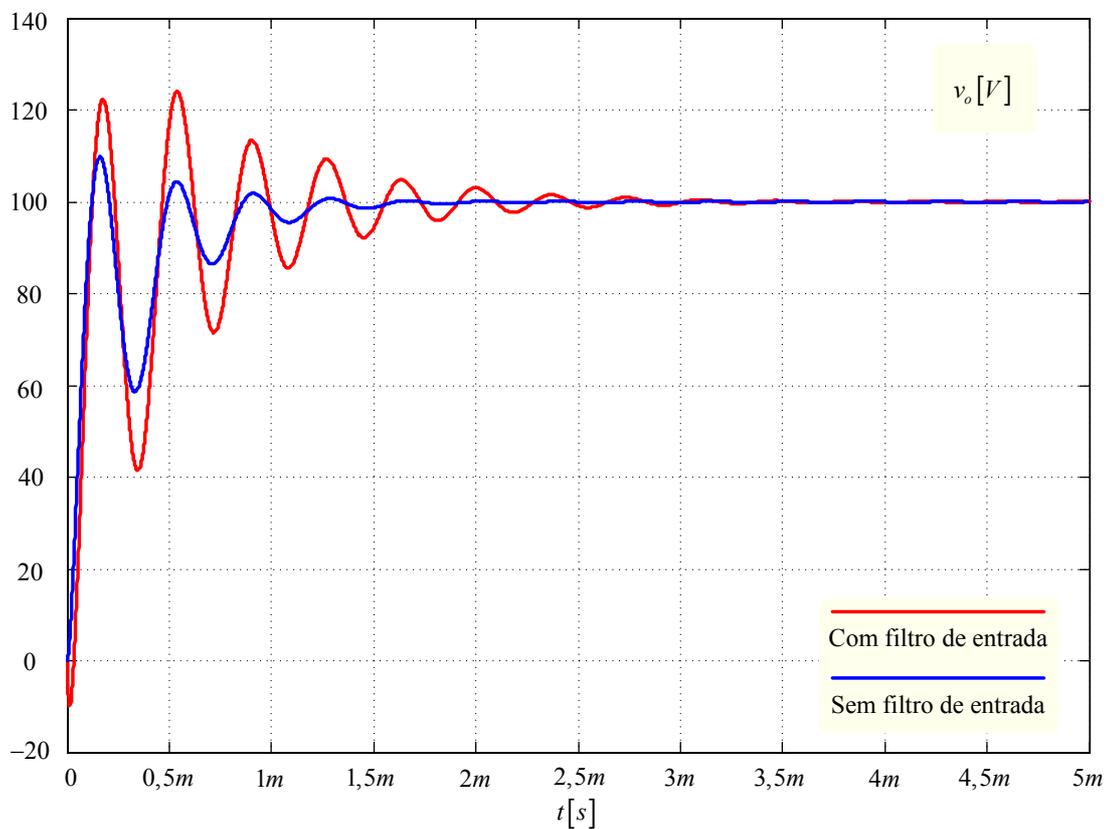


Fig. 5-16 - Resposta ao degrau da função de transferência de malha fechada do conversor.

5.2.11 Lógica de geração da tensão de controle

O condicionador de tensão alternada, por possuir um estágio intermediário de tensão retificada, necessita que sua tensão de controle seja diferente no semiciclo positivo em relação ao negativo, conforme foi mostrado no capítulo referente à modulação *PWM* retangular. Se a tensão de referência for senoidal, da mesma forma que a tensão amostrada da saída, então o compensador de tensão deverá gerar uma tensão de controle que é maior que zero no semiciclo positivo da rede, e menor que zero no semiciclo negativo, se for desejado que a tensão de compensação ($v_{ds}(t)$) seja maior que zero. Daí nota-se que em toda passagem por zero da tensão da rede o compensador fará a tensão de controle mudar de quadrante. Se o compensador for lento, essa mudança será lenta, podendo provocar distorção na tensão de saída do inversor. Para solucionar esse problema pode-se usar tensões de referência e amostrada da saída retificadas, gerando um sinal de controle contínuo que deve ser multiplicado pelo sinal ($sign(v_i(t))$) da tensão de entrada, originando assim a tensão de controle correta para a comparação com as triangulares, no processo de modulação *PWM*.

Na Fig. 5-17 mostram-se as formas de onda para as duas formas de implementar o circuito de controle do conversor. Fica explícito que essas formas de onda são ideais, e conforme dito, se o compensador for lento, a transição na passagem por zero não será instantânea no sistema com referência senoidal. Já no sistema com referência senoidal retificada a transição será instantânea, pois a tensão $v_c(t)$ da Fig. 5-17 será multiplicada por um sinal retangular no tempo, sincronizado com a tensão da rede.

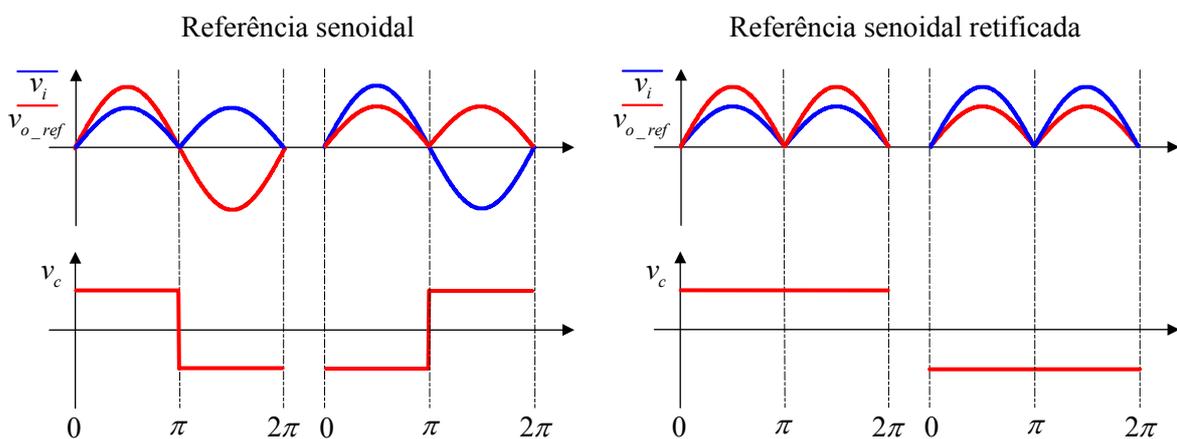


Fig. 5-17 - Formas de onda para o controle do conversor.

O diagrama de blocos de controle do conversor com a implementação do controle com referência retificada é mostrado na Fig. 5-18. O sinal $sign(v_i(t))$ pode ser originado a partir de um circuito multiplexador/demultiplexador usando em suas entradas os sinais gerados no comando do retificador (interruptores S_1 a S_4), pois os mesmos correspondem a polaridade e estão sincronizados

com a tensão da rede.

Conforme foi explanado no item referente ao valor médio de corrente no primário do transformador, o controle com referência retificada pode trazer problemas de saturação dos compensadores de tensão ou corrente. Em sendo assim, foi apresentada uma solução mostrada na Fig. 5-12, que usa duas multiplicações pelo sinal da tensão de entrada. Isso pode ser realizado com outro multiplexador/demultiplexador, no entanto, a tensão de erro deverá ser gerada separadamente do compensador de tensão.

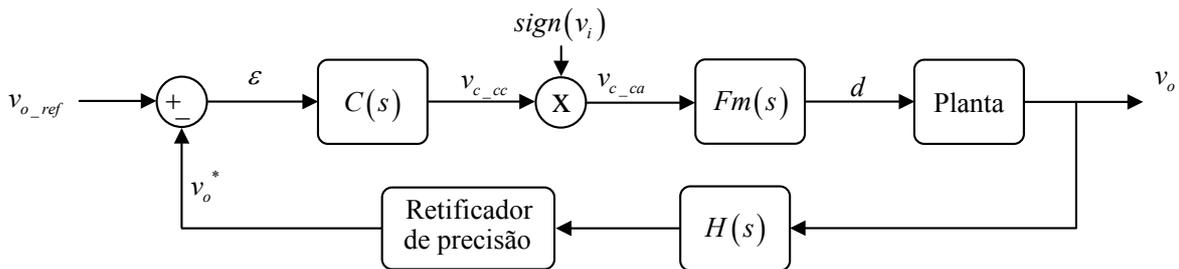


Fig. 5-18 - Sistema de controle com referência retificada.

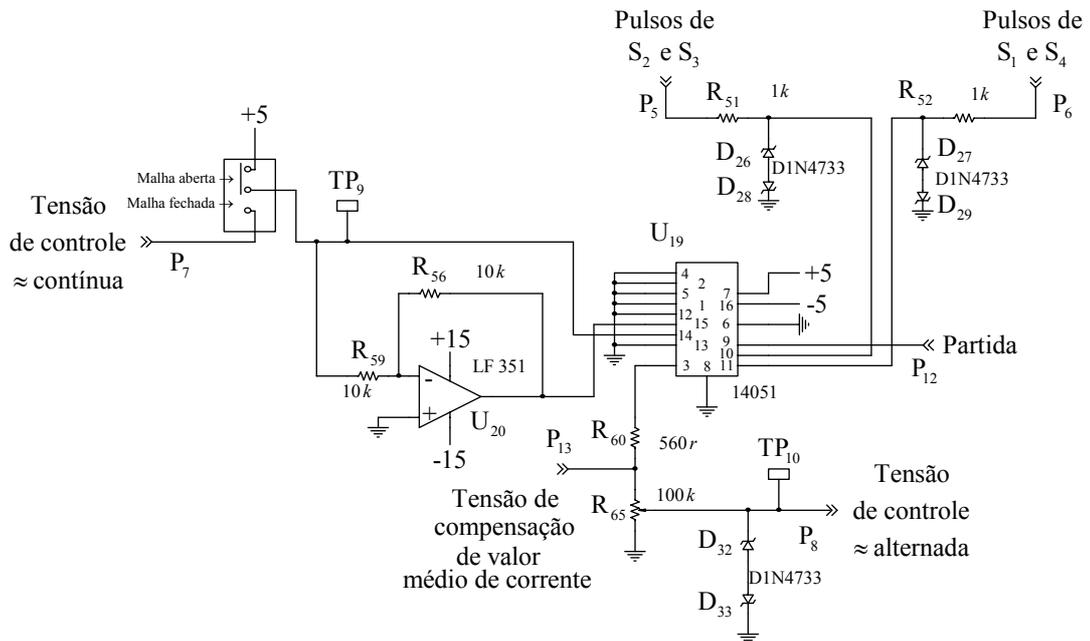


Fig. 5-19 - Circuito para geração da tensão de controle.

O circuito implementado para gerar a tensão de controle a partir da tensão de saída do compensador é mostrado na Fig. 5-19.

Basicamente o circuito mostrado na Fig. 5-19 é formado por um inversor e um multiplexador. A partir dos sinais de comando dos interruptores do retificador (S_1/S_4 e S_2/S_3) sabe-se em qual semiciclo a tensão da rede está, e desta forma, pode-se determinar se a tensão de

controle deve ser invertida ou não. Em outras palavras, se o pulso de comando para S_1/S_4 estiver alto, significa que a tensão da rede está no semiciclo positivo, então a tensão de controle não precisa ser invertida. Se o pulso de comando para S_2/S_3 estiver alto, então é selecionada a entrada do multiplexador que recebe a tensão de controle invertida.

5.3 Foto do protótipo de laboratório

No item anterior foram projetados o circuito de potência e comando e controle de um condicionador de tensão alternada. A partir deste projeto implementou-se em laboratório um protótipo²⁴ de 10 kVA com a finalidade de comprovar experimentalmente o estudo teórico realizado nos capítulos precedentes, o qual é mostrado na Fig. 5-20.

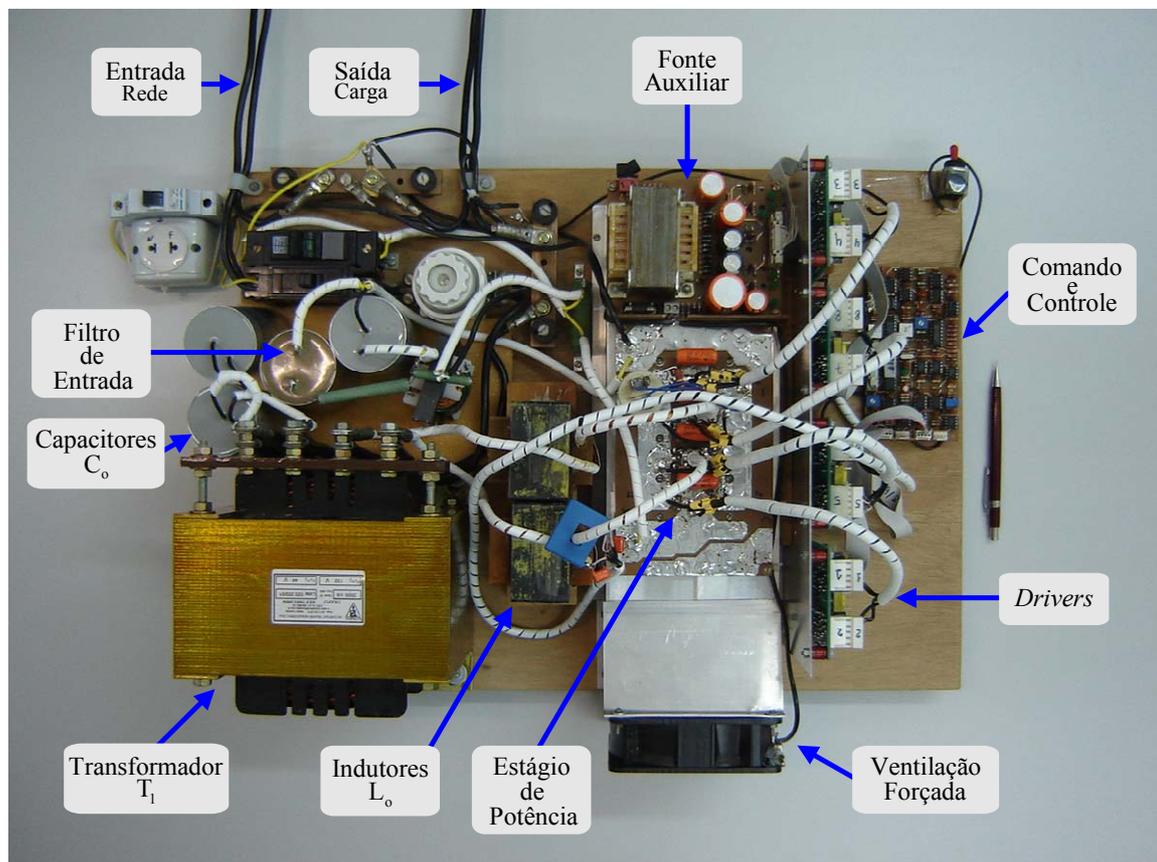


Fig. 5-20 – Foto do protótipo de laboratório.

²⁴ Conforme a definição (retirada do Dicionário Aurélio da Língua Portuguesa – Século XXI – Versão Eletrônica), protótipo é um “produto fabricado individualmente ou produzido de modo artesanal, e segundo as especificações de um projeto para fabricação em série, com o propósito de servir de teste antes da fabricação em escala industrial, ou da comercialização”.

5.4 Resultados experimentais

A partir da implementação em laboratório do estabilizador projetado realizaram-se diversos ensaios e os resultados são apresentados a seguir. São mostradas as formas de onda das principais grandezas do estágio de potência e do circuito de comando e controle, sob diferentes condições de operação do estabilizador, quer sejam: funcionamento em malha aberta e malha fechada, variação na tensão de entrada, variação de carga, carga total linear e não-linear e funcionamento com tensão de entrada distorcida, análise harmônica, teste de filtros de entrada, entre outros.

Em alguns casos são também mostrados resultados de simulação e teóricos, para confrontar o funcionamento do sistema ideal versus real, com o objetivo de comprovar as análises realizadas nos capítulos precedentes.

Os resultados experimentais foram obtidos com aquisições feitas com osciloscópios com taxa de amostragem de dez mil pontos por tela. Posteriormente esses dados foram tratados usando os *softwares* de cálculo numérico e processamento de imagens. Nas figuras mostradas a seguir, a escala do tempo não está sincronizada com as variáveis mostradas, mas apenas com o início e final da tabela de pontos adquirida com osciloscópio.

5.4.1 Teste dos filtros de entrada

Com o objetivo de verificar o comportamento do conversor com os filtros analisados no Anexo IV e projetados em item precedente neste capítulo, foram feitos ensaios do sistema com um degrau de 60% na razão cíclica.

Nas Fig. 5-21 mostram-se as formas de onda da tensão de saída para os diversos ensaios realizados. Nota-se perfeitamente a presença do afundamento na tensão de saída do conversor sem filtro de entrada, caracterizando o zero na função de transferência $G(s)$ do sistema, confirmando assim a análise realizada no capítulo referente ao controle do conversor.

Os melhores resultados, em termos de amortecimento e sobretensão, são conseguidos com o filtro misto, comprovando a hipótese de que este filtro teria melhor desempenho do que o filtro série ou o filtro paralelo individualmente. Verifica-se também que o efeito do zero é bastante atenuado com a presença do filtro de entrada.

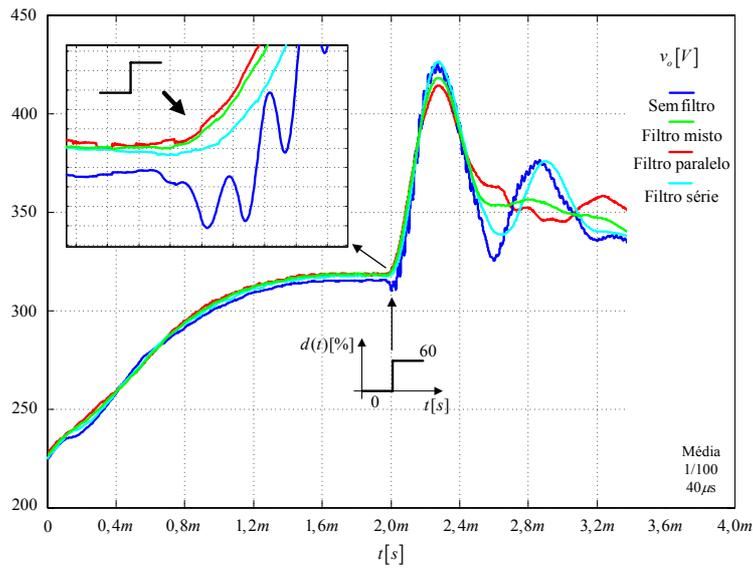


Fig. 5-21 – Tensão de saída para degrau em $d(t)$ em malha aberta.

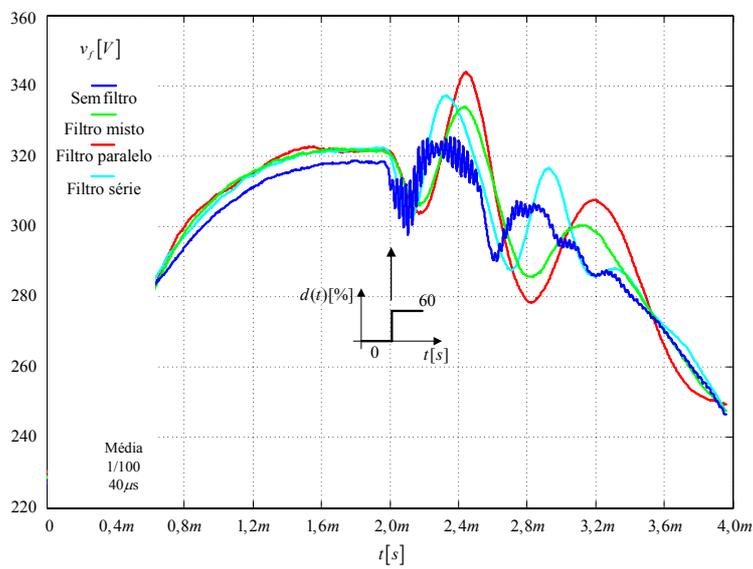


Fig. 5-22 – Tensão na entrada do retificador.

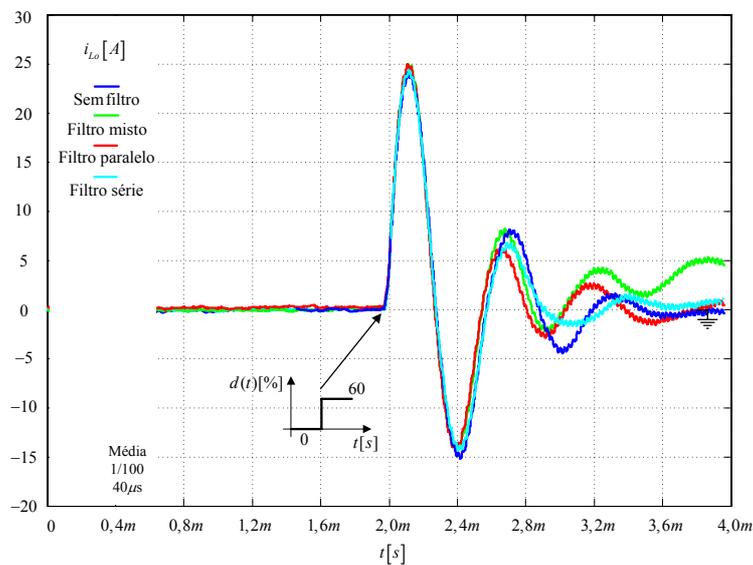


Fig. 5-23 – Corrente no indutor de filtro.

As formas de onda da tensão na entrada do retificador ($v_f(t)$) são mostradas na Fig. 5-22. O sistema sem filtro tem uma tensão de má qualidade, com bastante oscilação em alta frequência, o que não ocorre com o uso de filtro de entrada. Devido ao baixo amortecimento do sistema, a tensão na saída do filtro é bastante oscilatória, na frequência de ressonância do mesmo. Para esta variável o filtro paralelo tem desempenho inferior aos outros dois, os quais não diferem muito entre si.

As respostas da corrente no indutor para o degrau na razão cíclica são mostradas na Fig. 5-23. É interessante notar que mesmo sem filtro, a corrente cresce imediatamente após o degrau, mostrando que não se tem o efeito de zeros na função de transferência da corrente no indutor pela razão cíclica, pelo menos acentuadamente.

As figuras citadas foram obtidas com o sistema conectado à rede de energia elétrica. Para comprovar o desempenho do conversor com os filtros de entrada foram realizados ensaios usando uma fonte de tensão senoidal de alta qualidade, com impedância programável na saída. Esses ensaios consistiram das combinações mostradas na Tabela 4.

O menor valor de indutância permitido pela fonte é aproximadamente 50 μH . Para obter as outras impedâncias foram adicionados indutores externos com indutância e resistência conhecidas. O degrau na razão cíclica foi de 20%. Os resultados são mostrados na Fig. 5-24.

Tabela 4 - Combinações de impedâncias de linha.

Combinação	Filtro	R_i [Ω]	L_i [μH]
1	Sim	0	≈ 50
2	Não	0	≈ 50
3	Não	0,137	$321 + \approx 50$
4	Não	0,118	$65,8 + \approx 50$
5	Sim	0,137	$321 + \approx 50$
6	Sim	0,118	$65,8 + \approx 50$

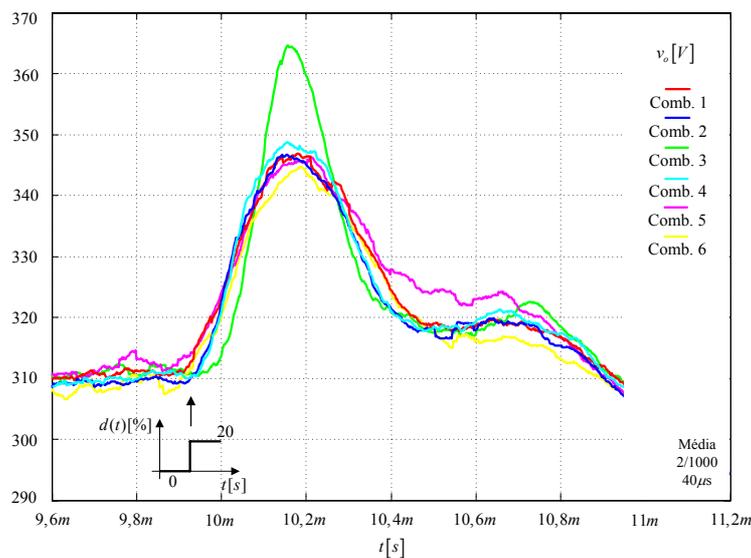


Fig. 5-24 – Tensão de saída para diferentes impedâncias de linha.

Em algumas curvas é realizada uma média numérica para eliminar os ruídos presentes nas formas de ondas adquiridas no osciloscópio. Sempre que for realizada uma média, será indicada nas figuras a quantidade de pontos e o tempo entre dois pontos consecutivos. Por exemplo, na Fig. 5-24, foi feita uma média de 20/10000 pontos, correspondendo a 40 μ s entre um ponto e outro.

É perceptível pela Fig. 5-24 que a resposta para todas as combinações é bastante parecida, com exceção da terceira, que corresponde a uma indutância de linha grande e sem filtro na entrada do sistema. Novamente se confirma que o filtro, o misto nesse caso, torna o desempenho do sistema muito bom, caso esteja operando numa fonte de energia com impedância de linha.

Visando comprovar a veracidade da função de transferência $G(s)$ obtida analiticamente, foram traçadas curvas comparativas do sistema operando com impedância de linha conforme as combinações 3 e 5 da Tabela 4. A simulação realizada no *software* de simulação de circuitos eletrônicos pode ser com componentes ideais ou com interruptores reais (IRGPC50S) e uma resistência de 0,4 Ω no primário de T_1 .

As curvas da tensão de saída do conversor operando sem filtro de entrada são mostradas na Fig. 5-25 e com filtro de entrada na Fig. 5-26. A partir dessas curvas pode-se verificar que:

- O modelo teórico e a simulação do conversor com componentes ideais condizem, visto que na modelagem foi considerado que o sistema era ideal;
- As oscilações na tensão de saída para o conversor ideal ou do modelo teórico são muito maiores comparadas com as da simulação com componentes reais ou do conversor na prática, sendo que a diferença reside no amortecimento dos diferentes conversores;
- As curvas da simulação real e do resultado experimental são bastante parecidas, validando os resultados de simulação e teóricos obtidos.

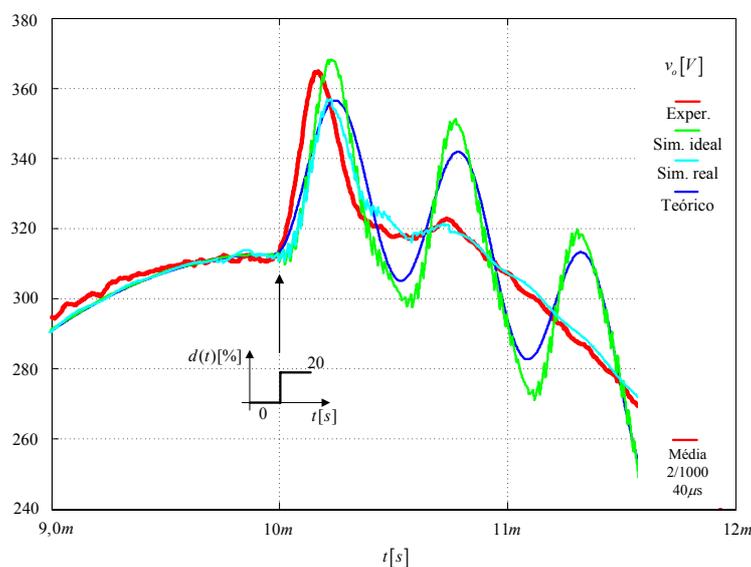


Fig. 5-25 – Tensão de saída do sistema sem filtro de entrada.

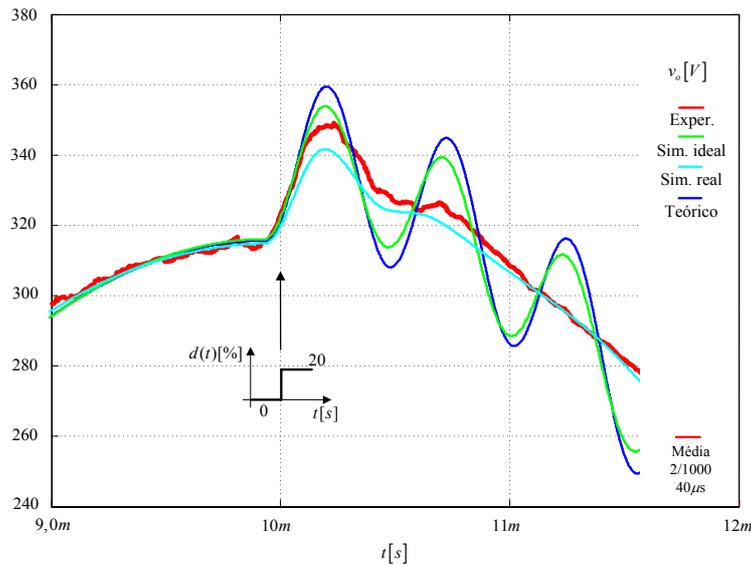


Fig. 5-26 – Tensão de saída do sistema com filtro de entrada.

Pelos resultados obtidos é possível concluir que os modelos obtidos analiticamente condizem com os resultados obtidos via simulação ou experimentais. Apesar das simplificações e considerações realizadas na modelagem, para fins de projeto de controladores e análise de diferentes estratégias de controle, podem-se usar os modelos obtidos pela técnica de modelagem sugerida para sistemas com filtros de entrada.

5.4.2 Verificação da estabilidade do sistema

Comprovar a estabilidade de um conversor, experimentalmente é, além de difícil, perigoso, especialmente para o protótipo implementado, pois o mesmo não dispõe de proteções de sobrecorrente e sobretensão. Com o conversor conectado à rede de energia elétrica essa tarefa se torna ainda mais complicada, devido à incerteza a respeito da impedância de linha. Já com uma fonte de tensão alternada e impedância de linha bem conhecida, é possível mostrar que o conversor funciona bem sem filtro de entrada, mas com um compensador lento.

Os detalhes do compensador não serão mostrados, pois este teste não é rigoroso, apenas um indicativo das diferenças na tensão de controle para o conversor operando com controlador lento ou rápido. Nas figuras, a combinação 1 equivale à combinação 4 da Tabela 4 ($R_i = 0,118 \Omega$ e $L_i = 115,8 \mu\text{H}$), enquanto a combinação 2 equivale à 3 da Tabela 4 ($R_i = 0,137 \Omega$ e $L_i = 371 \mu\text{H}$).

Na Fig. 5-27 mostram-se as formas de onda da tensão de saída para os ensaios realizados. Observa-se que os resultados são bastante parecidos para as diferentes impedâncias de linha. Em contrapartida, as diferenças são nítidas usando compensador lento ou rápido. Inicialmente verifica-se que na passagem por zero a tensão de controle para o sistema de controle lento não tem oscilações, o que ocorre para o sistema com controle rápido. Da mesma forma, nas proximidades da tensão de pico a tensão de controle também apresenta oscilações, mostrando uma possível

instabilidade. Veja-se que nas proximidades da passagem por zero, o sistema opera com pouca energia, e naturalmente as oscilações são amortecidas. Mesmo assim, as oscilações na passagem por zero são potenciais causadores de comandos indevidos nos interruptores, pois podem ocorrer erros no processo de modulação *PWM*, gerando sinais de comando aleatórios, o que poderia causar altas derivadas de corrente no indutor e nos semicondutores.

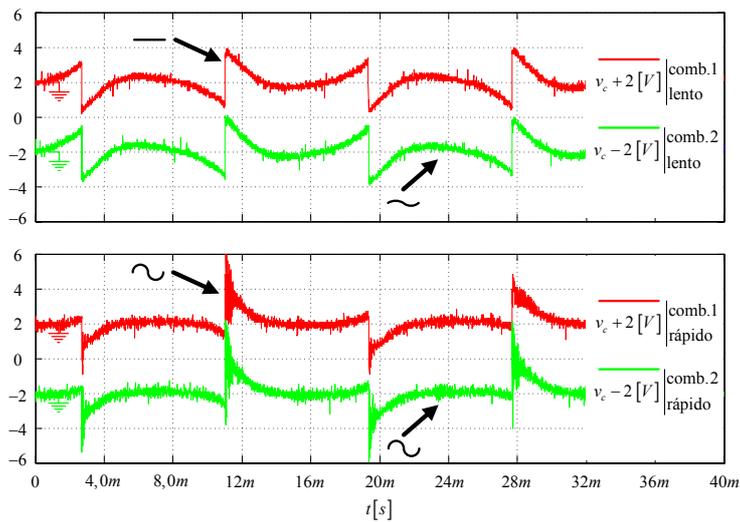


Fig. 5-27 – Tensão de controle com compensador lento e rápido.

5.4.3 Comando e controle

A partir do sinal de sincronismo obtido de uma amostra da tensão da rede são gerados os sinais de comando dos interruptores do retificador (S_1 a S_4) como mostrado na Fig. 5-28. Nota-se que durante o semiciclo positivo da tensão de entrada, conduzem os interruptores S_1 e S_4 e, durante o semiciclo negativo, os interruptores S_2 e S_3 .

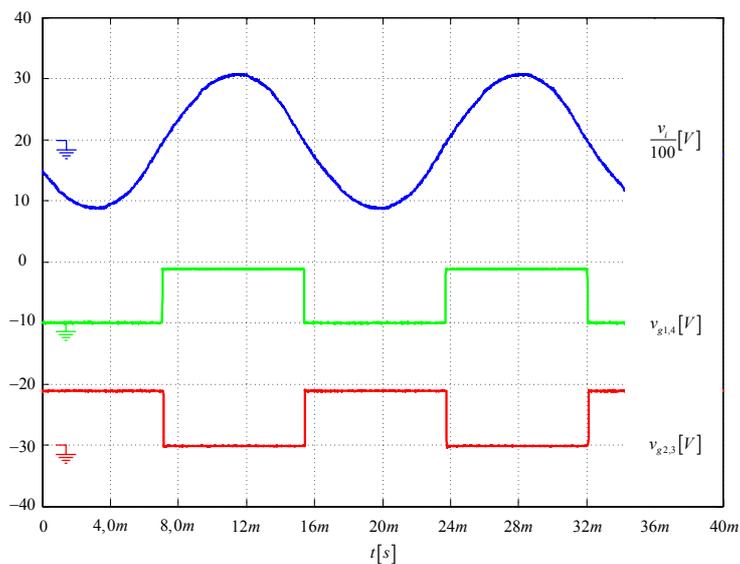


Fig. 5-28 – Tensões de comando dos interruptores do retificador.

As tensões de sincronismo e de referência são mostradas na Fig. 5-29. Verifica-se que a referência está perfeitamente sincronizada com a tensão amostrada da rede de energia elétrica.

Na Fig. 5-30 mostram-se o sinal de sincronismo e as tensões de controle, antes e depois da multiplicação pelo sinal da tensão de entrada ($sign(v_i(t))$). Antes da multiplicação a tensão de controle é contínua, e depois alternada retangular. Essas tensões são para operação em malha aberta.

As tensões de comando do inversor são mostradas na Fig. 5-31. Nesta figura têm-se as tensões triangulares e a tensão de controle, que por comparação originam as tensões de comando para modulação a três níveis.

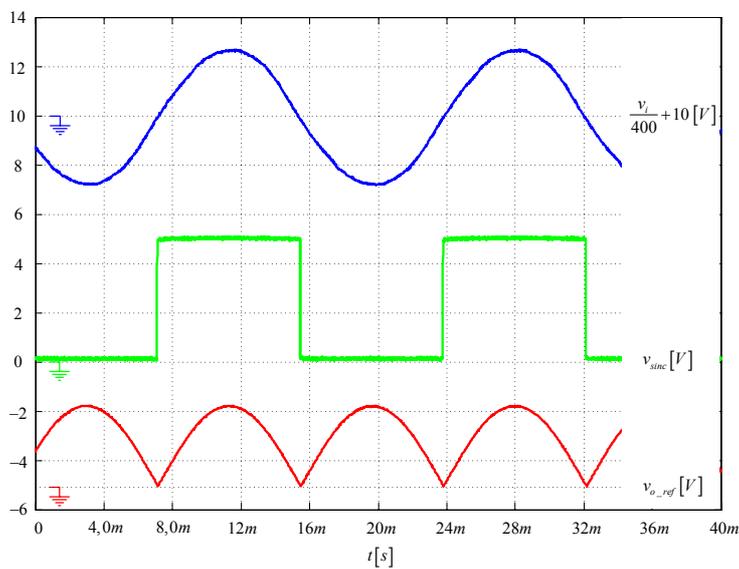


Fig. 5-29 – Tensões de sincronismo e de referência.

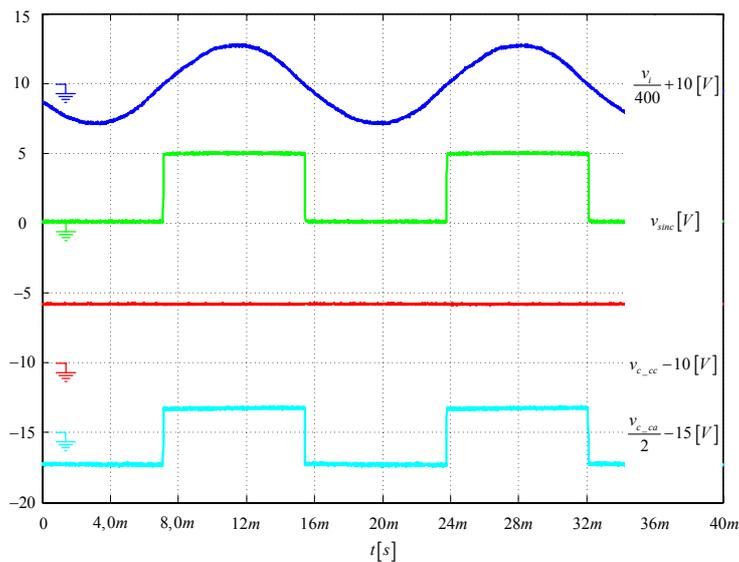


Fig. 5-30 – Tensões de sincronismo e de controle.

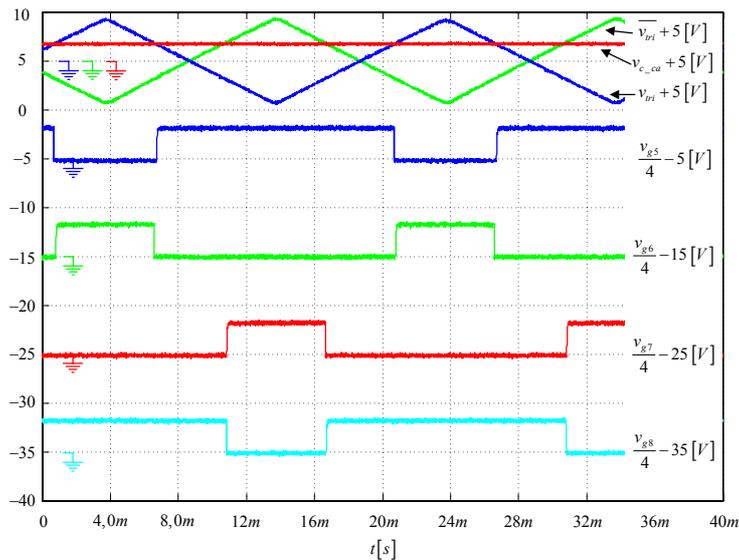


Fig. 5-31 – Tensões de comando dos interruptores do inversor.

As tensões obtidas experimentalmente, para a implementação da malha de corrente de compensação de corrente média no primário do transformador, do circuito da Fig. 5-11, são mostradas na Fig. 5-32. Nota-se que a tensão de compensação de valor médio (*offset*) tem amplitude bastante pequena frente à tensão de controle originada pelo compensador de tensão da saída. Se não for assim, a tensão de controle será distorcida pela malha de corrente, alterando a forma desejada na tensão de saída do conversor.

Conforme foi discutido no item referente ao valor médio de corrente no primário do transformador T_1 , caso a referência tenha valor médio, a implementação da Fig. 5-11 não conseguirá eliminá-lo. Já a implementação de compensação de valor médio mostrado na Fig. 5-12 permite eliminar valores médios presentes na referência, como é mostrado na Fig. 5-33, para uma simulação com 0,1 V de valor médio na referência.

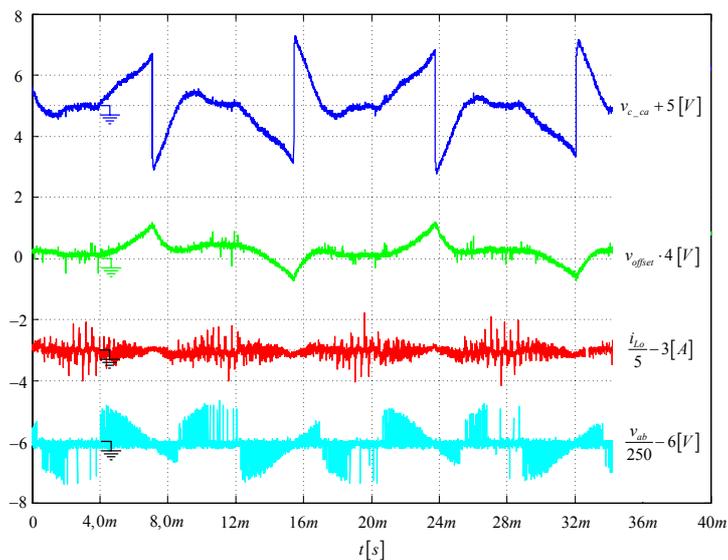


Fig. 5-32 – Principais grandezas para operação com malha de compensação de valor médio de corrente.

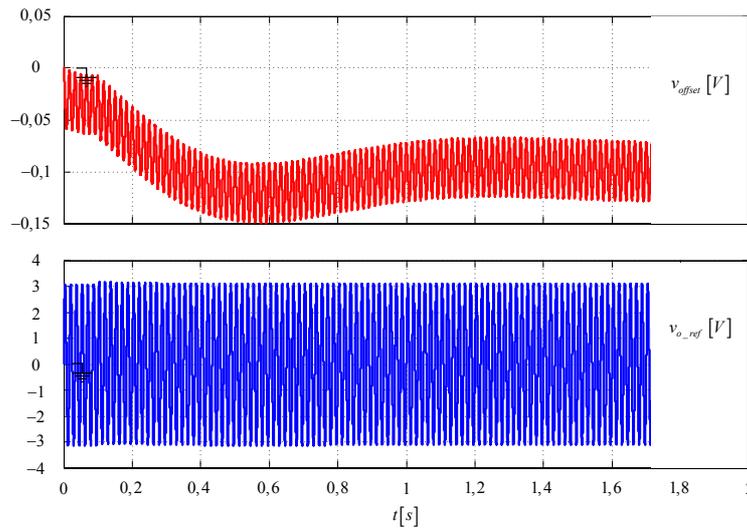


Fig. 5-33 – Tensão de compensação de offset e tensão de referência – resultado de simulação.

5.4.4 Ganho estático

Para comprovar a expressão do ganho estático obtida no capítulo da análise teórica do conversor foram realizados ensaios em malha aberta, ajustando-se a razão cíclica para obter a tensão de saída desejada conforme uma determinada tensão de entrada.

Se a tensão de entrada for igual à tensão desejada na saída, então a razão cíclica poderá ser nula, da mesma forma que a tensão de compensação ($v_{ds}(t)$). Em sendo a tensão de entrada menor que a saída desejada, conforme mostrado na Fig. 5-34, então o conversor deverá adicionar tensão, aumentando a tensão de saída.

Para tensão de entrada maior que a tensão de saída, a razão cíclica deve ser tal que o inversor forneça em sua saída uma tensão em oposição à tensão de entrada, como é mostrado na Fig. 5-35.

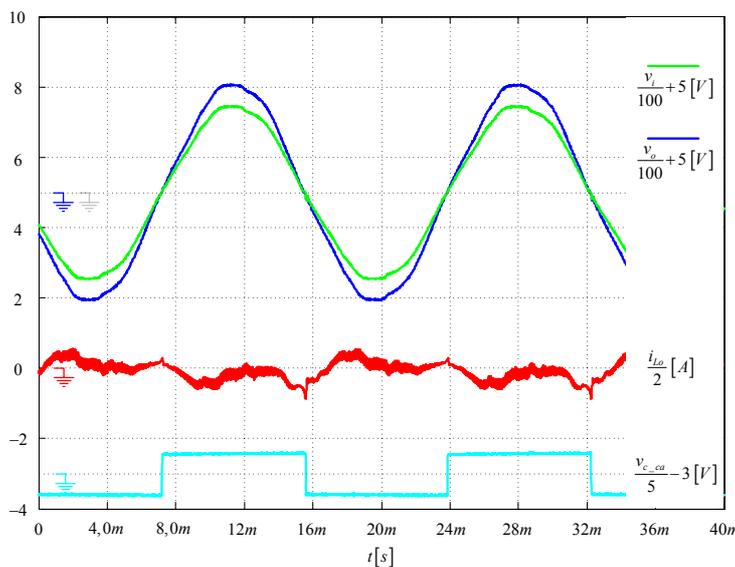


Fig. 5-34 – Principais formas de onda para operação com tensão de entrada menor que a saída desejada.

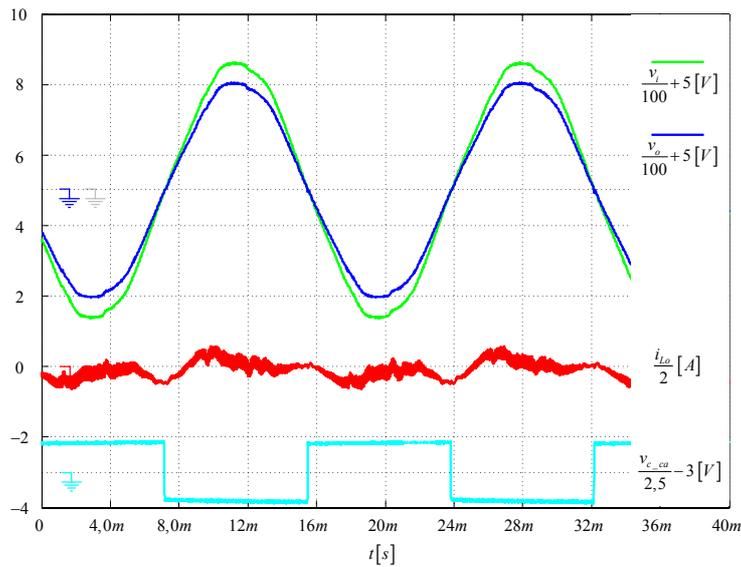


Fig. 5-35 – Principais formas de onda para operação com tensão de entrada maior que a saída desejada.

Na tabela Tabela 5 tem-se os valores de tensão de entrada e saída, razão cíclica e tensão de controle para as figuras citadas anteriormente. Apesar de não ser possível identificar pelas figuras a amplitude correta da tensão de controle, nota-se que os valores condizem aproximadamente com os calculados teoricamente.

Tabela 5 - Ganho estático.

$v_{i \text{ rms}}$ [V]	$v_{o \text{ rms}}$ [V]	d	v_c [V]	Fig.
177,0	220,2	0,732	-2,38	Fig. 5-34
260,7	219,3	-0,476	3,66	Fig. 5-35

5.4.5 Ondulação de corrente e tensão

O filtro de saída do inversor formado pelo capacitor C_o e pelo indutor de filtro L_o , do qual a indutância de dispersão do transformador faz parte, é dimensionado em função das derivadas de corrente da carga não-linear e da ondulação de tensão e corrente desejadas.

Na Fig. 5-36 são mostradas as formas de onda da tensão de entrada e saída, tensão de saída do retificador ($v_{ret}(t)$), tensão de saída do inversor ($v_{ab}(t)$) e corrente no indutor L_o . Nota-se que a tensão de saída do inversor tem três níveis e que a tensão de saída do retificador é idêntica a da rede, apenas retificada. O detalhe destas formas de onda é mostrado nas Fig. 5-37 e Fig. 5-38, onde se nota perfeitamente a ondulação de corrente no indutor L_o , e a ondulação de tensão na saída e na entrada do conversor.

A ondulação na tensão de entrada é originada pela queda de tensão na impedância de linha, provocada pela corrente não filtrada do retificador, caso o conversor não utilize filtro na entrada. Se o conversor tiver filtro de entrada, a queda de tensão em alta frequência na impedância de linha será bastante atenuada, o que é refletido para a tensão de saída do conversor. Isso pode ser verificado pela Fig. 5-39.

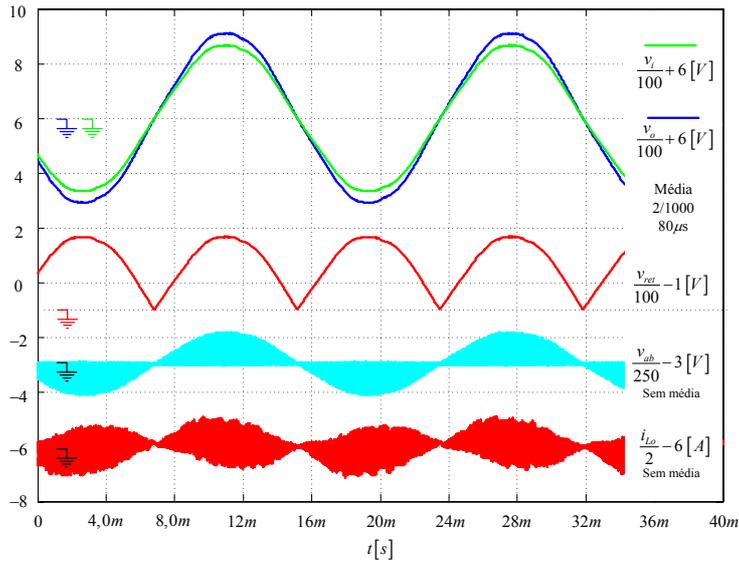


Fig. 5-36 – Principais formas de onda para identificar a ondulação de corrente e tensão.

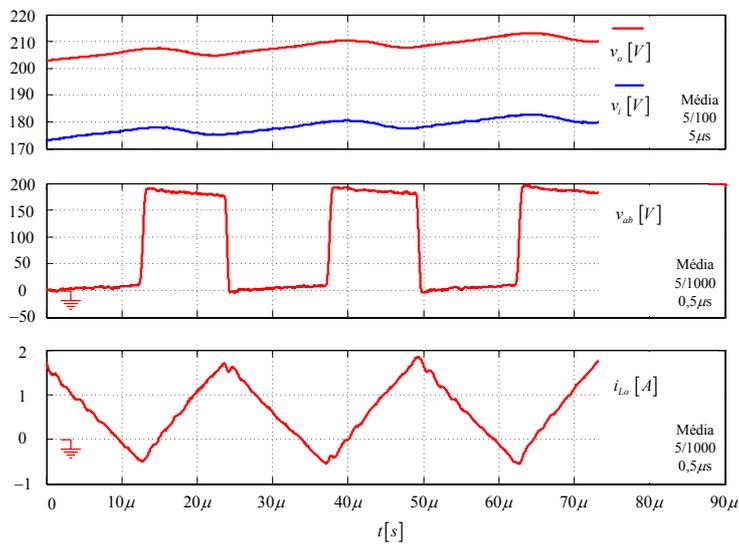


Fig. 5-37 – Detalhe da ondulação de tensão e corrente no semiciclo positivo da tensão da rede.

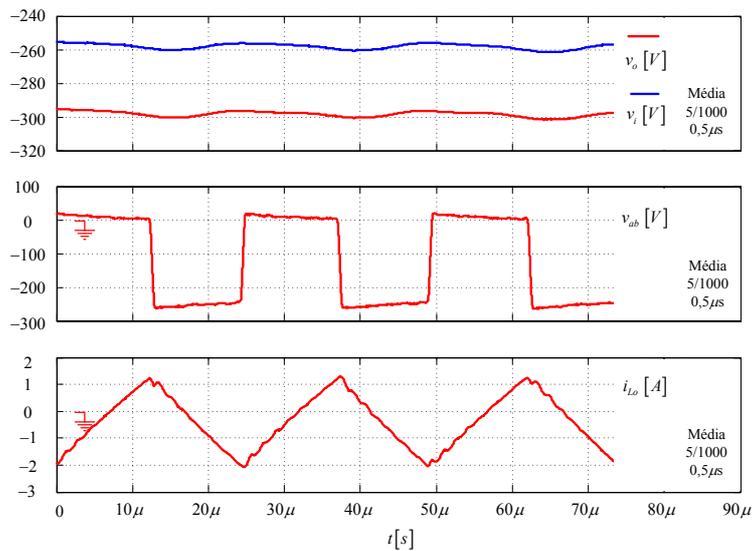


Fig. 5-38 – Detalhe da ondulação de tensão e corrente no semiciclo negativo da tensão da rede.

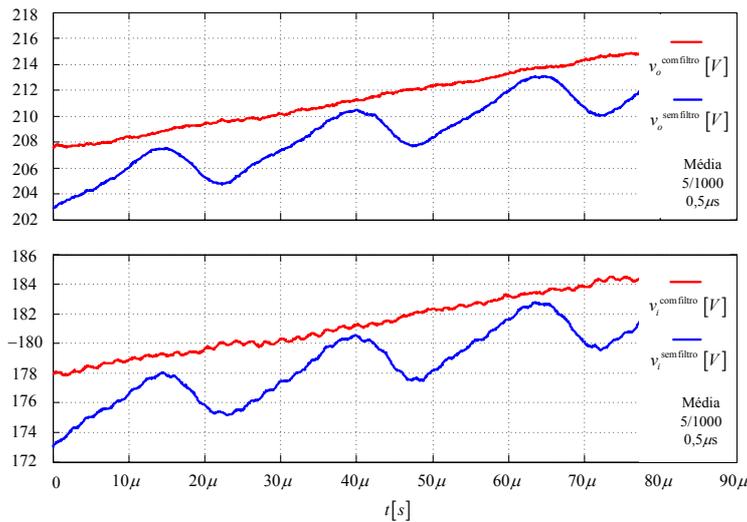


Fig. 5-39 – Comparativo das tensões de entrada e de saída com e sem filtro de entrada no conversor.

Verifica-se pela Fig. 5-39 que a ondulação de tensão na saída do conversor, se o mesmo tiver filtro de entrada, é muito pequena e difícil de ser medida. Já a ondulação de corrente da Fig. 5-37 é de aproximadamente 1,9 A, enquanto a calculada é por volta de 1,87 A, o que comprova as expressões apresentadas no capítulo referente à análise teórica do conversor.

5.4.6 Variação na frequência da rede

A tensão de alimentação do conversor é provinda da rede de energia elétrica e pode ter uma pequena variação de frequência. Consequentemente a referência do conversor deve ser ajustada, pois a tensão de saída deve ter a mesma frequência que a tensão de entrada, visto que um conversor indireto sem armazenamento de energia no barramento não é capaz de fornecer tensões com fase diferente de 0° ou 180° .

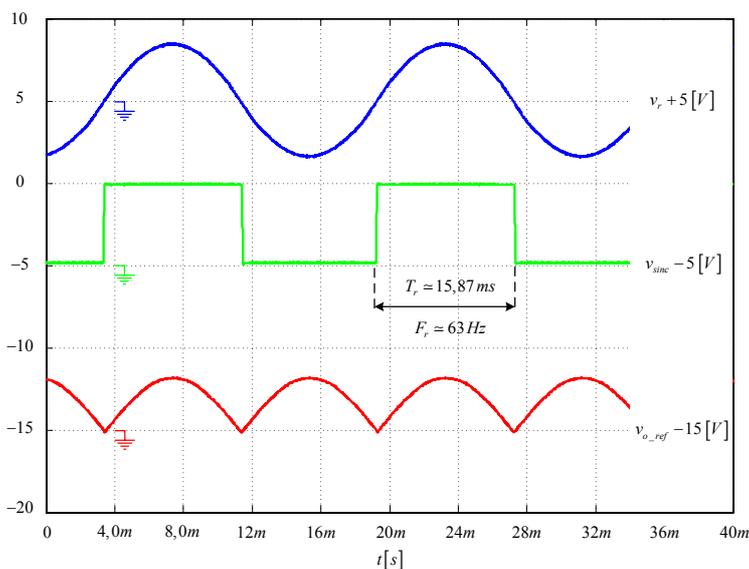


Fig. 5-40 – Formas de onda para 63Hz.

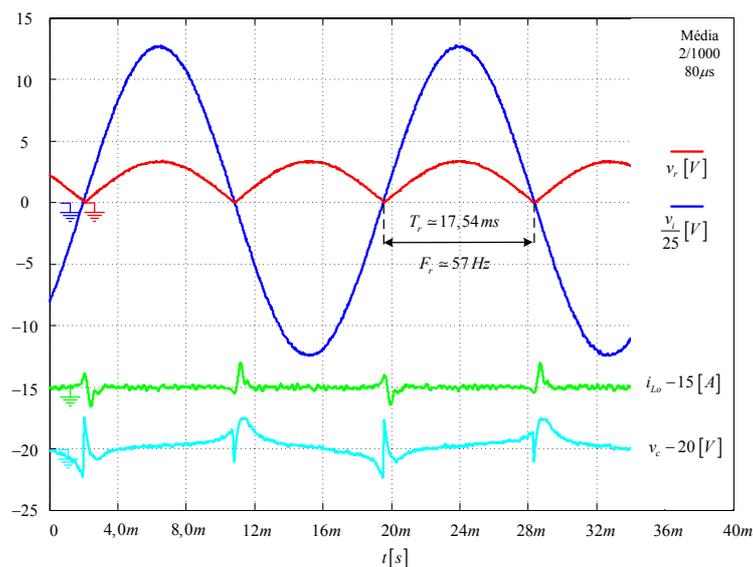


Fig. 5-41 – Formas de onda para operação em 57 Hz.

Os sinais de sincronismo e a tensão de referência são mostrados na Fig. 5-40 para operação com tensão de entrada com frequência de 63 Hz. Para frequência de 57 Hz, e com o estágio de potência ligado, se tem as formas de onda da Fig. 5-41. Em ambas nota-se a boa sincronização da tensão de referência com a tensão de entrada.

5.4.7 Operação com carga linear

Para verificar o funcionamento do conversor em malha fechada, para medir seu rendimento e verificar o comportamento térmico, é interessante que a carga de saída seja linear, variando de zero até a potência nominal. Foram realizados ensaios com e sem filtro de entrada.

As formas de onda para o conversor operando sem carga e sem filtro na entrada e com compensador de tensão lento são mostradas na Fig. 5-42. Em contrapartida, o conversor com filtro na entrada e com compensador rápido tem as formas de onda mostradas na Fig. 5-43, para operação a vazio. Percebe-se que a corrente do retificador é bastante diferente se o conversor tem ou não filtro na entrada. Com o filtro é solicitada da rede de energia elétrica uma potência reativa de aproximadamente 1,3 kVA permanentemente, o que exige da rede uma corrente considerável. Isso não ocorre com o conversor sem filtro, como se vê na Fig. 5-42, onde a corrente é bem menor e devida ao capacitor de barramento de 5,88 μF .

Para operação com potência nominal (10 kVA) linear, têm-se as formas de onda das Fig. 5-44 e Fig. 5-45, sem e com filtro na entrada do conversor, respectivamente. As análises harmônicas dessas formas de onda são mostradas na Fig. 5-46. O THD da tensão de saída do conversor com filtro e com compensador rápido é bem menor do que o da tensão de entrada ou do que da tensão de saída do conversor sem filtro e com compensador lento, como é mostrado na Fig. 5-46.

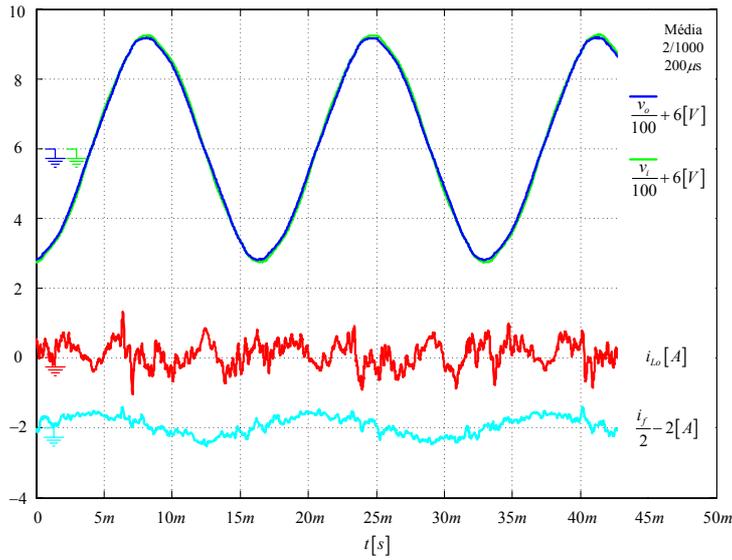


Fig. 5-42 – Conversor sem filtro e com compensador lento – a vazio.

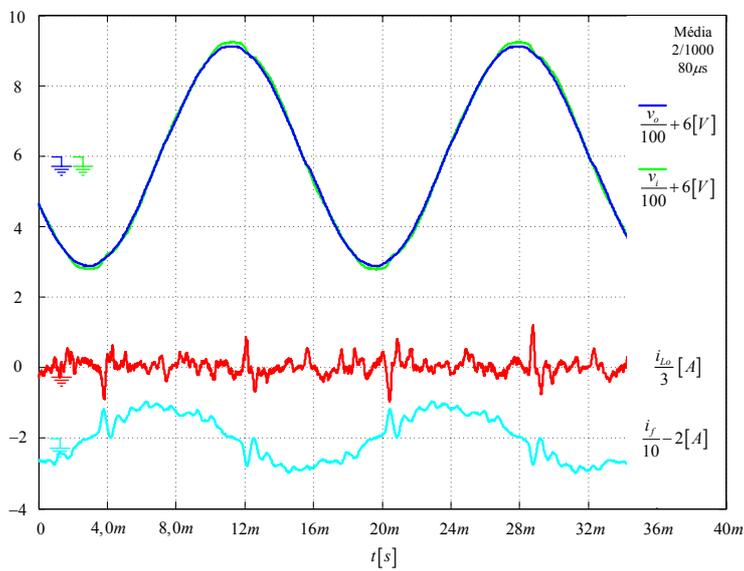


Fig. 5-43 – Conversor com filtro e com compensador rápido – a vazio.

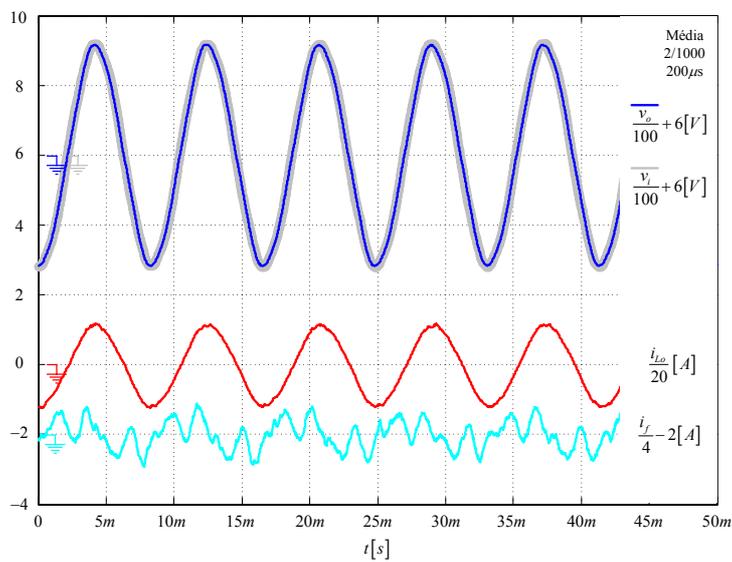


Fig. 5-44 – Conversor sem filtro e com compensador lento – plena carga.

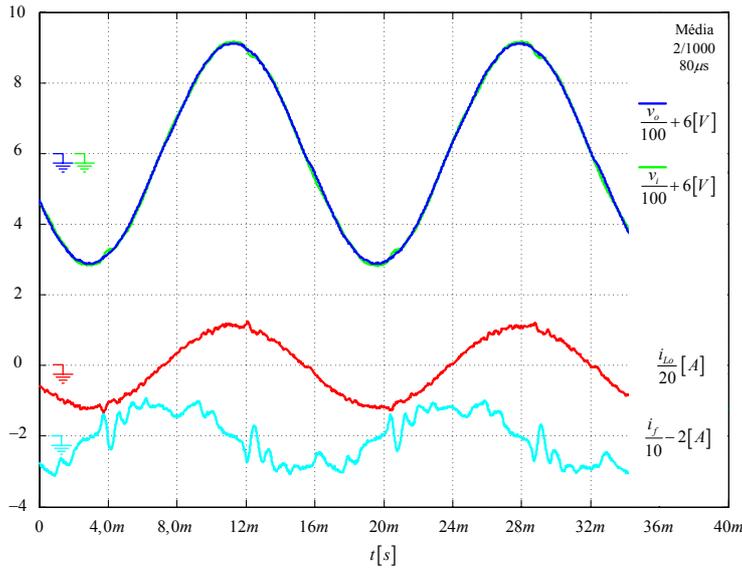


Fig. 5-45 – Conversor com filtro e com compensador rápido – plena carga.

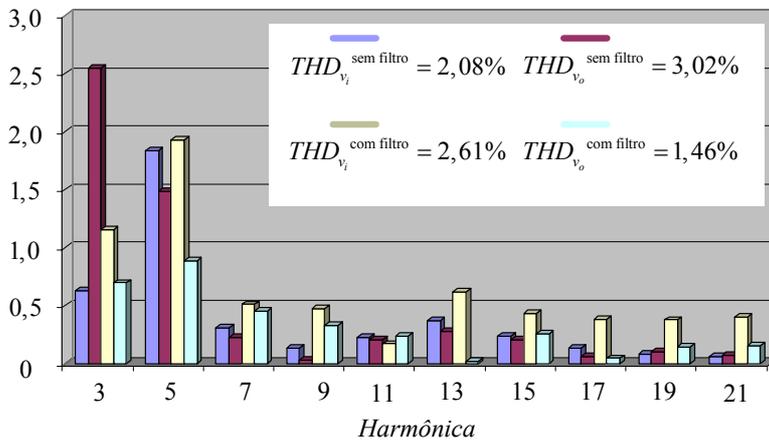


Fig. 5-46 – Análise harmônica das tensões de entrada e de saída do conversor sem e com filtro – plena carga.

5.4.8 Operação com carga não-linear

Uma das situações que diferencia um estabilizador convencional de um condicionador de tensão é o fato deste último fornecer tensão senoidal na saída, independente do formato da tensão de entrada ou da corrente de carga. Assim, para verificar o funcionamento do conversor com carga não-linear são mostradas as figuras a seguir.

Inicialmente, na Fig. 5-47 se mostram, em detalhe, as tensões de saída e de entrada do conversor, bem como as correntes na carga e no indutor L_o , com o conversor sem filtro na entrada e com compensador lento e na Fig. 5-48 as mesmas formas de onda com filtro de entrada e com compensador rápido. Um comparativo das formas de onda da tensão de saída do conversor para estas duas situações (sem e com filtro) é mostrado na Fig. 5-49. A qualidade da tensão de saída usando compensador rápido é nítida e justifica o uso de um filtro na entrada, para que se possa usar um compensador de tensão rápido.

A análise harmônica das tensões de entrada e de saída é mostrada na Fig. 5-50. Aqui fica ressaltado o bom desempenho do conversor com filtro na entrada e compensador rápido.

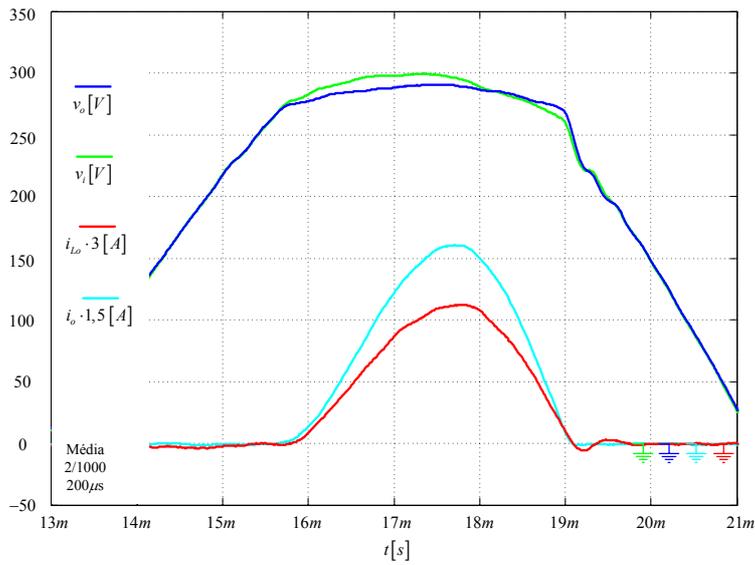


Fig. 5-47 – Conversor sem filtro e com compensador lento – plena carga não-linear.

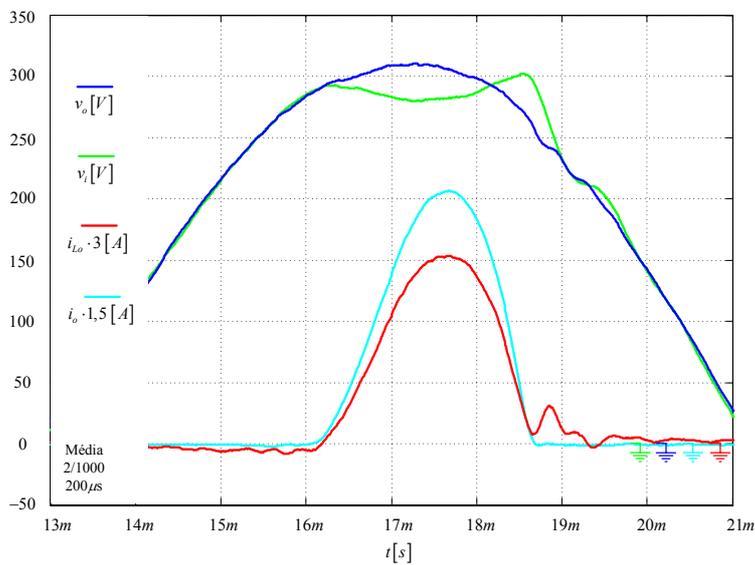


Fig. 5-48 – Conversor com filtro e com compensador rápido – plena carga não-linear.

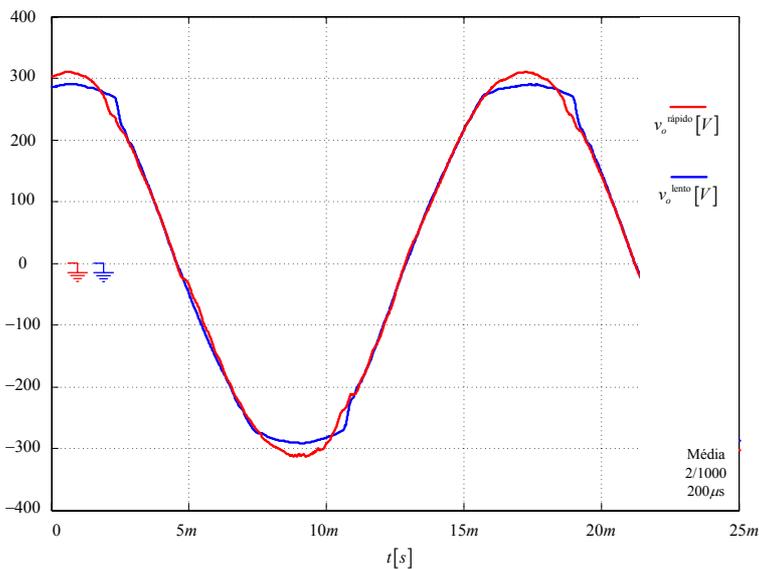


Fig. 5-49 – Comparativo das tensões de saída do conversor sem e com filtro – carga plena não-linear.

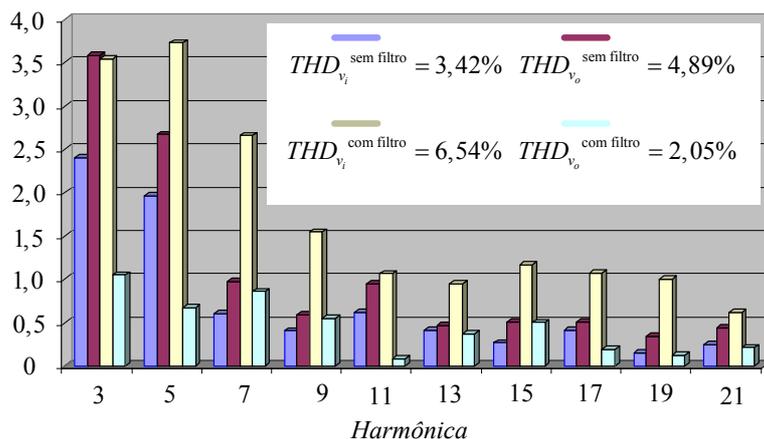


Fig. 5-50 – Análise harmônica das tensões de entrada e de saída do conversor sem e com filtro – plena carga não-linear.

Nas Fig. 5-46 e Fig. 5-50 foram mostradas as harmônicas de tensão de ordem 3 até 21. Para o cálculo das taxas de distorções harmônicas foram usadas todas as harmônicas pares e ímpares até a quinquagésima primeira. Percebe-se que para o conversor com filtro de entrada e com compensador rápido, as harmônicas da tensão de saída são praticamente todas menores que 1%, com total de 2,05%.

5.4.9 Rendimento e regulação

Ensaio com carga linear para medir o rendimento e a regulação do conversor foram realizados para três configurações diferentes, conforme a Tabela 6.

O primeiro ensaio realizado é de rendimento, fazendo-se variar a carga na saída do conversor medindo-se a potência eficaz na entrada e na saída. As curvas de rendimento são mostradas na Fig. 5-51. Verifica-se que o rendimento do conversor é sempre superior a 92%. Como era de se esperar, quando o mesmo possui filtro na entrada e operando a vazio, o rendimento é menor, devido às perdas causadas nas resistências de amortecimento R_{f1} e R_{f2} . Mesmo com comutação dissipativa, o rendimento do conversor é alto, graças à configuração de compensador série.

As curvas de regulação, das tensões de entrada e saída em função da potência, são mostradas na Fig. 5-52. Nota-se que a tensão de entrada varia bastante conforme a potência de saída do conversor aumenta, o mesmo não ocorre tão acentuadamente com a tensão de saída. Isto pode ser melhor visualizado com a curva do erro da tensão de saída, mostrada na Fig. 5-53, a qual mostra que o erro é sempre pequeno, inferior a 0,5%.

Tabela 6 - Combinações para ensaio de rendimento e regulação.

Combinação	Filtro	Compensador
1	Sem filtro	Lento
2	Com filtro misto	Lento
3	Com filtro misto	Rápido

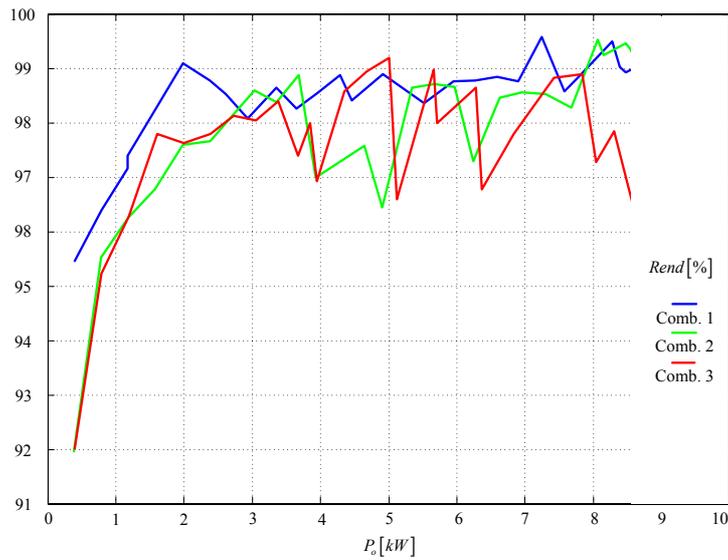


Fig. 5-51 – Curvas de rendimento do conversor.

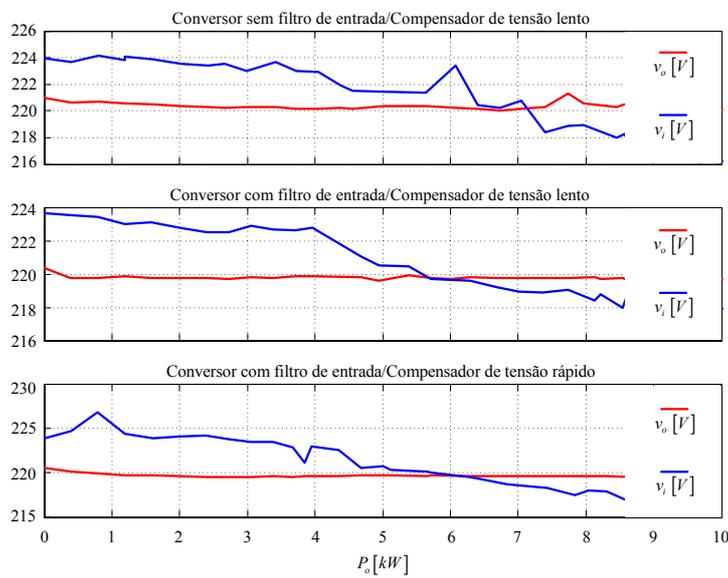


Fig. 5-52 – Curvas de regulação do conversor.

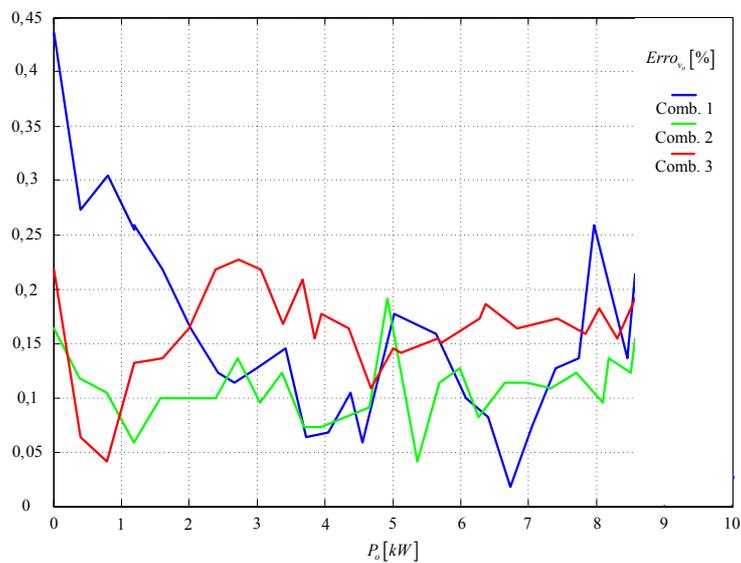


Fig. 5-53 – Erro na tensão de saída.

5.4.10 Transitórios na tensão de entrada

Os ensaios de degrau na tensão de entrada foram realizados com auxílio de uma fonte de tensão alternada. Entretanto, os ensaios de regime permanente com a tensão de entrada assumindo os valores máximos e mínimos permitidos foram realizados com o conversor conectado diretamente na rede. Por limitações na fonte de tensão alternada, o ensaio de degrau de +20% não foi realizado.

As formas de onda das tensões de saída e de controle, para degraus de $\pm 10\%$ na tensão de entrada, são mostradas nas Fig. 5-54 e Fig. 5-55. Observando-se o comportamento da tensão de saída, pode-se notar que a sobretensão na saída do conversor sem filtro (compensador lento) é maior do que no conversor com filtro (compensador rápido). No entanto, a tensão de controle é bem menos oscilatória no sistema sem filtro.

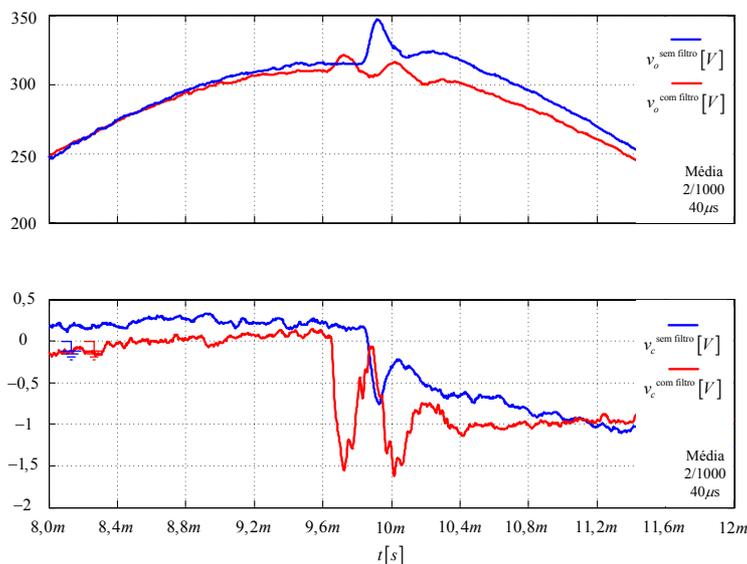


Fig. 5-54 – Formas de onda para degrau de +10% na tensão de entrada.

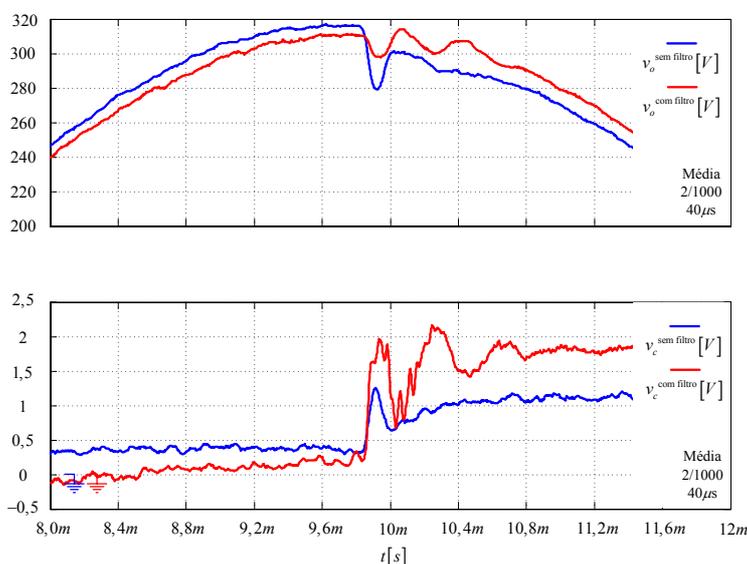


Fig. 5-55 – Formas de onda para degrau de -10% na tensão de entrada.

O transitório de +20% na tensão de entrada, com o conversor sem filtro, é mostrado na Fig. 5-56. Como o compensador é lento, a tensão de saída possui uma sobretensão razoável. Deve-se ressaltar que no projeto do circuito de potência do conversor não foram colocadas restrições quanto ao máximo valor de sobretensão permitido na saída, conseqüentemente, isso não foi levado em conta na escolha dos elementos do filtro de saída.

Os resultados do ensaio de degraus de -20% na tensão de entrada, para o conversor sem e com filtro, são mostrados na Fig. 5-57. Neste caso ocorreu uma oscilação grande na tensão de controle e saturação do compensador no conversor com filtro, isso devido à oscilação ocorrida na tensão de entrada, provocada pela malha de controle interna da fonte de tensão alternada. Mesmo assim, a instabilidade transitória foi amortecida pelo sistema e não se apresentou no semiciclo seguinte da tensão de entrada.

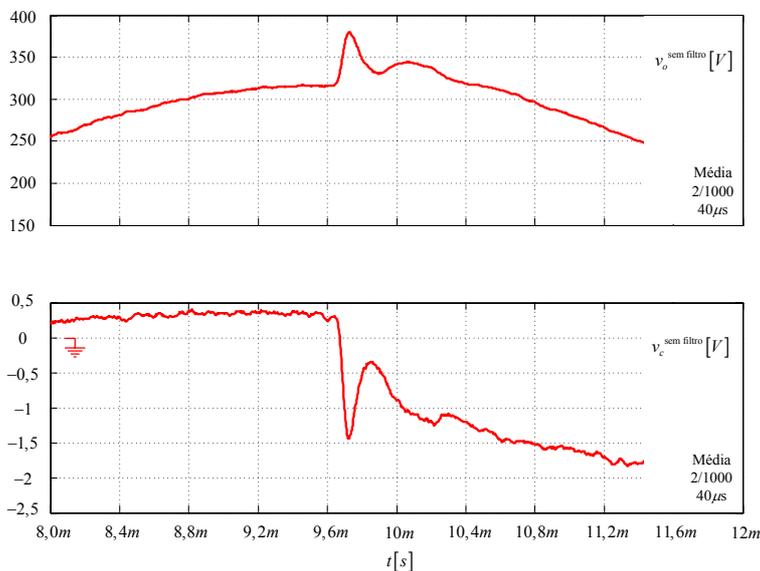


Fig. 5-56 – Formas de onda para degrau de +20% na tensão de entrada.

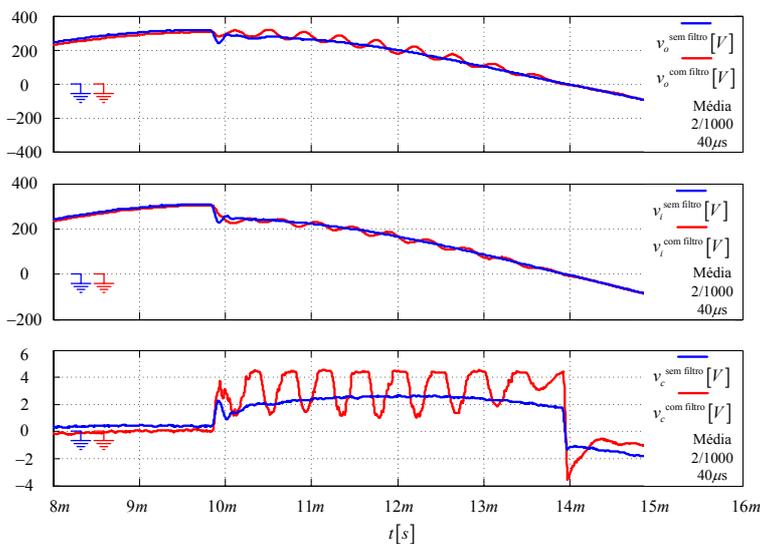


Fig. 5-57 – Formas de onda para degrau de -20% na tensão de entrada.

Para o conversor conectado na rede de energia elétrica se tem as figuras mostradas a seguir. Inicialmente para degraus de $\pm 10\%$ na tensão de entrada, se têm as formas de onda mostradas na Fig. 5-58. Entrementes, para operação em regime permanente com a tensão de entrada nos extremos de $\pm 20\%$, os resultados são mostrados na Fig. 5-59.

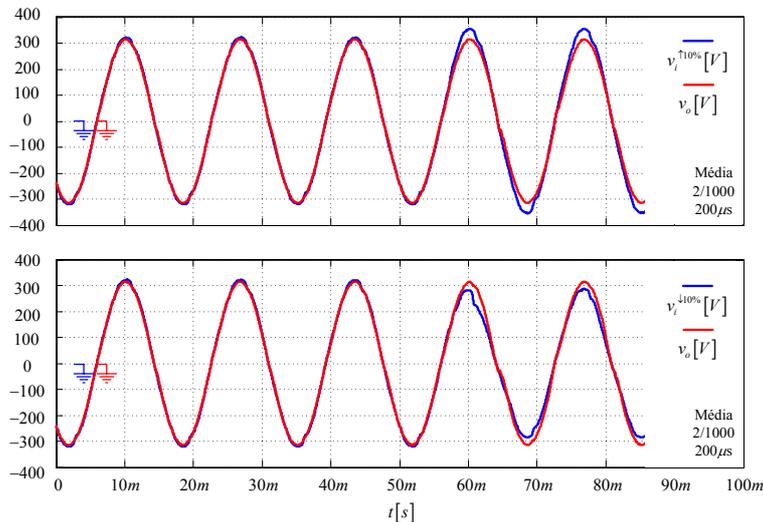


Fig. 5-58 – Formas de onda para degrau de $\pm 10\%$ na tensão de entrada.

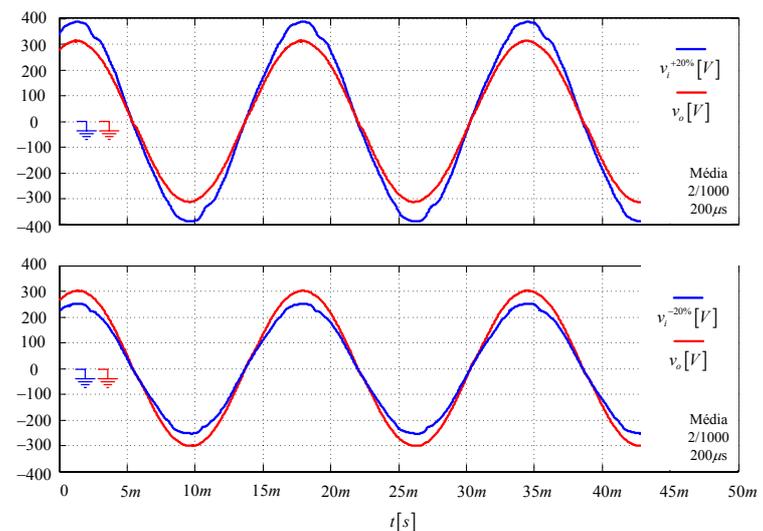


Fig. 5-59 – Formas de onda para operação em regime com a tensão de entrada em $\pm 20\%$.

5.4.11 Transitórios de carga

Transitórios de acréscimo e decréscimo de carga são comuns em estabilizadores de tensão. Partida de motores ou outros equipamentos podem exigir, instantaneamente, o fornecimento de correntes altas, e, por conseguinte, o estabilizador deve ser capaz de manter a tensão de saída em valores corretos e seguros para a carga.

Nas Fig. 5-60 e Fig. 5-61 mostram-se as formas de onda para degraus de $+50\%$ de carga, com o conversor sem e com filtro, respectivamente. Pode-se verificar que a tensão é rapidamente conformada de acordo com a referência senoidal imposta.

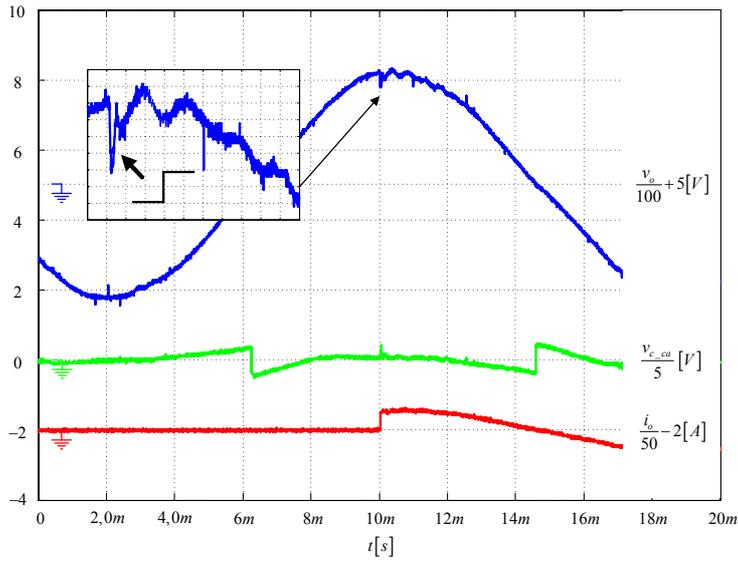


Fig. 5-60 – Degrau de +50% de carga no conversor sem filtro.

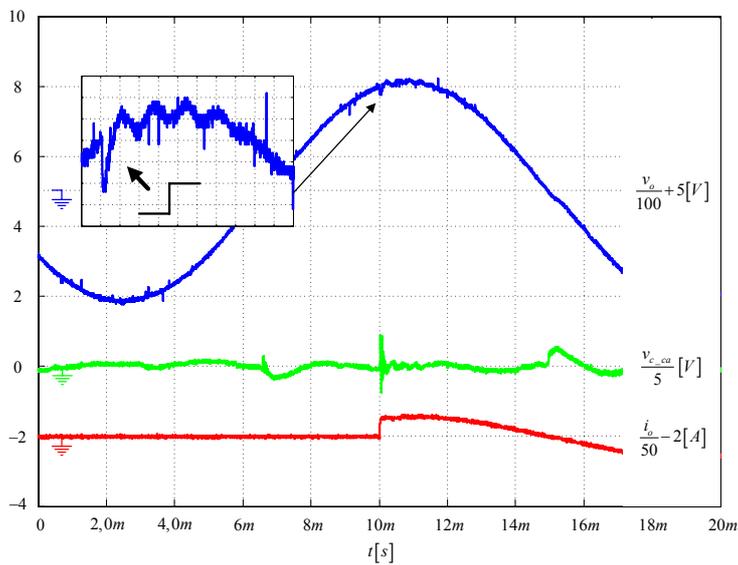


Fig. 5-61 – Degrau de +50% de carga no conversor com filtro.

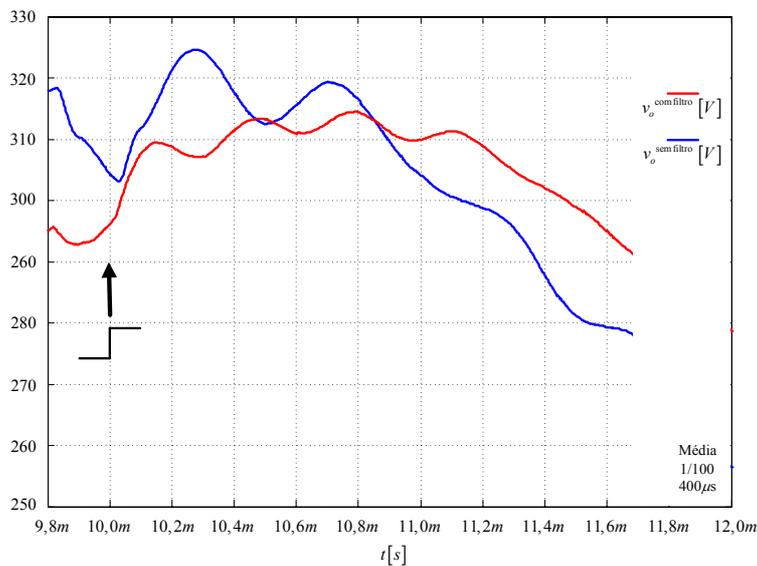


Fig. 5-62 – Comparativo dos comportamentos da tensão de saída do conversor sem e com filtro para degraude +50% de carga.

Na Fig. 5-62 tem-se um comparativo dos comportamentos da tensão de saída para os ensaios citados anteriormente. As diferenças de amplitude antes do degrau de carga (instante 10 ms) são devidas às diferenças nas escalas na aquisição com o osciloscópio. A tensão de saída do conversor com filtro (compensador rápido) tem oscilações de menor amplitude do que a tensão de saída do conversor sem filtro. Notadamente isto é devido à velocidade de resposta dos compensadores de tensão.

Os resultados de ensaio de retirada de carga não são mostrados aqui por terem respostas de melhor qualidade, desde que a carga não é puramente resistiva, a indutância impede a extinção momentânea da corrente, fazendo com que ocorra um arco elétrico nos contatos da chave que desliga a carga. Desta forma, a interrupção completa da corrente só ocorre na passagem por zero, não afetando o comportamento da tensão de saída.

5.5 Conclusões

É notório afirmar que o capítulo que ora será finalizado é um dos, ou o mais importante desta tese. Afirmção que é justificada porque o objetivo principal deste trabalho é alcançado com a comprovação experimental das hipóteses e suposições adotadas na teoria. Como em todo trabalho experimental, ocorre uma simbiose entre os resultados obtidos e a teoria investigada. Não sendo necessariamente os primeiros, conseqüências da segunda, e vice-versa. Assim, podem os resultados experimentais influenciar o futuro da teoria. Notadamente isto ocorreu no desenvolvimento deste condicionador de tensão alternada, no qual, resultados inesperados em laboratório exigiram um aprimoramento dos modelos teóricos, com a inclusão da impedância de linha na modelagem do conversor. Daí o enriquecimento obtido nos modelos e predições destes, da metodologia para obtenção destes modelos e da inserção do filtro de entrada no circuito de potência, visando em primeiro plano permitir o uso de compensadores de tensão rápidos.

Seguindo essa linha de interação teoria/prática, surgiu a necessidade de usar-se uma malha de controle do valor médio da corrente no primário do transformador e todas as suas implicações, no controle do conversor, foram estudadas. Da mesma forma, a idéia de fazer o compensador operar em um quadrante durante todo período da rede, também surgiu na bancada, tomando corpo em seguida, na teoria. Corpo este com proporções tais, que uma hipótese pode ser vislumbrada:

Hipótese 5.1: Nos conversores que têm sinal modulante periódico e alternado, pode ser usada a estratégia de fazer seu compensador operar num quadrante apenas, durante todo período do sinal modulante, usando-se da multiplicação pelo sinal da modulante ($sign(t)$) nos pontos corretos do circuito de controle e comando.

Não se pretende demonstrar essa hipótese, ficando os resultados obtidos neste capítulo como indicativo de sua veracidade. Capítulo este que terá seus resultados resumidos a seguir.

De início apresentou-se a metodologia de projeto dos circuitos de potência, controle e comando do conversor. O objetivo foi mostrar o projeto mais completo, levando em conta as características da carga não-linear e a distorção presente na tensão da rede. Caso algum destes elementos não esteja presente, ou se queira usar o conversor apenas como estabilizador, então o projeto será bastante simplificado.

Diversos resultados experimentais foram apresentados, dentre os quais, os mais importantes comprovaram o funcionamento correto do conversor com cargas não-lineares e com tensão da rede distorcida.

Assim também, verificou-se experimentalmente que o conversor com filtro, mais especificamente o filtro misto, tem melhores características de resposta dinâmica do que o conversor sem filtro, além de que, permite usar um compensador rápido no controle da tensão de saída, meta buscada desde o início deste trabalho de tese de doutoramento.

As respostas do conversor a transitórios na tensão de entrada e transitórios de carga comprovaram o que se denominou no capítulo referente ao controle como “controle instantâneo da tensão de saída”. Isto é verificado pela ação imediata do circuito de controle, caso ocorra alguma perturbação que afete a tensão de saída do conversor.

Pelas análises harmônicas realizadas, verificou-se que o conversor opera como filtro ativo, diminuindo consideravelmente a taxa de distorção harmônica da tensão de saída, frente a da entrada, fazendo jus a denominação de condicionador de tensão alternada.

Cap. 6 Conclusões

Estabilizadores de tensão alternada, também chamados de reguladores de tensão ou condicionadores de tensão, foi o tema de estudo deste trabalho. Este preenche uma lacuna entre os equipamentos de baixa potência e os de alta potência; bem como, une dois mundos diferentes até então, o dos estabilizadores de tensão e o de filtragem ativa.

O principal objetivo foi conseguir conciliar num mesmo equipamento diversas características, entre as quais: bidirecionalidade de tensão e corrente, tensão de saída com baixo conteúdo harmônico, capacidade elevadora e abaixadora de tensão, boa relação de compromisso entre volume, custo e eficiência, atendimento à norma IEEE 519-1992 com respeito à máxima distorção harmônica na tensão de saída, entre outras.

Os principais resultados obtidos foram:

- Implementação e experimentação de um protótipo de um condicionador de tensão alternada com potência de 10 kVA.
- Comprovação experimental das previsões teóricas realizadas, entre as quais: metodologia de projeto; controle do valor instantâneo da tensão de saída; operação como estabilizador e filtro ativo, simultaneamente, mostrando na prática o conceito de condicionadores de tensão; modulação *PWM* retangular; operação com filtro de entrada; operação simultânea com tensão de entrada distorcida e cargas não-lineares; além de outras.
- Também são resultados a formação de uma base de conhecimento a respeito de conversão CA-CA e a obtenção e classificação de dezenas de artigos técnicos sobre o assunto.
- O projeto, integração e verificação experimental de diversos circuitos eletrônicos necessários para a construção de estabilizadores ou outros equipamentos similares, foram também abordados neste trabalho.
- Ainda, a indicação e experimentação de outras aplicações para a topologia escolhida para o condicionador de tensão alternada, são também resultados mostrados aqui.

Por si só, o estudo de estabilizadores de tensão alternada com um novo enfoque,

preocupando-se com a forma da tensão de saída, mais especificamente com a qualidade da energia elétrica fornecida à cargas sensíveis e muitas vezes importantes para a preservação da vida humana, já seria uma contribuição de envergadura suficiente para justificá-lo. Entrementes, uma série de outras contribuições podem ser citadas, dentre elas:

- Uma revisão bibliográfica ampla sobre conversão CA-CA e classificação desses conversores.
- Generalização dos compensadores série de tensão, quanto à alimentação e isolamento do conversor CA-CA.
- Introdução de conceitos e definições, por exemplo: estabilizadores de tensão; condicionadores de tensão; formas de alimentar o conversor CA-CA de um compensador série de tensão; modulação *PWM* retangular; conversores indiretos de *link* direto.
- Estudo completo de um condicionador de tensão do tipo compensador série indireto com *link* direto, no que concerne a: etapas de funcionamento; principais formas de onda; modulação; ganho estático; escolha da relação de transformação do transformador; ondulação de corrente e tensão no filtro do inversor; filtro de saída e de entrada; valor médio de corrente no transformador e controle.
- Modelagem de conversores CA-CA considerando a rede de energia elétrica com parâmetros R_i e L_i e a presença de filtro de entrada.
- Identificação de algumas técnicas de controle e amplo estudo do controle instantâneo da tensão de saída do conversor.
- Entendimento físico do(s) zero(s) na função de transferência $G(s)$, que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do conversor.
- Análise da rede com tensão distorcida e obtenção de expressões e ábacos para auxiliar no projeto do estágio de potência de conversores com alimentação pela rede de energia elétrica.
- Modelagem da carga não-linear do tipo retificador com filtro capacitivo, com apresentação de expressões que dispensam a necessidade de simuladores para projeto do estágio de potência, no que diz respeito às quedas de tensão devido à carga não-linear.
- O entendimento das implicações no controle de um sistema indireto de conversão CA-CA com e sem barramento de tensão contínua ou elementos armazenadores de energia no mesmo.
- Metodologia de projeto de condicionadores de tensão alternada para operação simultânea com tensão de entrada distorcida e cargas não-lineares.

A respeito das definições adotadas ou introduzidas (convenções), tem-se a afirmar que no caso de 3.1, 3.2 e 3.4, essas tiverem o intuito de servir de apoio e elucidação ao desenvolvimento matemático realizado. Já para 2.1, 2.2, 2.3 e 3.3, pretende-se que sejam postas em discussão, melhoradas e porventura adotadas. É notório que a definição 3.3 deverá ser sujeita a um estudo mais amplo e específico.

A hipótese 3.1 foi apresentada de forma indutiva, a partir do estudo da modulação *PWM* senoidal e retangular e necessita de refutação via retórica. Uma verificação analítica foi realizada para a hipótese 4.1, mas esses resultados não foram apresentados, apenas indicou-se como obtê-los.

Obtida também indutivamente, a hipótese 5.1 é mais de ordem prática do que teórica, no contexto deste trabalho. A aplicação no controle do condicionador em estudo é uma boa indicação de sua veracidade. Chama-se atenção de que o inverso do que é feito na hipótese 5.1 é possível, mas sua utilidade prática é questionável.

Por sua vez, a hipótese IV.1 induz que um bom dimensionamento de um filtro misto (série mais paralelo) pode trazer melhores resultados do que os obtidos com cada filtro individualmente.

Alguns pontos importantes serão resumidos a seguir. O primeiro deles diz respeito à impedância negativa vista na entrada de conversores. Este pode ser resolvido através do armazenamento de energia, em sistemas monofásicos. Em sistemas trifásicos, a energia necessária em determinada fase pode vir das outras, caso a perturbação não seja em ambas as fases.

Conversores indiretos de *link* direto são mais propícios a operar como estabilizadores de tensão do que como filtros ativos, isso devido as suas limitações intrínsecas no estágio de potência e as dificuldades para se utilizar sistemas de controle simples de projetar e implementar.

Com um conversor indireto e com elementos armazenadores de energia no barramento ou, com o uso de um filtro de entrada, para o caso de se usar um conversor indireto de *link* direto, pode-se impor na saída uma tensão com formato desejado (senoidal, por exemplo). Para o primeiro conversor, o controle da tensão é simples, enquanto para o segundo o projeto deve ser cuidadoso para evitar instabilidades devido à impedância da linha.

Para inversores com saída isolada por transformadores de baixa frequência, é necessária uma malha de corrente para eliminar o valor médio de tensão no primário desse.

A modelagem dos conversores por valores médios instantâneos permite obter modelos condizentes com a simulação e com a experimentação, mas que são complexos (ordem elevada) e dificultam o projeto do sistema de controle.

A proteção de condicionadores de tensão alternada do tipo compensadores de tensão série com o transformador isolador na saída do inversor é mais difícil para faltas de curto-circuito na saída. Se o transformador estiver na entrada, antes do retificador, a proteção é mais fácil de ser

realizada, pois basta bloquear o comando dos interruptores, o que não pode ser feito para os primeiros.

Nota-se que para um condicionador de tensão, os conversores com otimização do *link* [234, 238-239, 242, 244, 251, 257, 263-264] e controle da corrente de entrada, podem ser uma alternativa interessante para eliminar os problemas de controle devido à impedância de linha.

A continuidade deste trabalho pode-se dar sob diversas frentes, no estágio de potência pode haver uma adequação maior, seja do ponto de vista da carga, projetando o condicionador para um determinado consumidor em específico, ou do ponto de vista da rede, como estabilizador de tensão, restaurador dinâmico de afundamentos ou sobretensões, como compensador de distorções e assim por diante.

Em termos de controle, o estudo de técnicas de modelagem e controle modernas e robustas é de suma importância, como também a aplicação do controle digital ao condicionador aqui estudado, permitindo um comparativo entre ambas as estratégias de controle.

A migração para condicionadores de energia, com corrente de entrada e tensão de saída senoidais, mais genericamente com fator de potência unitário na entrada e tensão com baixo conteúdo harmônico e livre de transitórios na saída, é um caminho natural, orientado do particular para o geral e do simples para o complexo.

“A perfeição não pertence a este mundo. Certamente, pode-se aproximar dela, mas não se pode atingi-la. Entre o dado empírico e o objeto teórico existe, e sempre existirá, uma distância que é impossível vencer.” (Alexandre Koyré em Estudos de História do Pensamento Científico, Editora

Universidade de Brasília, 1982)

Anexo I Metodologia para determinar as funções de transferência dos conversores

A modelagem dos conversores estudados neste trabalho é de vital importância para o projeto dos circuitos de controle dos mesmos. Neste anexo será mostrada a metodologia para determinar as funções de transferência do condicionador em estudo e suas variações topológicas.

O domínio da frequência é a técnica aqui adotada para determinar os modelos de regime permanente e de pequenos sinais dos conversores. Para a linearização dos interruptores usa-se o modelo da chave *PWM* de Vorpérian [383]. As seguintes considerações são relevantes nessa abordagem:

- Os componentes do conversor são considerados invariantes no tempo;
- Resistores, indutores e capacitores, bem como os interruptores passivos e ativos, são considerados ideais;
- As ondulações de corrente e de tensão são ignoradas na modelagem, isto é, o conversor é considerado linear e não chaveado;
- A frequência de operação é fixa;
- O conversor opera no modo de condução contínua;
- São válidos os princípios de linearidade e superposição.

A seguir será feita a modelagem de um conversor Buck CC-CC, com filtro de entrada. Este último é considerado essencial nessa modelagem, pois conversores CA-CA conectados na rede de alimentação estão sujeitos ao efeito da impedância de linha, o que pode ser modelado como um filtro de entrada.

I.1 Modelagem do filtro de entrada

O circuito do conversor a ser modelado é mostrado na Fig. I-1. O filtro de entrada é formado por L_i , C_i e R_i . Este filtro poderia ter qualquer configuração e ordem, não alterando a sequência de estudo aqui apresentada. Em seguida, substituem-se os elementos do filtro pelo seu equivalente de Thévenin, mostrado na Fig. I-2. A função $H_i(s)$ é a função de transferência do filtro

e $Z_i(s)$ é a impedância equivalente de Thévenin. Ambas são dadas como segue:

$$H_i(s) = \frac{v_f(s)}{v_i(s)} = \frac{s \cdot C_i \cdot R_i + 1}{s^2 \cdot L_i \cdot C_i + s \cdot C_i \cdot R_i + 1} \quad (\text{I.1})$$

$$Z_i(s) = \frac{s^2 \cdot L_i \cdot C_i \cdot R_i + s \cdot L_i}{s^2 \cdot L_i \cdot C_i + s \cdot C_i \cdot R_i + 1} \quad (\text{I.2})$$

$$v_i'(t) = v_i(t) \cdot H_i(s) \quad (\text{I.3})$$

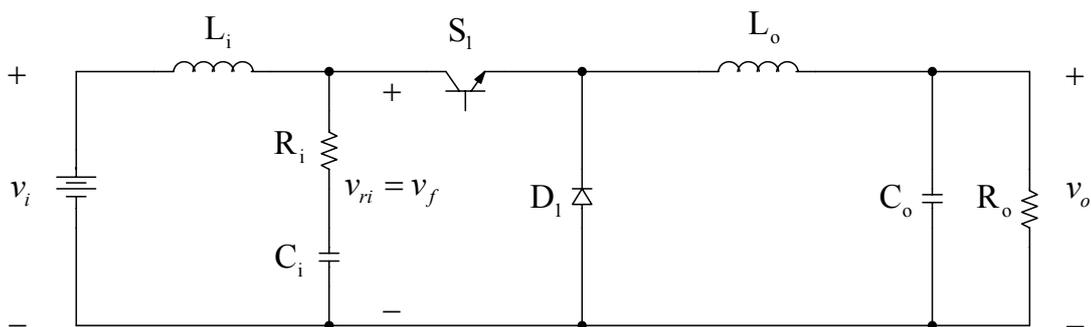


Fig. I-1 - Circuito do conversor Buck CC-CC.

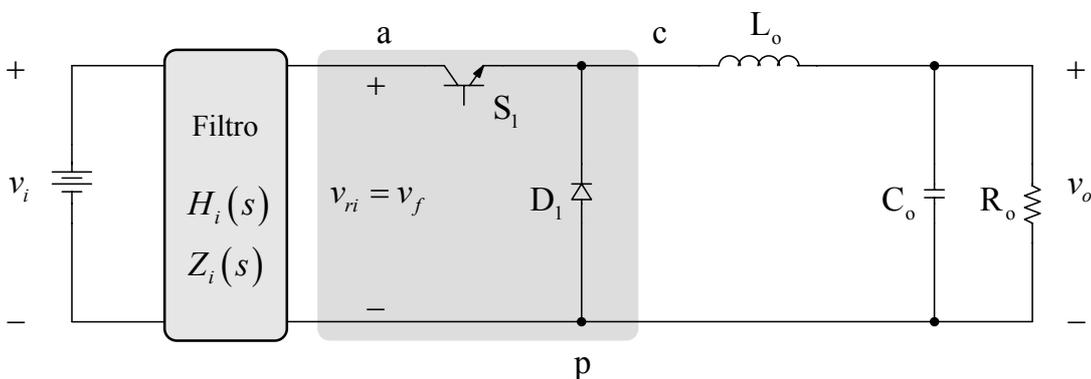


Fig. I-2 - Circuito equivalente.

Na Fig. I-2 mostram-se os terminais “a” de ativo, “c” de comum e “p” de passivo, na parte destacada da figura, que será substituída pela chave *PWM* de Vorpérian, como mostrado na Fig. I-3. Neste circuito tem-se um transformador ideal e hipotético e fontes de tensão e corrente representando as grandezas de regime permanente que fazem parte da modelagem de pequenos sinais.

O modelo da chave *PWM* é válido próximo do ponto de operação do conversor, isto é, para perturbações de pequenas amplitudes. Por isso a denominação de modelagem de pequenos sinais. Em termos de controle, seria uma “aberração” extrapolar o modelo para todos os pontos de operação estáveis do conversor. No entanto, como os conversores modelados neste trabalho são de

natureza intrinsecamente estável, ou seja, para qualquer perturbação permitida atingem um ponto de operação estável, em malha aberta, pode-se modelar os mesmos num ponto de operação e considerar válido o modelo para as demais regiões de operação segura do mesmo. Em conversores CA-CA, operando com tensões senoidais, é de extrema importância essa consideração, pois, do contrário, o modelo seria válido apenas para um ponto da senóide, o que não seria muito desejável.

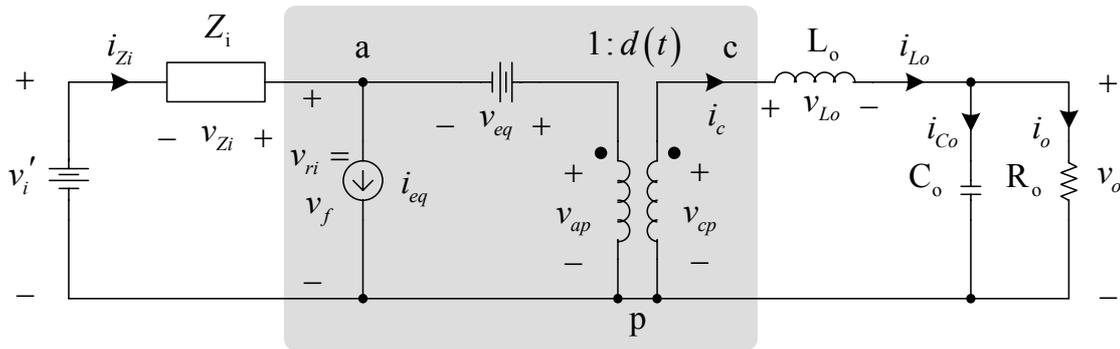


Fig. I-3 - Circuito linearizado para modelagem de pequenos sinais.

A partir do circuito da Fig. I-3 pode-se obter todas as funções de transferência para pequenos sinais e para regime permanente, usando os princípios da linearidade e da superposição. Em termos de variáveis e elementos de circuito são considerados externos e sujeitos a alterações:

- $v_i(t)$ → tensão de entrada;
- $Z_i(s)$ → impedância do filtro de entrada (ou da fonte de alimentação);
- R_o → impedância da carga;
- $d(t)$ → razão cíclica.

As variáveis $i_{eq}(t)$ e $v_{eq}(t)$ são definidas como:

$$i_{eq}(t) = i_c(t) \cdot \tilde{d}(t) \quad (I.4)$$

$$v_{eq}(t) = \frac{v_{ap}(t)}{d(t)} \cdot \tilde{d}(t) \quad (I.5)$$

A variável de controle é a razão cíclica ($d(t)$) e a variável controlada é a tensão de saída ($v_o(t)$). Neste trabalho, como a técnica de controle em malha fechada é a de realimentar instantaneamente a tensão de saída, na modelagem serão consideradas as perturbações na tensão de entrada e na razão cíclica. As perturbações de carga serão verificadas por simulação numérica.

I.2 Modelo para regime permanente

Em regime permanente todas as perturbações são nulas e considerando que as quedas de tensão nos indutores, tanto de entrada como de saída, são desprezíveis, obtém-se o circuito equivalente mostrado na Fig. I-4. O resistor R_{si} representa a resistência série total do filtro de entrada.

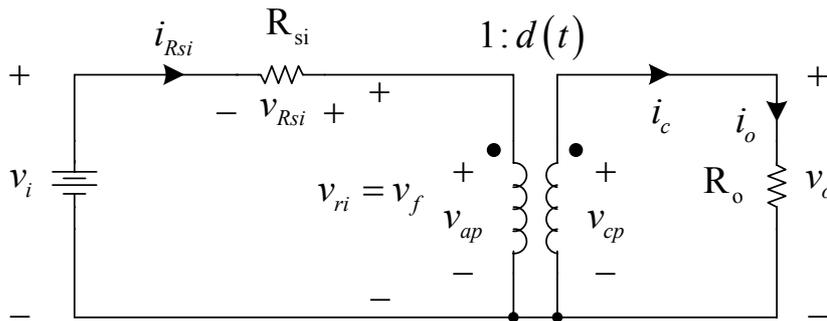


Fig. I-4 – Circuito equivalente para regime permanente.

As variáveis auxiliares ($v_{eq}(t)$ e $i_{eq}(t)$), definidas anteriormente, são necessárias na modelagem de pequenos sinais para obtenção das funções de transferência; são elas que “carregam” a informação sobre o ponto de operação do conversor. Estas variáveis, bem como o ganho estático e a razão cíclica, são obtidas como segue.

$$i_{eq}(t) = i_o(t) = \frac{v_o(t)}{R_o} \quad (I.6)$$

$$i_{Rsi}(t) = d(t) \cdot i_{eq}(t) \quad (I.7)$$

$$v_{ap}(t) = v_i(t) - d(t) \cdot v_o(t) \cdot \frac{R_{si}}{R_o} \quad (I.8)$$

$$g(t) = \frac{v_o(t)}{v_i(t)} = \frac{d(t)}{1 + d(t)^2 \cdot \frac{R_{si}}{R_o}} \quad (\text{ganho estático}) \quad (I.9)$$

$$d(t) = \frac{1}{2 \cdot v_o(t) \cdot R_{si}} \cdot \left[R_o \cdot v_i(t) \pm \sqrt{(R_o \cdot v_i(t))^2 - 4 \cdot R_o \cdot R_{si} \cdot v_o(t)^2} \right] \quad (I.10)$$

Nota-se pela expressão (I.9) que se R_{si} for zero, obtém-se a expressão (I.11), bastante conhecida para conversores do tipo Buck CC-CC.

$$d(t) = \frac{v_o(t)}{v_i(t)} \quad (\text{razão cíclica para o Buck CC-CC sem filtro}) \quad (I.11)$$

As expressões obtidas acima são válidas em regime permanente e considerando valores médios instantâneos, ou seja, poderiam ser obtidas usando análise de circuitos, como feito no capítulo 4 deste trabalho.

I.3 Função de transferência $G(s)$

A função de transferência $G(s)$ relaciona a tensão de saída com a razão cíclica, obtida anulando as perturbações na tensão de entrada. Do ponto de vista de pequenos sinais todas as grandezas do circuito em regime permanente são anuladas, ou seja, a fonte de tensão da entrada é substituída por um curto-circuito. Resta então obter a resposta do sistema à perturbação na razão cíclica, que é o único sinal de entrada do sistema.

O circuito equivalente, redesenhado a partir da Fig. I-3, é mostrado na Fig. I-5. A partir da análise deste circuito pode-se obter as expressões dadas a seguir.

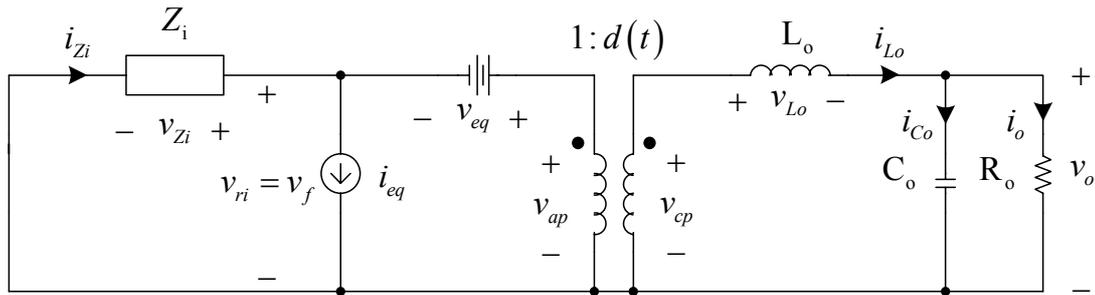


Fig. I-5 - Circuito equivalente para perturbações na razão cíclica.

$$\tilde{v}_{Zi}(t) - \tilde{v}_{eq}(t) + \frac{\tilde{v}_{cp}(t)}{d(t)} = 0 \quad (\text{I.12})$$

$$\tilde{v}_{Zi}(t) - \frac{v_{ap}(t)}{d(t)} \cdot \tilde{d}(t) + \frac{\tilde{v}_{cp}(t)}{d(t)} = 0 \quad (\text{I.13})$$

$$\tilde{v}_{cp}(t) = v_{ap}(t) \cdot \tilde{d}(t) - d(t) \cdot \tilde{v}_{Zi}(t) \quad (\text{I.14})$$

$$\tilde{v}_{cp}(t) = \tilde{v}_{Lo}(t) + \tilde{v}_o(t) \quad (\text{I.15})$$

$$\tilde{i}_{Lo}(t) = \tilde{i}_{Co}(t) + \tilde{i}_o(t) \quad (\text{I.16})$$

$$\tilde{i}_{Zi}(t) = \tilde{i}_{eq}(t) + d(t) \cdot \tilde{i}_{Lo}(t) \quad (\text{I.17})$$

$$\tilde{i}_{Zi}(t) = i_c(t) \cdot \tilde{d}(t) + d(t) \cdot \tilde{i}_{Lo}(t) \quad (\text{I.18})$$

Usando a transformada de Laplace, a tensão sobre o indutor e a corrente no capacitor são dadas por:

$$\tilde{v}_{Lo}(s) = s \cdot L_o \cdot \tilde{i}_{Lo}(s) \quad (I.19)$$

$$\tilde{i}_{Co}(s) = s \cdot C_o \cdot \tilde{v}_o(s) \quad (I.20)$$

Pode-se então obter a função de transferência da tensão de saída pela razão cíclica:

$$G(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{R_o \cdot (v_{ap}(s) - Z_i(s) \cdot i_c(t) \cdot d(s))}{s^2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot R_o + s \cdot L_o + R_o + Z_i(s) \cdot d(s)^2 \cdot (s \cdot C_o \cdot R_o + 1)} \quad (I.21)$$

Na Fig. I-6 mostram-se os diagramas de Bode de módulo e de fase da expressão (I.21). Estes foram traçados com e sem o filtro de entrada, visando mostrar a influência dos seus elementos no comportamento da planta, em termos de controle, o que irá afetar diretamente o projeto de controladores para a mesma.

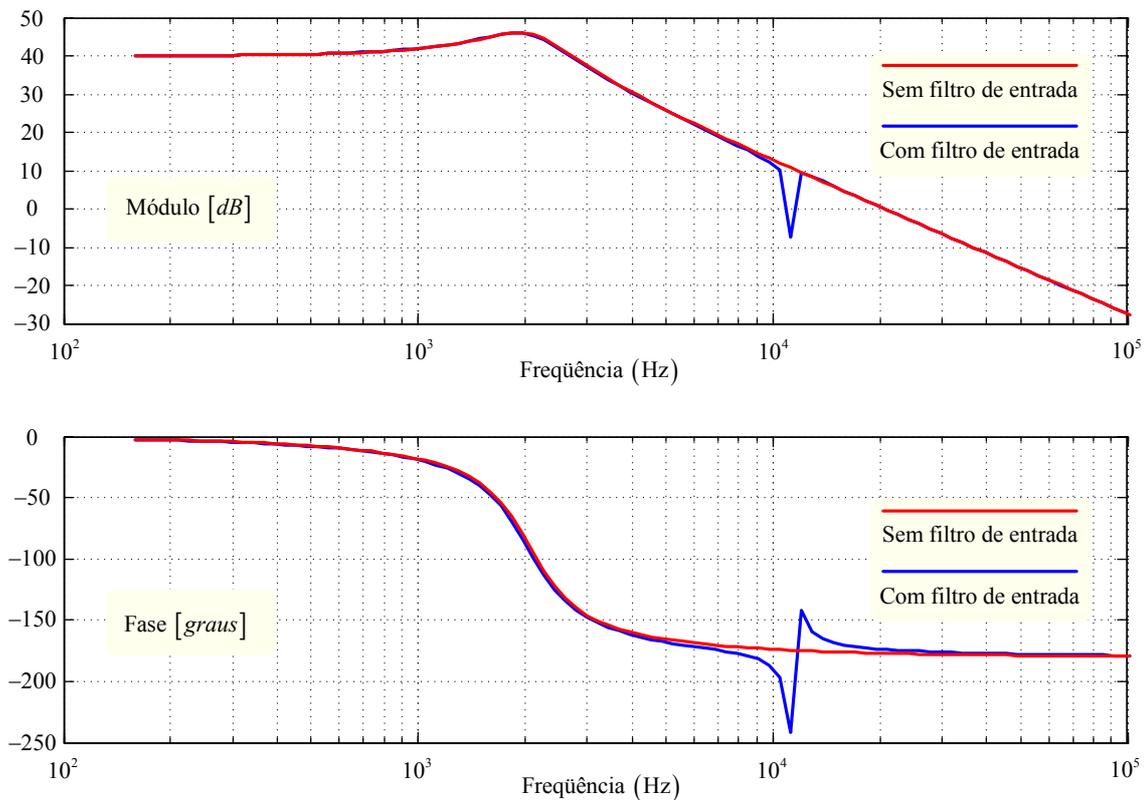


Fig. I-6 - Diagramas de Bode de $G(s)$.

I.4 Função de transferência $F(s)$

A função de transferência $F(s)$ relaciona a tensão de saída com a tensão de entrada, obtida anulando as perturbações na razão cíclica. Neste caso o circuito equivalente, obtido a partir da Fig. I-3 é mostrado na Fig. I-7.

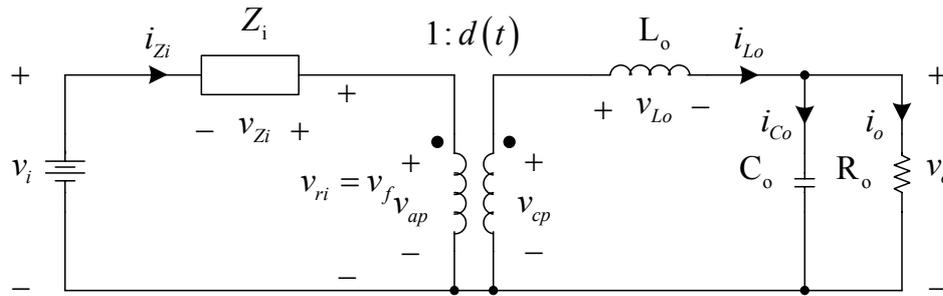


Fig. I-7 - Circuito equivalente para perturbações na tensão de entrada.

Analisando o circuito da Fig. I-7 se obtém as expressões de forma idêntica à realizada no item anterior. A função de transferência $F(s)$ será dada por:

$$F(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_i(s)} = \frac{R_o \cdot d(s) \cdot H_i(s)}{s^2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot R_o + s \cdot L_o + R_o + Z_i(s) \cdot d(s)^2 \cdot (s \cdot C_o \cdot R_o + 1)} \quad (I.22)$$

Os diagramas de Bode de módulo e de fase para a expressão (I.22) são mostrados pela Fig. I-8, onde nota-se uma diferença significativa entre a planta com e sem filtro, principalmente em frequências altas.

I.5 Verificação das expressões obtidas

Para verificar se as expressões determinadas anteriormente predizem com precisão o funcionamento do conversor modelado foram realizadas simulações numéricas com *softwares* de simulação de circuitos elétricos, comparando-as com os resultados obtidos com *softwares* de cálculo numérico, no qual foram desenhados os gráficos das expressões obtidas anteriormente. O diagrama de blocos da simulação no *software* de cálculo numérico é mostrado na Fig. I-9.

O circuito elétrico do conversor simulado é o da Fig. I-1.

Os parâmetros usados nas simulações foram:

- $v_i(t) = 100V$ $v_o(t) = 50V$ $F_s = 20kHz$

- $R_o = 5\Omega$ $L_o = 200\ \mu H$ $C_o = 30\ \mu F$
- $R_i = 0,1\Omega$ $L_i = 20\ \mu H$ $C_i = 10\ \mu F$

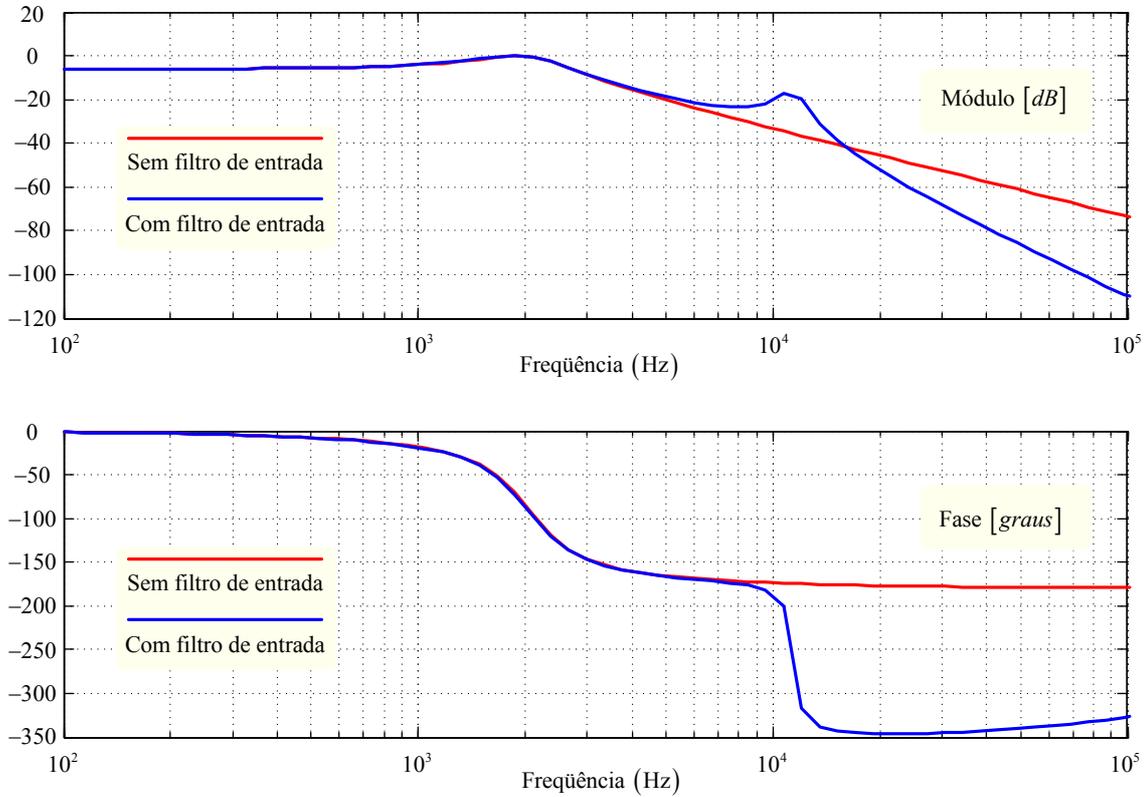


Fig. I-8 - Diagramas de Bode de $F(s)$.

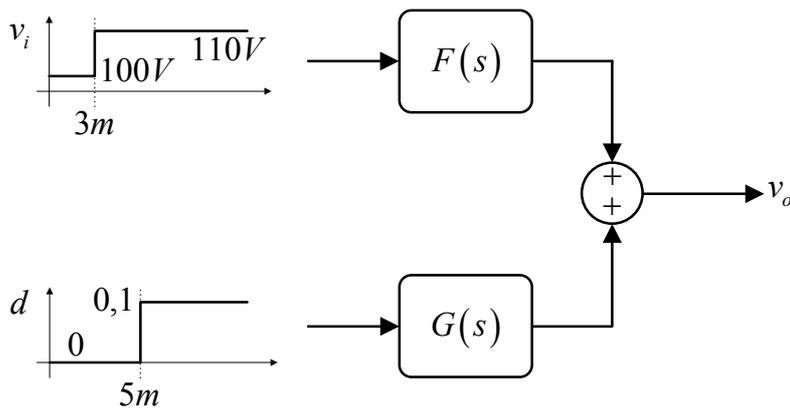


Fig. I-9 - Diagrama de blocos para simulação no software de cálculo numérico.

Inicialmente foi realizada uma simulação sem o filtro de entrada, isto é, tornando o conversor da Fig. I-1 um conversor Buck CC-CC convencional. As formas de onda da tensão de saída para perturbações na tensão de entrada e na razão cíclica são mostradas na Fig. I-10. Nota-se que as formas de onda praticamente são indistinguíveis, a não ser pela ondulação de tensão em alta frequência, que foi desprezada na modelagem.

Da mesma forma, com o filtro de entrada, as expressões determinadas acima e simuladas no *software* de cálculo numérico condizem com a simulação do circuito no *software* de simulação de circuitos, mostrando a veracidade dos resultados obtidos.

Pelas formas de onda mostradas na Fig. I-10 e Fig. I-11 pode-se notar que, para o conversor em questão, as considerações feitas a respeito da validade da modelagem em pontos distintos de operação são coerentes e passíveis de serem verídicas. Logo, não se buscará outros meios de demonstrar essas hipóteses, consideradas ora em diante como verdadeiras no contexto deste estudo.

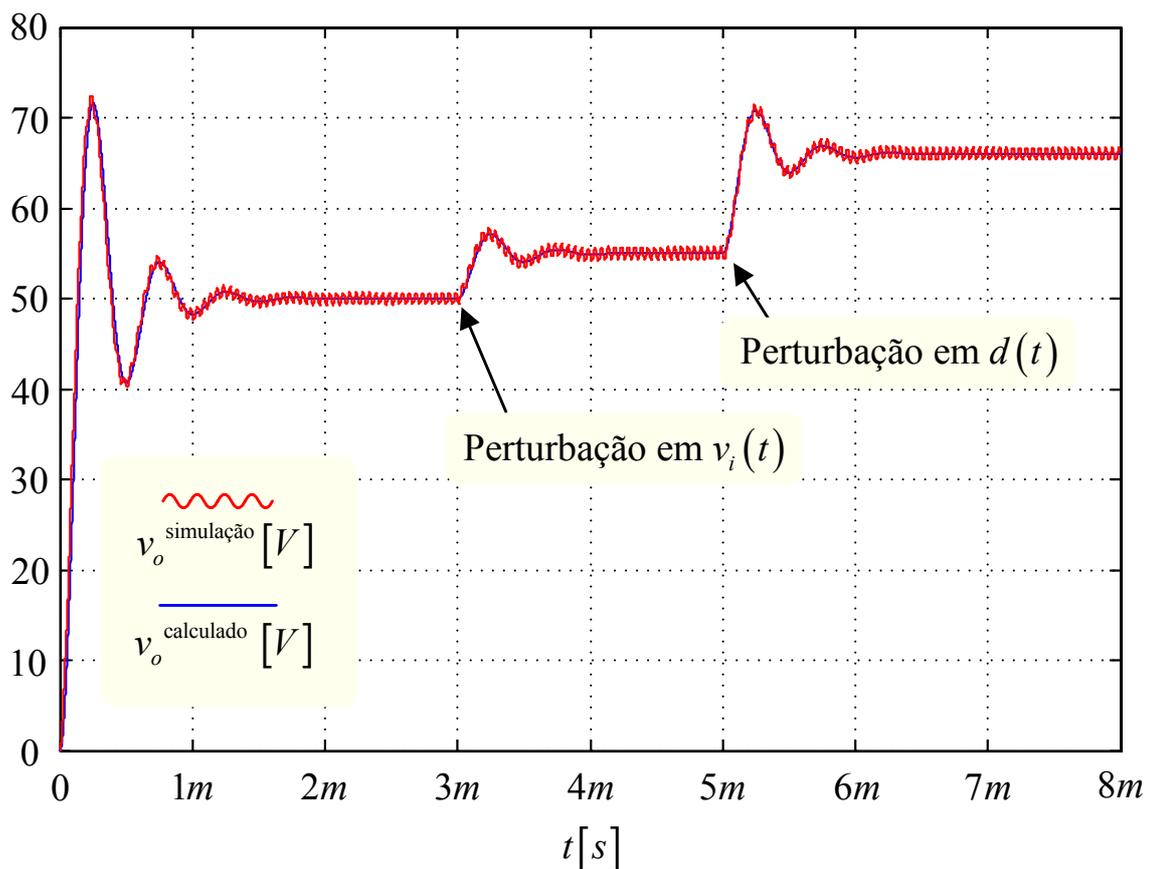


Fig. I-10 - Simulações do conversor Buck CC-CC sem filtro de entrada.

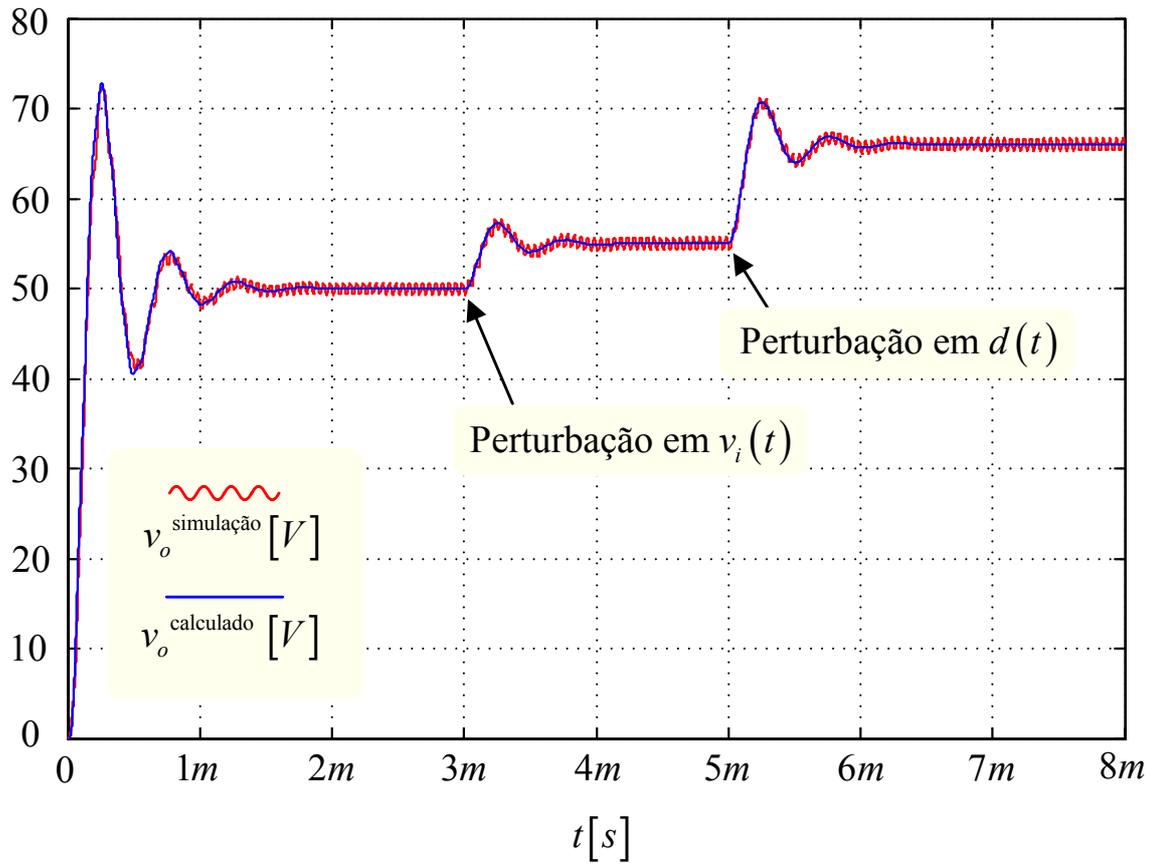


Fig. I-11 - Simulações do conversor Buck CC-CC com filtro de entrada.

Anexo II Análise da tensão de entrada distorcida

A tensão disponibilizada pela rede de energia elétrica não é puramente senoidal. Em outras palavras, a mesma possui um conteúdo harmônico, além da frequência fundamental.

Para fins de projeto, o formato desta tensão é difícil de ser estimado com precisão. Assim sendo, será tomada como base uma forma de onda senoidal achatada na região próxima do pico. A taxa de distorção harmônica depende desta parcela de achatamento, sendo que o objetivo deste capítulo é obter, justamente, uma expressão que relacione a taxa de distorção harmônica e o ângulo no qual a tensão senoidal começa a ser deformada.

A partir da decomposição da forma de onda distorcida em uma senoidal pura e outra contendo a distorção presente em $v_i(t)$, pode-se realizar a análise harmônica facilmente, obtendo-se a expressão procurada.

Na metodologia de projeto do condicionador é necessário conhecer a faixa de variação da tensão de entrada e, como será visto aqui, conforme for a taxa de distorção harmônica de $v_i(t)$, a faixa de variação para mais é diferente da variação para menos na tensão de entrada.

II.1 Expressões de $v_i(t)$

A forma da tensão de entrada que estará sendo considerada para análise é a mostrada na Fig. II-1. Esta pode ser obtida a partir de duas formas de onda conhecidas e com expressões matemáticas bem determinadas, conforme mostrado na Fig. II-2. Subtraindo-se a tensão $v_b(t)$ da tensão $v_a(t)$ tem-se a tensão distorcida desejada. Os ângulos θ_1 e θ_2 definem a taxa de distorção harmônica da tensão de entrada.

A tensão de pico da rede de energia será definida no equacionamento seguinte como sendo v_{i_pk} . Desta forma, a tensão $v_a(t)$ será dada por:

$$v_a(\omega t) = v_{i_pk} \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) \quad (\text{II.1})$$

Os ângulos θ_1 e θ_2 podem ser definidos a partir de um ângulo θ :

$$\theta_1(\theta) = \frac{\pi}{2} - \frac{\theta}{2} \quad (\text{II.2})$$

$$\theta_2(\theta) = \frac{\pi}{2} + \frac{\theta}{2} \quad (\text{II.3})$$

A expressão matemática que representa a tensão $v_b(t)$ pode ser obtida a partir da decomposição em série de Fourier desta tensão. Uma função decomposta em série de Fourier é dada por:

$$f(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cdot \cos(k \cdot \omega_o \cdot t) + b_k \cdot \text{sen}(k \cdot \omega_o \cdot t)] \quad (\text{II.4})$$

Devido à simetria ímpar da forma de onda $v_b(t)$ tem-se que os termos em a_k e a_0 são nulos. Portanto:

$$b_k = \frac{2}{T_r} \cdot \int_0^{T_r} f(t) \cdot \text{sen}(k \cdot \omega_o \cdot t) \quad (\text{II.5})$$

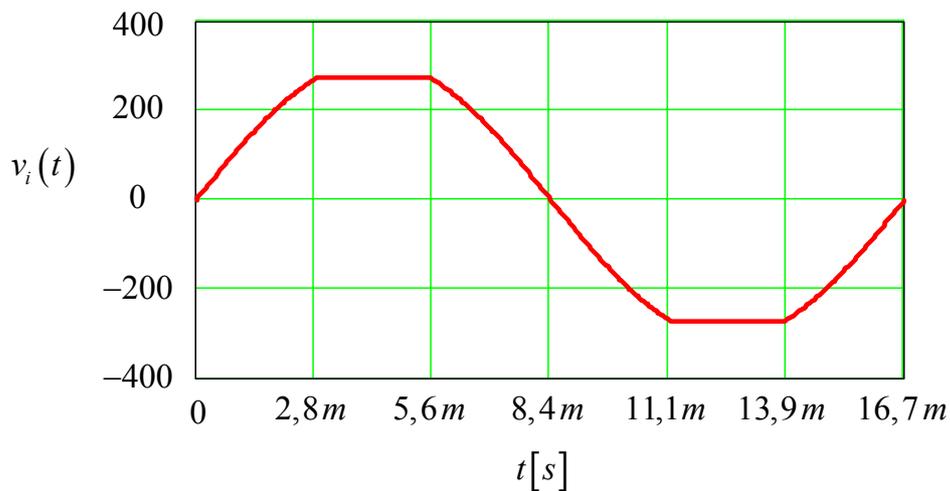


Fig. II-1 – Tensão de entrada distorcida.

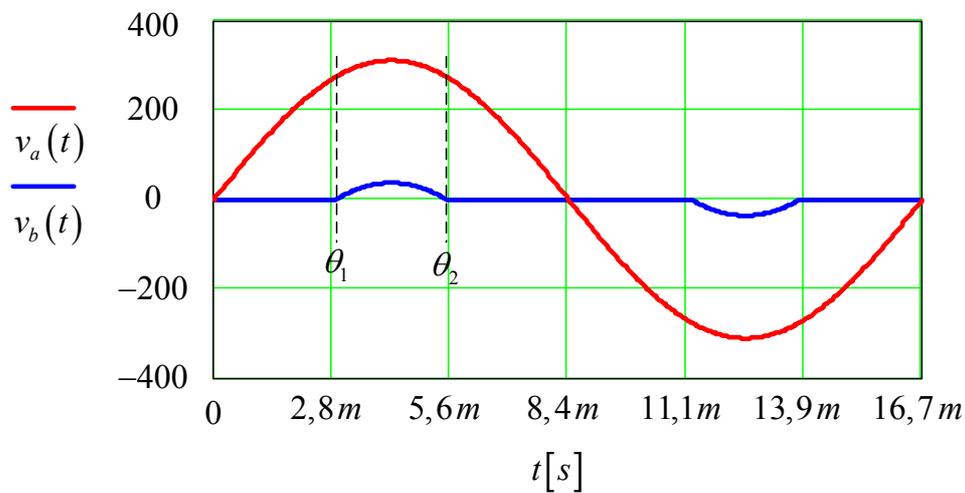


Fig. II-2 – Tensões a partir das quais se pode obter a tensão de entrada distorcida.

A partir daí pode-se determinar os termos da série por:

$$b_k(\theta) = \frac{2}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\theta}{2}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\theta}{2}} \left[v_{i_pk} \cdot \text{sen}(\omega t) - v_{i_pk} \cdot \text{sen}(\theta_1(\theta)) \right] \cdot \text{sen}(k \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) \quad (\text{II.6})$$

$$+ \frac{2}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\theta}{2} + \pi}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\theta}{2} + \pi} \left[v_{i_pk} \cdot \text{sen}(\omega t) - v_{i_pk} \cdot \text{sen}(\theta_1(\theta) + \pi) \right] \cdot \text{sen}(k \cdot \omega t) \cdot d(\omega t)$$

$$b_1(\theta) = \frac{2}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\theta}{2}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\theta}{2}} \left[v_{i_pk} \cdot \text{sen}(\omega t) - v_{i_pk} \cdot \text{sen}(\theta_1(\theta)) \right] \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (\text{II.7})$$

$$+ \frac{2}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\theta}{2} + \pi}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\theta}{2} + \pi} \left[v_{i_pk} \cdot \text{sen}(\omega t) - v_{i_pk} \cdot \text{sen}(\theta_1(\theta) + \pi) \right] \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot d(\omega t)$$

A tensão $v_b(t)$ será dada por:

$$v_b(\omega t, \theta) = \sum_{k=2}^{\infty} \left[b(k, \theta) \cdot \text{sen}(k \cdot \omega t) + b_1(\theta) \cdot \text{sen}(\omega t) \right] \quad (\text{II.8})$$

Então a tensão distorcida será:

$$v_i(\omega t, \theta) = v_a(\omega t) - v_b(\omega t, \theta) \quad (\text{II.9})$$

II.2 Análise harmônica de $v_i(\omega t, \theta)$

O valor eficaz da componente fundamental da tensão distorcida é dado por:

$$v_{i_1_rms}(\theta) = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left[v_a(\omega t) - v_b(\omega t, \theta) \right]^2 \cdot d(\omega t)} \quad (\text{II.10})$$

As componentes harmônicas na tensão distorcida são:

$$v_{i_h_rms}(\theta) = \sqrt{\left[\sum_{k=2}^{\infty} \left(\sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left[b(k, \theta) \cdot \text{sen}(k \cdot \omega t) \right]^2 \cdot d(\omega t)} \right)^2 \right]} \quad (\text{II.11})$$

Assim, a taxa de distorção harmônica da tensão de entrada pode ser obtida:

$$THD(\theta) = \frac{v_{i_h_rms}(\theta)}{v_{i_1_rms}(\theta)} \cdot 100 [\%] \quad (\text{II.12})$$

Com (II.12) pode-se obter o gráfico mostrado na Fig. II-3. Observa-se que para uma taxa de distorção harmônica de 5% o ângulo θ deve ser de aproximadamente 56° .

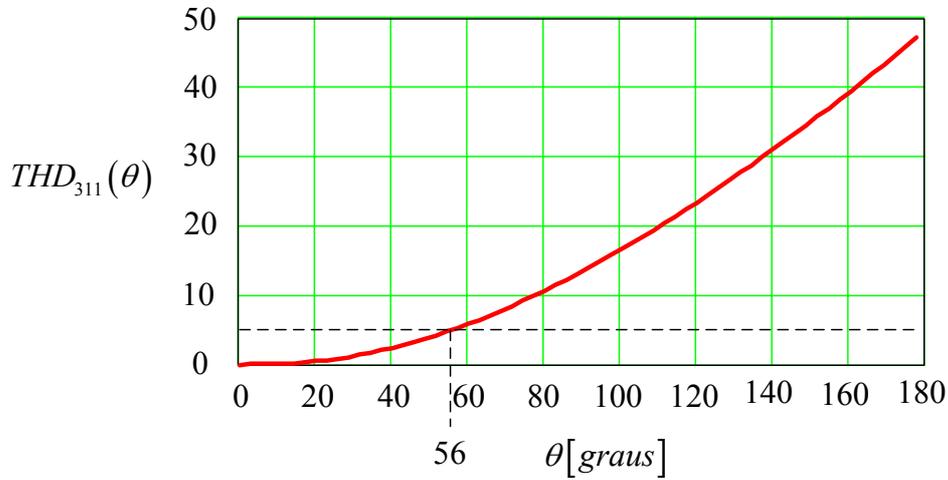


Fig. II-3 – Taxa de distorção harmônica em função do ângulo θ .

II.3 Variação na tensão da rede

Se a tensão da rede de energia elétrica possuir uma variação de $\pm 20\%$ tem-se que:

$$v_{i_rms} = \begin{cases} 264 \\ 220 [V] \\ 176 \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Usando a expressão (II.9), com a tensão da rede dada por (II.13), determina-se que os valores de pico da tensão da rede são:

$$v_{i_pk} = \begin{cases} 330 \\ 275 [V] \\ 220 \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Assim, os piores casos serão:

$$v_{i_pk} = \begin{cases} 373 \\ 220 [V] \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Então, finalmente, determina-se a faixa de variação da tensão de entrada:

$$\Delta v = \begin{cases} \left(\frac{373}{311} - 1 \right) \cdot 100 \cong 20\% \\ \left(\frac{220}{311} - 1 \right) \cdot 100 \cong -30\% \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Na Fig. II-4 mostram-se as tensões de entrada distorcidas, para uma variação de 20% no valor eficaz, obtidas usando a expressão (II.9).

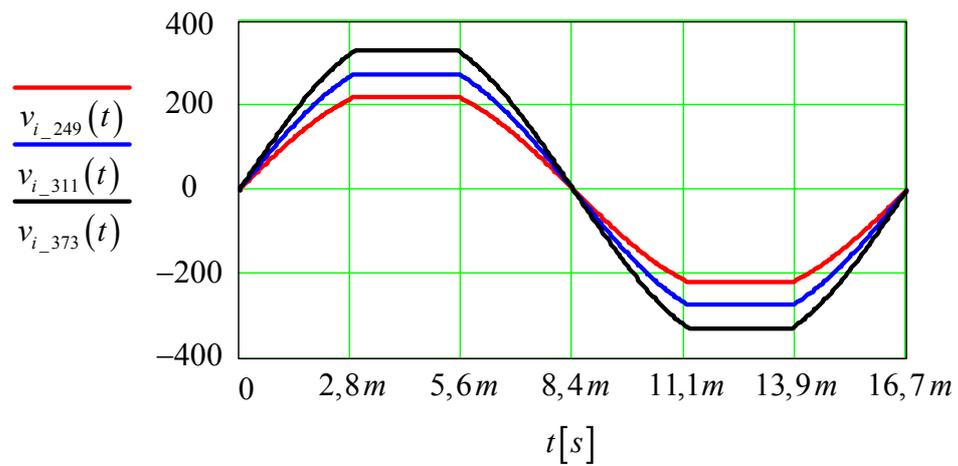


Fig. II-4 – Tensões de entrada distorcidas.

Anexo III Modelagem da carga não-linear

O projeto de um condicionador de tensão depende do tipo de carga que será alimentada por este equipamento. Para cargas resistivas e resistivas-indutivas, tidas como cargas lineares, não se tem problemas maiores para o projeto e a carga pode ser considerada puramente resistiva. No entanto, quando na saída do condicionador se tem cargas com características não-lineares, tais como retificadores com filtro capacitivo, máquinas de soldagem, fornos a arco, entre outras, o conhecimento do comportamento da corrente solicitada por essas cargas é de fundamental importância para que o projeto seja feito corretamente, tornando o condicionador capaz de disponibilizar em sua saída uma tensão de boa qualidade.

Por simulação pode-se obter o comportamento da corrente destas cargas não-lineares; todavia, o processo deve ser iterativo para que se atinjam os valores adequados de corrente máxima, eficaz e fator de crista desejado na carga. A finalidade deste capítulo é apresentar modelos mais simples, evitando o processo iterativo, com o conhecimento prévio das derivadas de corrente da carga, permitindo a realização de um projeto rápido e seguro, e que pode ser refinado posteriormente com um modelo mais real, via simulação.

III.1 Caracterização da carga não-linear do tipo retificador com filtro capacitivo

Uma carga é caracterizada pela corrente que exige de sua fonte. Desta forma, se o formato desta corrente fosse senoidal, basicamente seria necessário determinar seu valor máximo (de pico) e automaticamente ter-se-ia seu valor eficaz. Já com cargas não-lineares isso não ocorre, pois a relação entre o valor eficaz e o valor de pico não é dado por uma constante. Daí surgiu a definição de “fator de crista” que determina justamente a relação entre o valor de pico e eficaz da corrente na carga. Para cargas lineares e com alimentação de tensão em formato senoidal, o fator de crista vale aproximadamente 1,414.

Uma carga não-linear típica é um retificador com filtro capacitivo, como o mostrado na Fig. III-1. O retificador é formado pelos diodos D_{nL_1} a D_{nL_4} , o filtro capacitivo por C_{nL} e a carga por R_{nL} . O indutor L_{nL} representa a indutância de linha da carga e do filtro de interferência eletromagnética, caso esta o possua.

Desprezando-se a queda de tensão nos diodos D_{nL_1} a D_{nL_4} , então os componentes do circuito, para fins de projeto e simulação, podem ser determinados como segue. Os valores determinados são apenas iniciais para o processo iterativo. O resistor R_{nL} é ajustado em conjunto com o indutor L_{nL} para se obter a potência aparente e o fator de crista desejados na entrada da carga não-linear.

$$R_{nL} = \frac{(v_{o_pk})^2}{S_o} \quad (\text{valor inicial}) \quad (\text{III.1})$$

$$C_{nL} = S_o \quad (\text{considerando } 1 \mu\text{F/VA}) \quad (\text{III.2})$$

$$L_{nL} = 100 \mu\text{H} \quad (\text{valor inicial}) \quad (\text{III.3})$$

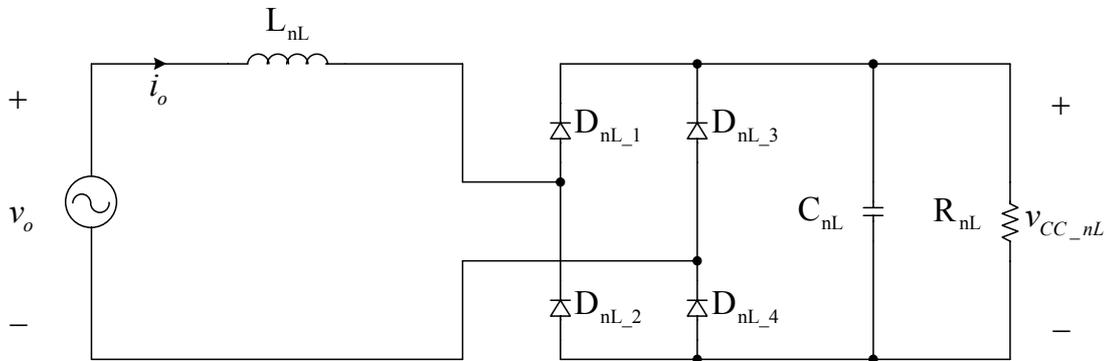


Fig. III-1 - Circuito de uma carga não-linear.

Como exemplo, para uma carga não-linear com potência aparente de 10 kVA e tensão de alimentação de 220 V eficazes, os parâmetros calculados e ajustados por simulação são:

$$R_{nL} = \frac{(311-4)^2}{10k} = 9,42 \Omega \quad \rightarrow \quad R_{nL} = 15 \Omega$$

$$C_{nL} = 10 \text{ mF}$$

$$L_{nL} = 100 \mu\text{H}$$

As formas de onda da corrente e tensão para esta carga não-linear são mostradas na Fig. III-2. Nota-se o comportamento bastante não-linear da corrente. Suas características de corrente são dadas a seguir. Com estes valores é possível realizar o projeto do estágio de potência do condicionador, prevendo corretamente as quedas de tensão no circuito devido a esses valores de corrente.

- $i_{o_rms} = 45,9 \text{ A}$ $i_{o_pk} = 135,8 \text{ A}$ $FC = 2,96$
- $\Delta i_{o_↑} = 0,139 \text{ A} / \mu\text{s}$ $\Delta i_{o_↓} = 0,276 \text{ A} / \mu\text{s}$

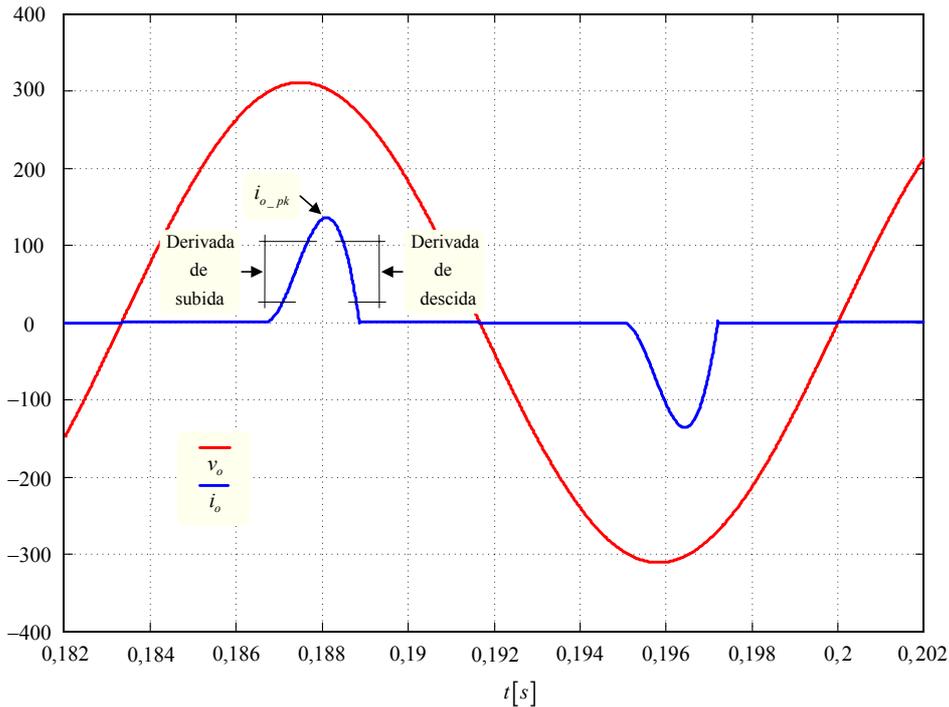


Fig. III-2 –
Formas de onda
de uma carga
não-linear.

III.2 Proposta de um modelo com formato triangular

A proposição de um modelo simples para a carga não-linear, baseado em fontes de corrente é o objetivo deste item. Para evitar um processo iterativo, com componentes a determinar, o modelo mais simples consiste de uma fonte de corrente com formato triangular, com valores de pico e derivadas bem definidos, conforme mostrado na Fig. III-3. Para determinar os parâmetros desta forma de onda considera-se que:

1. A potência aparente fornecida a uma carga linear é idêntica à fornecida a uma carga não-linear;
2. A corrente é simétrica em relação ao eixo das abscissas.

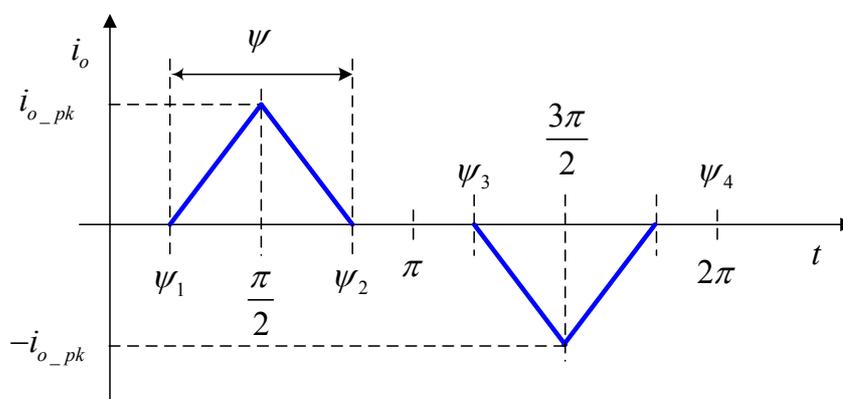


Fig. III-3 – Forma de
onda da corrente do
primeiro modelo
proposto.

Para a forma de onda da Fig. III-3 pode-se escrever:

$$\psi_1 = \frac{\pi}{2} - \frac{\Psi}{2} \quad (\text{III.4})$$

$$\psi_2 = \frac{\pi}{2} + \frac{\Psi}{2} \quad (\text{III.5})$$

$$\psi_3 = \frac{3 \cdot \pi}{2} - \frac{\Psi}{2} \quad (\text{III.6})$$

$$\psi_4 = \frac{3 \cdot \pi}{2} + \frac{\Psi}{2} \quad (\text{III.7})$$

$$i_o(t) = \begin{cases} \frac{i_{o_pk}}{\frac{\pi}{2} - \psi_1} \cdot (t - \psi_1) & \psi_1 \leq t \leq \frac{\pi}{2} \\ \frac{i_{o_pk}}{\frac{\pi}{2} - \psi_2} \cdot (t - \psi_2) & \frac{\pi}{2} \leq t \leq \psi_2 \\ \frac{i_{o_pk}}{\psi_3 - \frac{3 \cdot \pi}{2}} \cdot (t - \psi_3) & \psi_3 \leq t \leq \frac{3 \cdot \pi}{2} \\ \frac{i_{o_pk}}{\frac{3 \cdot \pi}{2} - \psi_4} \cdot (\psi_4 - t) & \frac{3 \cdot \pi}{2} \leq t \leq \psi_4 \\ 0 & \text{fora destes intervalos} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

$$i_{o_rms} = \sqrt{\frac{4}{T_r} \cdot \int_0^{\frac{\Psi}{2}} \left(\frac{2 \cdot i_{o_pk}}{\Psi} \cdot t \right)^2 \cdot dt} \quad (\text{III.9})$$

$$FC = \frac{i_{o_pk}}{i_{o_rms}} \quad (\text{III.10})$$

$$\psi = \frac{3}{2} \cdot \frac{T_r}{FC^2} [\text{rad}] \quad (\text{III.11})$$

A expressão (III.11) relaciona o ângulo ψ com o período da tensão da rede e o fator de crista desejado. Fica assim fácil determinar as derivadas de subida e descida, que por sinal são idênticas, a partir do ângulo ψ e do valor de pico da corrente. Como exemplo, para uma carga com as mesmas características de potência e tensão de alimentação do caso anterior, encontra-se:

- $i_{o_rms} = 45,45 \text{ A}$ $i_{o_pk} = 136,4 \text{ A}$ $FC = 3$ $\psi = 60 \text{ graus}$
- $T_r = 2 \cdot \pi \text{ rad}$ $\Delta i_{o_↑} = \Delta i_{o_↓} = 0,098 \text{ A} / \mu\text{s}$

Nota-se pelos valores encontrados que a derivada é inferior a encontrada por simulação, no item anterior. Entretanto, o objetivo deste modelo para a carga não-linear é oferecer simplicidade de cálculo e simulação, em detrimento de precisão e complexidade.

Para melhorar as características do modelo pode-se alterar a forma de onda, conforme mostrado na Fig. III-4. Agora se pode ter derivadas diferentes para a subida e descida da corrente. Em contrapartida, um parâmetro livre permite um grau de ajuste na forma de onda, para adaptá-la a simulação do modelo mais real (Fig. III-1).

O procedimento para obter os parâmetros da carga é idêntico ao do modelo anterior.

$$\psi_1 = \frac{\pi - \psi}{2} \quad (\text{III.12})$$

$$\psi_2 = \psi_1 \rightarrow \psi_3 \quad (\text{III.13})$$

$$\psi_3 = \frac{\pi + \psi}{2} \quad (\text{III.14})$$

$$\psi_4 = \pi + \frac{\pi - \psi}{2} \quad (\text{III.15})$$

$$\psi_5 = \pi + \psi_2 \quad (\text{III.16})$$

$$\psi_6 = \pi + \frac{\pi + \psi}{2} \quad (\text{III.17})$$

$$i_o(t) = \begin{cases} \frac{i_{o_pk}}{\psi_2 - \psi_1} \cdot (t - \psi_1) & \psi_1 \leq t \leq \psi_2 \\ \frac{i_{o_pk}}{\psi_2 - \psi_3} \cdot (t - \psi_3) & \psi_2 \leq t \leq \psi_3 \\ \frac{i_{o_pk}}{\psi_5 - \psi_4} \cdot (\psi_4 - t) & \psi_4 \leq t \leq \psi_5 \\ \frac{i_{o_pk}}{\psi_5 - \psi_6} \cdot (\psi_6 - t) & \psi_5 \leq t \leq \psi_6 \\ 0 & \text{fora destes intervalos} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

$$i_{o_rms} = \sqrt{\frac{2}{T_r} \cdot \int_0^{\psi_2} \left(\frac{i_{o_pk}}{\psi_2} \cdot t \right)^2 \cdot dt + \frac{2}{T_r} \cdot \int_{\psi_2}^{\psi} \left(\frac{i_{o_pk}}{\psi_2 - \psi} \cdot (t - \psi) \right)^2 \cdot dt} \quad (\text{III.19})$$

$$\psi = \frac{3}{2} \cdot \frac{T_r}{FC^2} [\text{rad}] \quad (\text{III.20})$$

Fazendo:

$$\psi_2 = 1,72 \cdot \psi_1 = 103,13 \text{ graus}$$

Encontram-se:

- $i_{o_rms} = 45,45 A$ $i_{o_pk} = 136,4 A$ $FC = 3$ $\psi = 60 \text{ graus}$
- $T_r = 2 \cdot \pi \text{ rad}$ $\Delta i_{o_↑} = 0,068 A / \mu s$ $\Delta i_{o_↓} = 0,175 A / \mu s$

Neste caso, a derivada de descida está mais próxima do valor obtido simulando a carga não-linear da Fig. III-1 mas, em compensação, a derivada de subida foi prejudicada.

Poder-se-ia usar outros formatos de $i_o(t)$ para modelar a carga não-linear, mas a quantidade de parâmetros iria aumentar e a simplicidade e não necessidade de simulação por iteração seria perdida, invalidando o almejado. Por exemplo, o formato trapezoidal poderia ser usado, permitindo ajustes separados da derivada de subida e de descida.

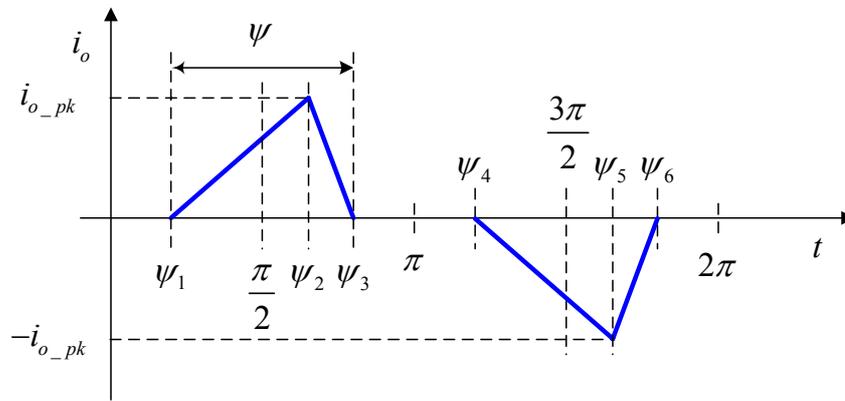


Fig. III-4 – Forma de onda da corrente do segundo modelo proposto.

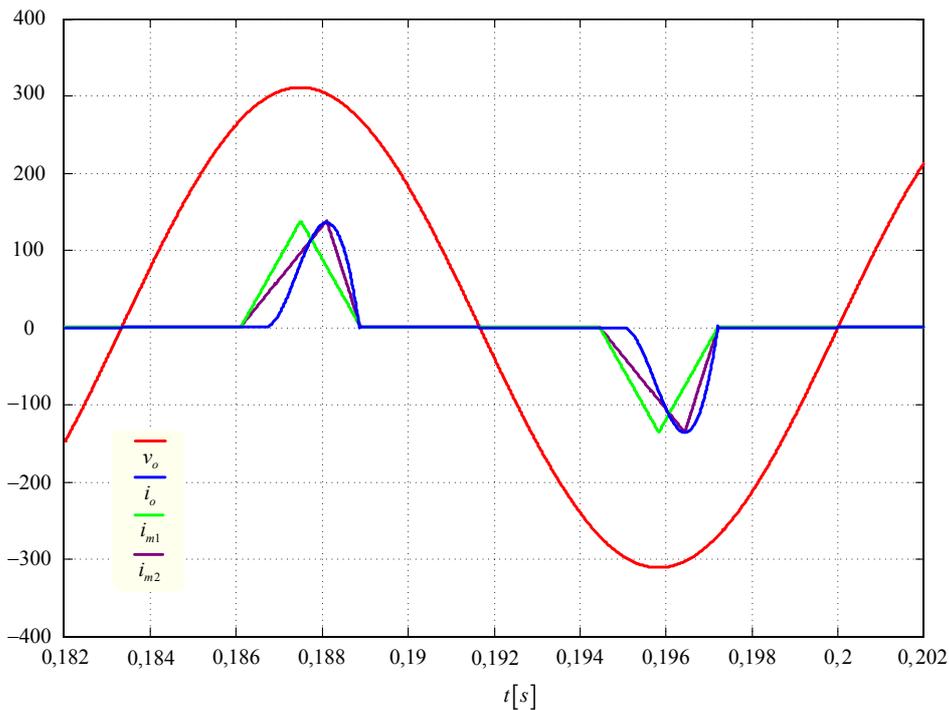


Fig. III-5 – Formas de onda de uma carga não-linear e dos modelos propostos.

As formas de onda obtidas por simulação, do circuito da Fig. III-1 e dos modelos propostos, com os parâmetros apresentados anteriormente, são mostradas nas Fig. III-5 e Fig. III-6. Pode-se perceber que o segundo modelo se adapta melhor à derivada de descida, enquanto o primeiro se adapta à derivada de subida. Assim, poder-se-ia intuir que uma forma trapezoidal teria o formato adequado, mas, com um ou mais parâmetros para ajustar, além do que estes parâmetros não são constantes e independentes da carga e da tensão de alimentação.

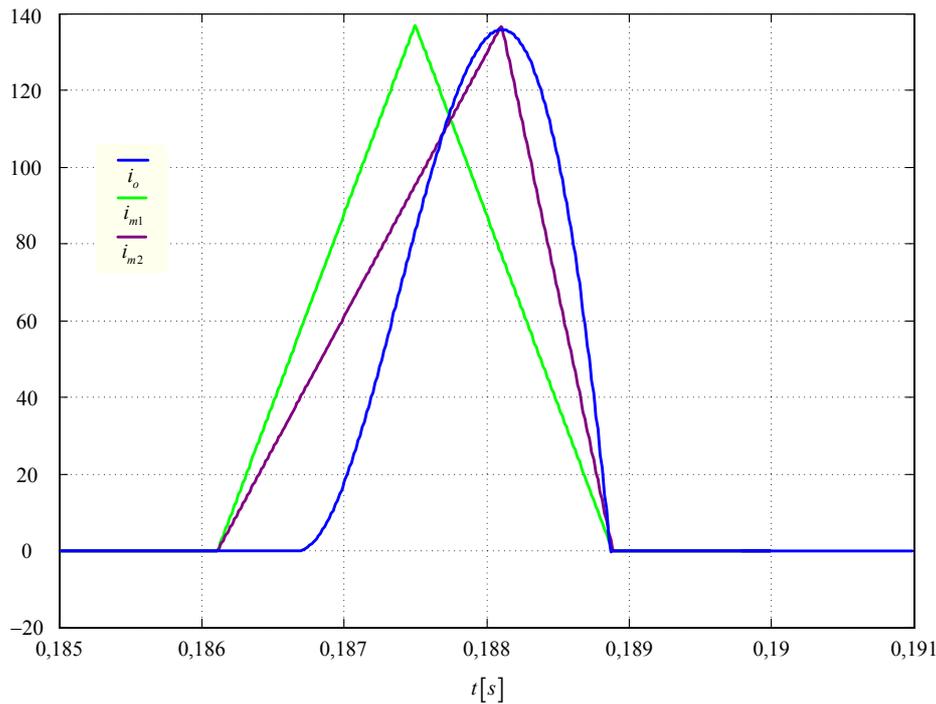


Fig. III-6 – Formas de onda de uma carga não-linear e dos modelos propostos.

III.3 Proposta de um modelo mais real

Os dois modelos propostos no item anterior, baseados em fontes de corrente com formato triangular, são bastante simples mas não permitem obter bons resultados quanto às derivadas de subida e de descida. O modelo real, mostrado na Fig. III-1, tem vários parâmetros para serem ajustados, tornando complicada uma estimativa de valores iniciais. Assim sendo, este modelo é alterado, simplificando um pouco o circuito, conforme mostrado na Fig. III-7. O capacitor de saída e a resistência de carga são substituídos por uma fonte de tensão, denominada de $v_{cc_nL}(t)$. Tem-se agora apenas dois parâmetros a serem determinados, a indutância L_{nL} e a tensão $v_{cc_nL}(t)$.

O equacionamento completo deste circuito é realizado em [394]. O objetivo aqui é obter expressões simples para determinar os parâmetros necessários no modelo, bem como as características da corrente de carga. Na Fig. III-8 mostram-se as formas de onda obtidas por simulação para os circuitos das Fig. III-1 e Fig. III-7. Nota-se a semelhança das formas de onda, mostrando que o modelo simplificado representa bem o modelo real.

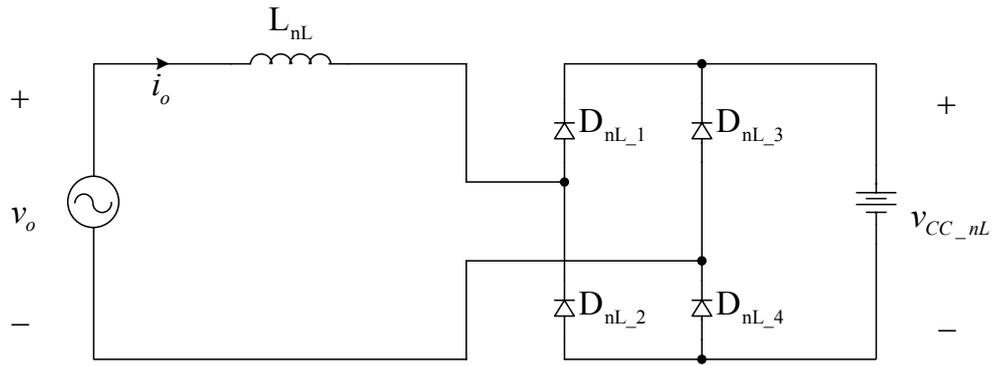


Fig. III-7 – Circuito simplificado de uma carga não-linear.

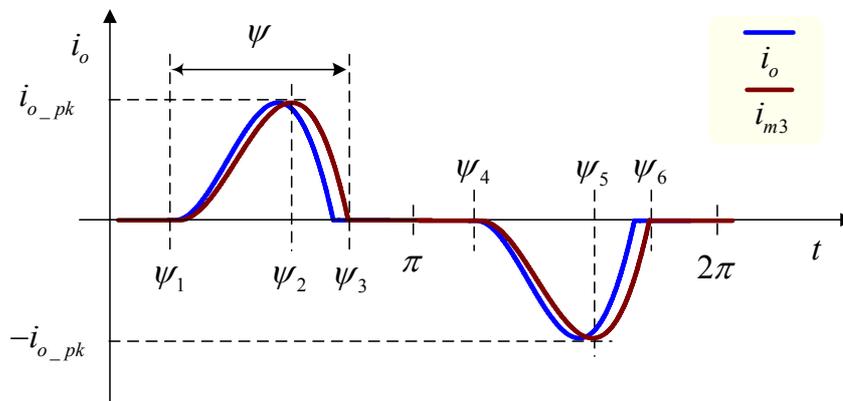


Fig. III-8 – Forma de onda da corrente do terceiro modelo proposto

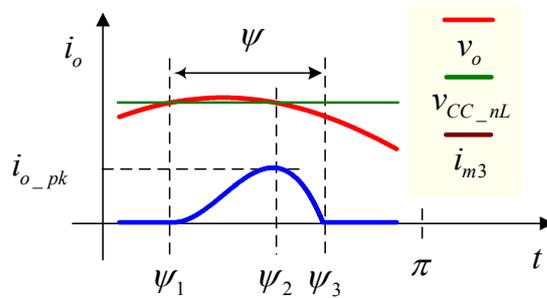


Fig. III-9 – Formas de onda para o modelo proposto.

Os ângulos ψ_1 , ψ_2 e ψ_3 devem ser determinados. Conforme está mostrado na Fig. III-9, no cruzamento da tensão $v_o(t)$ com a tensão de saída $v_{CC_nL}(t)$, tem-se os ângulos ψ_1 e ψ_2 . As expressões para estes ângulos e para a corrente da carga são dadas a seguir.

$$\psi_1 = \text{sen}^{-1} \left(\frac{v_{CC_nL}}{v_{o_pk}} \right) \quad (\text{III.21})$$

$$\psi_2 = \pi - \psi_1 \quad (\text{III.22})$$

$$i_o(t) = \frac{v_{o_pk}}{L_{nL} \cdot \omega_r} \cdot \left[\sqrt{1 - \left(\frac{v_{o_pk}}{v_{CC_nL}} \right)^2} \cdot (1 - \cos(\omega_r \cdot t)) + \frac{v_{o_pk}}{v_{CC_nL}} \cdot (\text{sen}(\omega_r \cdot t) - \omega_r \cdot t) \right] \quad (\text{III.23})$$

O ângulo ψ é determinado pela expressão empírica (III.24), obtida via simulação.

$$\psi = 0,0192101311 \cdot (FC)^{-2,0002201689} \quad (III.24)$$

A tensão $v_{CC_nL}(t)$, é obtida com a expressão (III.25), também empírica e originada por interpolação de dados originados via simulação.

$$FC = 0,002314 \cdot (v_{CC_nL})^2 - 1,312829 \cdot v_{CC_nL} + 188,606 \quad (III.25)$$

Como no instante ψ_2 a corrente $i_o(t)$ é máxima, pode-se usar a expressão (III.23) para obter o valor da indutância.

$$L_{nL} = \frac{v_{o_pk}}{i_{o_nL_pk} \cdot \omega_r} \cdot \left[\sqrt{1 - \left(\frac{v_{o_pk}}{v_{CC_nL}} \right)^2} \cdot (1 - \cos(\omega_r \cdot t_{\psi 2})) + \frac{v_{o_pk}}{v_{CC_nL}} \cdot (\sin(\omega_r \cdot t_{\psi 2}) - \omega_r \cdot t_{\psi 2}) \right] \quad (III.26)$$

Resta então determinar as derivadas de corrente, de subida e descida, obtidas como segue.

$$\Delta i_{o_up} = 0,00001248 \cdot S_o - 0,00731151 \quad (III.27)$$

$$\Delta i_{o_down} = 0,00002617 \cdot S_o - 0,03854676 \quad (III.28)$$

Para a mesma carga dos exemplos anteriores, com a mesma potência e mesma tensão de alimentação, determinam-se os seguintes parâmetros:

- $i_{o_rms} = 45,45 A$ $i_{o_pk} = 136,4 A$ $FC = 3$ $v_{o_pk} = 311V$
- $S_o = 10000 VA$ $v_{CC_nL} = 299,769V$ $\psi = 2,134 \cdot 10^{-3} rad$
- $\psi_1 = 1,301 rad$ $\psi_2 = 1,84 rad$ $L_{nL} = 78,43 \mu H$
- $\Delta i_{o_up} = 0,117 A / \mu s$ $\Delta i_{o_down} = 0,223 A / \mu s$

Os parâmetros do circuito da Fig. III-1 também foram reajustados, obtendo-se:

$$R_{nL} = 15 \Omega \quad \rightarrow \quad R_{nL} = 10,36 \Omega$$

$$C_{nL} = 10 mF$$

$$L_{nL} = 78,43 \mu H$$

Na Fig. III-10 mostram-se as formas de onda da corrente na carga, para simulação usando um *software* de simulação de circuitos, de todos os modelos apresentados neste documento.

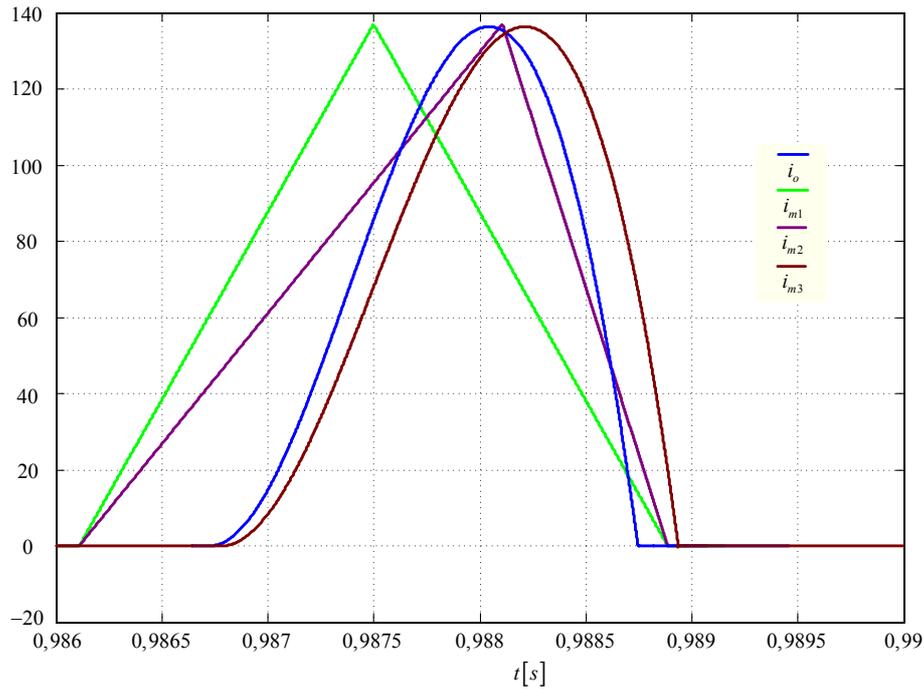


Fig. III-10 – Formas de onda de uma carga não-linear e dos modelos propostos.

Um resumo dos resultados obtidos para as derivadas de corrente na carga, pelos diversos modelos, é mostrado pela Tabela 7. Nota-se que o modelo que obtém melhores resultados é o último, o qual utiliza uma simplificação do circuito completo. Tem-se assim uma forma rápida e direta para obter os parâmetros da carga não-linear e utilizá-los para o projeto e simulação do condicionador de tensão alternada.

Tabela 7 - Resumo das derivadas de corrente.

	Circuito completo (Fig. III-1)	Formato triangular 1 (Fig. III-3)	Formato triangular 2 (Fig. III-4)	Circuito simplificado (Fig. III-7)
$\Delta i_{o_↑}$ [A/ μ s]	0,139	0,098	0,068	0,117
$\Delta i_{o_↓}$ [A/ μ s]	0,276	0,098	0,175	0,223

Anexo IV Filtros de entrada

A corrente solicitada da rede pelos conversores derivados do conversor Buck é descontínua, o que é o caso também do condicionador de tensão alternada. Desta forma, a fim de tornar esta corrente contínua e livre de conteúdo harmônico na frequência de comutação, pode-se fazer uso de um filtro de entrada.

Este filtro de entrada pode ser colocado em série com todo o conversor ou apenas com o retificador/inversor, visto que daí provém a corrente descontínua solicitada pelo condicionador. Não obstante, se tem o problema da impedância de linha, que dificulta o projeto do estágio de controle, e com um filtro na entrada do retificador pode-se obter um sistema estável e com resposta dinâmica rápida.

Os conversores usados em eletrônica de potência, operando em malha fechada, apresentam-se ao circuito ou sistema colocado a montante como resistências negativas. Isso ocorre porque, para uma determinada carga, a malha de controle ajusta a razão cíclica para manter constante a tensão de saída e, conseqüentemente, potência de saída constante, independente da tensão de entrada. Assim, se a tensão de entrada aumenta a corrente de entrada deve diminuir, baseado no princípio da conservação da energia, tendo o comportamento de uma resistência negativa [323-324, 327 e 328].

A modelagem de conversores com filtros de entrada foi detalhada a partir dos trabalhos de Middlebrook em 1976, se tornando previsível a interação entre o filtro de entrada e a malha de controle. Nestes trabalhos foram discutidos critérios para projeto do filtro de entrada. Uma condição necessária para a estabilidade do sistema é de que o módulo da impedância de saída do filtro deve ser menor do que o módulo da impedância de entrada do conversor, tanto em malha aberta como em malha fechada [329]. Posteriormente esta condição foi discutida em [327]. Nestas análises foi usado o teorema do elemento extra, apresentado por Middlebrook em 1989 [327].

O filtro de entrada pode ser interpretado como fazendo parte da fonte de alimentação do sistema e deveria ter, idealmente, impedância de saída nula. Para um filtro indutivo-capacitivo puro, na frequência de ressonância, o módulo da impedância de saída tende a infinito, o que contraria a condição de estabilidade de Middlebrook de 1976 [327 e 329].

Em termos de margem de fase, para frequências superiores a frequência de ressonância é introduzida uma defasagem de 360° na função de transferência de laço aberto do sistema,

característica de sistemas de fase não-mínima [327].

Desde que se começou a estudar a interação do filtro de entrada com a malha de controle, ou a interação entre diferentes sistemas em cascata, se tornou necessário introduzir alguma forma de amortecimento para diminuir as oscilações provenientes desta interação [330]²⁵. Logo se percebeu que introduzir amortecimento significava aumentar o custo e o tamanho do conjunto conversor mais filtro. Basicamente pode-se inserir amortecimento no sistema de duas formas: passivas - através de elementos resistivos em série ou paralelo no filtro de entrada; e ativa – através de malhas de controle extras que emulam amortecimento passivo [326].

Conforme discutido no capítulo do controle do condicionador, nesse trabalho será usado um filtro com amortecimento passivo, colocado na entrada do retificador, fazendo com que a corrente solicitada da rede de energia elétrica tenha menor conteúdo harmônico do que teria sem a utilização de um filtro.

Na seqüência serão apresentadas topologias de filtros de entrada com suas funções de transferência e as principais características serão discutidas. Alguns critérios para projeto dos filtros serão abordados e por final identificam-se possíveis otimizações na escolha dos elementos destes filtros.

IV.1 Topologias de filtros de entrada

Nas referências [323 a 329] encontram-se diversas configurações possíveis para o filtro de entrada. A seguir serão apresentadas algumas configurações escolhidas para estudo. Preferiu-se não utilizar topologias que usam dois indutores, por exemplo, filtros RLC em cascata, pela dificuldade de implementação industrial de indutores e pelo aumento de tamanho do filtro. Da mesma forma, os elementos de filtragem e amortecimento adicionados ao condicionador ficam somente em série com o retificador, que é o caminho de menor corrente. Se fossem colocados em série com todo o conjunto estariam submetidos a toda a corrente da carga, levando a um aumento de volume e de perdas.

A rede de alimentação, com a impedância de linha, é mostrada na Fig. IV-1. No ponto de conexão comum (PCC) se tem a tensão $v_i'(t)$, a qual é a tensão de entrada do filtro.

A topologia mais simples para o filtro de entrada é aquela formada por um indutor e um capacitor, conforme mostrado na Fig. IV-2. No entanto, este filtro não tem amortecimento e o conversor que o utiliza torna-se instável se o sistema de controle do mesmo for por amostragem da tensão instantânea da tensão de saída, conforme discutido no capítulo de controle do

²⁵ Nesta referência encontra-se uma lista dos principais artigos publicados sobre a interação entre o filtro de entrada e o sistema de controle, bem como a teoria básica envolvendo o assunto.

condicionador.

Para inserir amortecimento pode-se acrescentar um capacitor e um resistor, como mostrado na Fig. IV-3, caracterizando o amortecimento paralelo. Na Fig. IV-4 mostra-se o circuito de um filtro com amortecimento série. As principais características de cada uma dessas formas de amortecimento são:

1. Paralelo:

- Filtragem efetiva da corrente do retificador;
- Alta capacitância no ramo de amortecimento;
- Alta dissipação de potência no resistor de amortecimento;
- Preferido em conversores CC-CC.

2. Série:

- Diminui a filtragem da corrente do retificador;
- Menor dissipação de potência no resistor de amortecimento;
- Aumento no tamanho dos componentes do filtro;
- Preferido em conversores CA-CA.

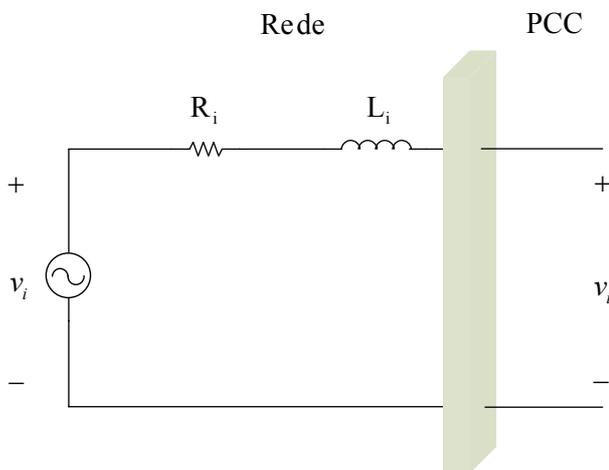


Fig. IV-1 – Rede de alimentação com impedância de linha.

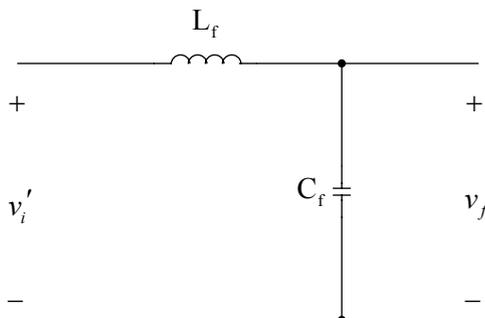


Fig. IV-2 – Filtro de entrada 1 – sem amortecimento.

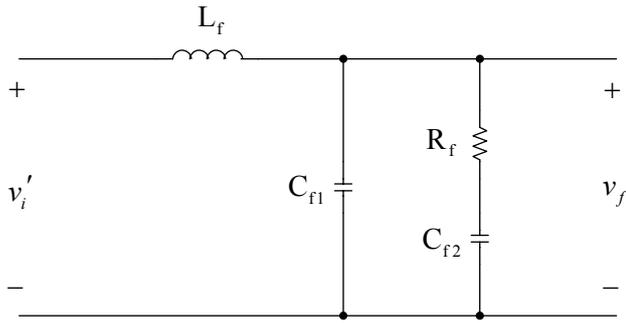


Fig. IV-3 – Filtro de entrada 2 – amortecimento paralelo.

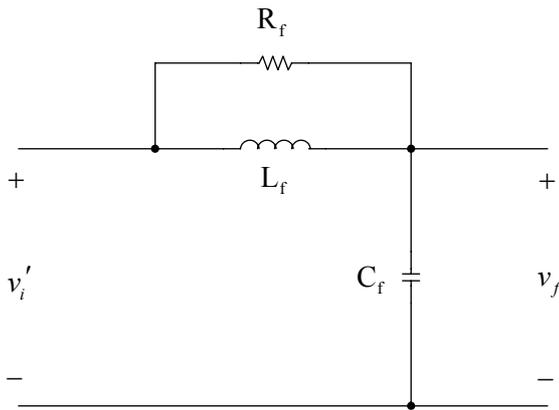


Fig. IV-4 – Filtro de entrada 3 – amortecimento série.

Pode-se concluir pelas características citadas que tanto o amortecimento série como o paralelo tem vantagens e desvantagens. Daí a hipótese seguinte:

Hipótese IV.1: Um filtro com amortecimento série e paralelo possui melhores características de amortecimento e filtragem, tomadas em conjunto, do que individualmente possuiriam os filtros com amortecimento série ou paralelo, aplicados a um conversor CA-CA.

A comprovação desta hipótese se dará no decorrer deste trabalho. A topologia do filtro com as duas formas de amortecimento é mostrada na Fig. IV-5, sendo aqui denominada de amortecimento misto.

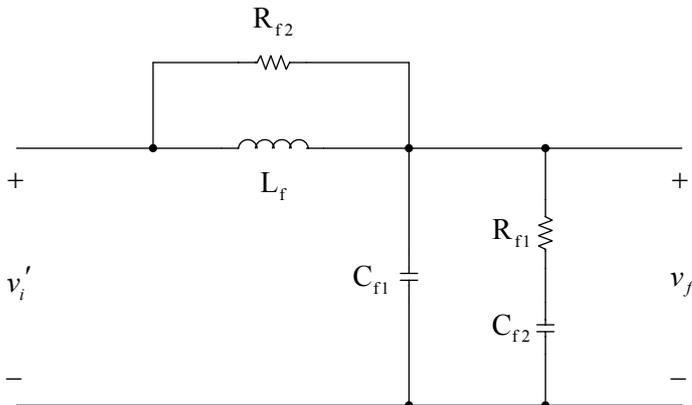


Fig. IV-5 – Filtro de entrada 4 – amortecimento misto.

Devido às presenças da resistência e da indutância de linha, poder-se-ia intuir em usar apenas um capacitor de desacoplamento na entrada do conversor, conforme mostrado na Fig. IV-6. Nessa configuração o amortecimento seria dado pela resistência da linha (rede), por isso a denominação de amortecimento série natural. Já na Fig. IV-7 tem-se o mesmo filtro com amortecimento paralelo. Estes dois filtros estão sendo mostrados com fins didáticos, pois os mesmos não têm o efeito desejado em termos de controle, como discutido no capítulo de controle do condicionador. Naquele momento mostrou-se que a defasagem (atraso) introduzida na corrente solicitada da rede pelo retificador tem a propensão de atenuar significativamente o efeito do zero no lado direito da planta, explicado fisicamente naquela ocasião.

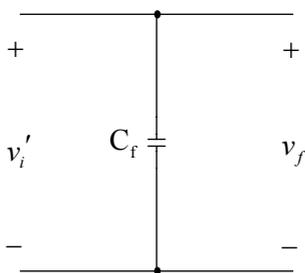


Fig. IV-6 – Filtro de entrada 6 – amortecimento série natural.

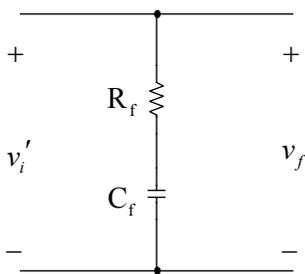


Fig. IV-7 – Filtro de entrada 7 – amortecimento série natural e paralelo.

Para obter as funções de transferência dos filtros apresentados anteriormente considera-se o circuito equivalente mostrado na Fig. IV-8. Para cada filtro é necessário se determinar as impedâncias $Z_1(s)$ e $Z_2(s)$. A impedância $Z_i(s)$ é a da linha formada por R_i e L_i .

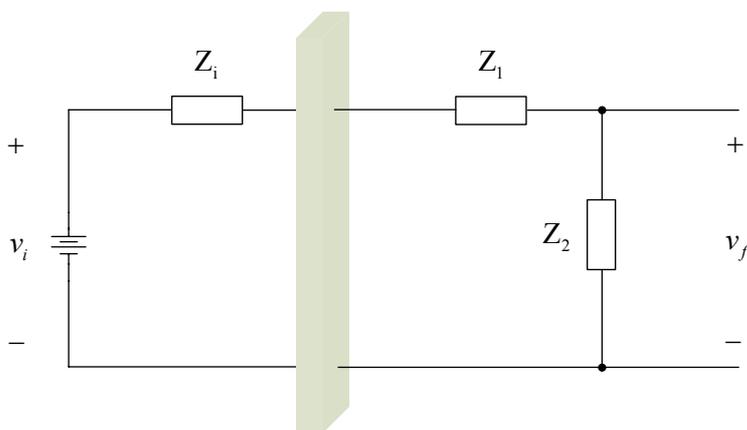


Fig. IV-8 – Circuito simplificado para obter as funções de transferência.

A função de transferência da tensão de entrada do filtro pela tensão de saída do mesmo será dada pela expressão (IV.1) enquanto a impedância de saída por (IV.2). Na Tabela 8 tem-se as impedâncias dos filtros de entrada apresentados.

$$H_f(s) = \frac{v_f(s)}{v_i(s)} = \frac{Z_2(s)}{Z_1'(s) + Z_2(s)} \quad (\text{IV.1})$$

$$Z_f(s) = Z_1'(s) // Z_2(s) = \frac{Z_1'(s) \cdot Z_2(s)}{Z_1'(s) + Z_2(s)} \quad (\text{IV.2})$$

$$Z_1'(s) = Z_1(s) + Z_i(s) \quad (\text{IV.3})$$

Tabela 8 - Impedâncias para os filtros de entrada.

Configuração do filtro	Impedância Z(s)
1	$Z_1'(s) = s \cdot (L_i + L_f) + R_i$
	$Z_2(s) = \frac{1}{s \cdot C_f}$
2	$Z_1'(s) = s \cdot (L_i + L_f) + R_i$
	$Z_2(s) = \frac{s \cdot C_{f2} \cdot R_f + 1}{s^2 \cdot C_{f1} \cdot C_{f2} \cdot R_f + s \cdot (C_{f1} + C_{f2})}$
3	$Z_1'(s) = \frac{s^2 \cdot L_i \cdot L_f + s \cdot (R_f \cdot L_f + R_i \cdot L_f + R_f \cdot L_i) + R_i \cdot R_f}{s \cdot L_f + R_f}$
	$Z_2(s) = \frac{1}{s \cdot C_f}$
4	$Z_1'(s) = \frac{s^2 \cdot L_i \cdot L_f + s \cdot (R_{f2} \cdot L_f + R_i \cdot L_f + R_{f2} \cdot L_i) + R_i \cdot R_{f2}}{s \cdot L_f + R_{f2}}$
	$Z_2(s) = \frac{s \cdot C_{f2} \cdot R_{f1} + 1}{s^2 \cdot C_{f1} \cdot C_{f2} \cdot R_{f1} + s \cdot (C_{f1} + C_{f2})}$
5	$Z_1'(s) = s \cdot L_i + R_i$
	$Z_2(s) = \frac{1}{s \cdot C_f}$
6	$Z_1'(s) = s \cdot L_i + R_i$
	$Z_2(s) = \frac{s \cdot C_f \cdot R_f + 1}{s \cdot C_f}$

A seguir serão apresentadas algumas figuras onde objetiva-se mostrar as diferenças nas respostas ao degrau e no módulo da impedância de saída dos filtros de saída citados anteriormente,

Fig. IV-9 e Fig. IV-10, respectivamente. Os parâmetros usados foram:

- $R_i = 0,1\Omega$ $L_i = 100\mu H$ $C_{f1} = 4\mu F$ $C_{f2} = 20\mu F$
- $R_{f1} = 1\Omega$ $R_{f2} = 1\Omega$ $L_f = 100\mu H$

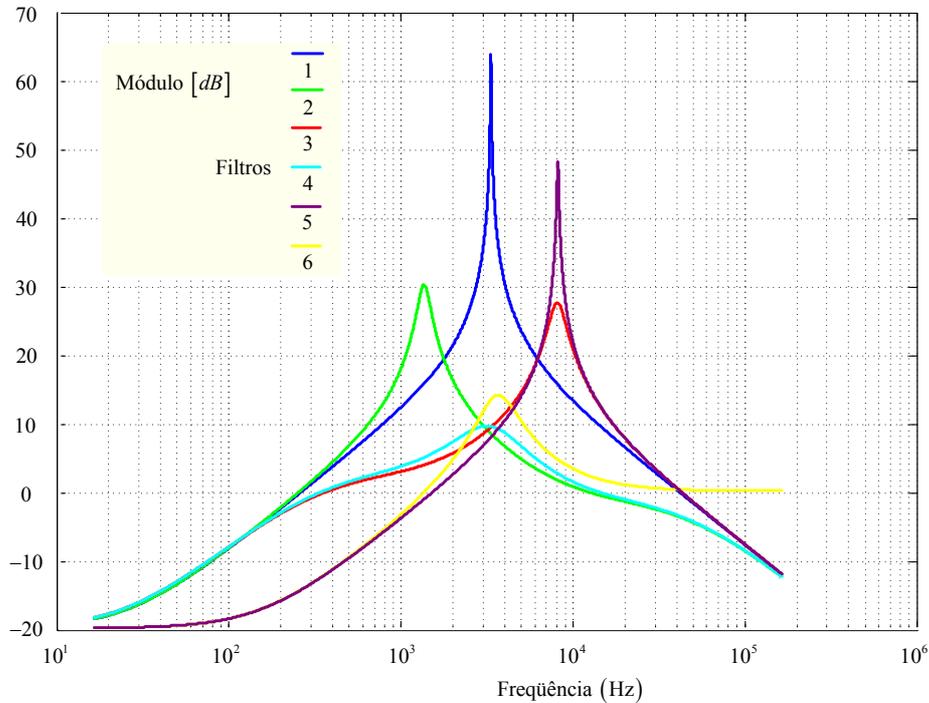


Fig. IV-9 – Módulo da impedância de saída dos filtros.

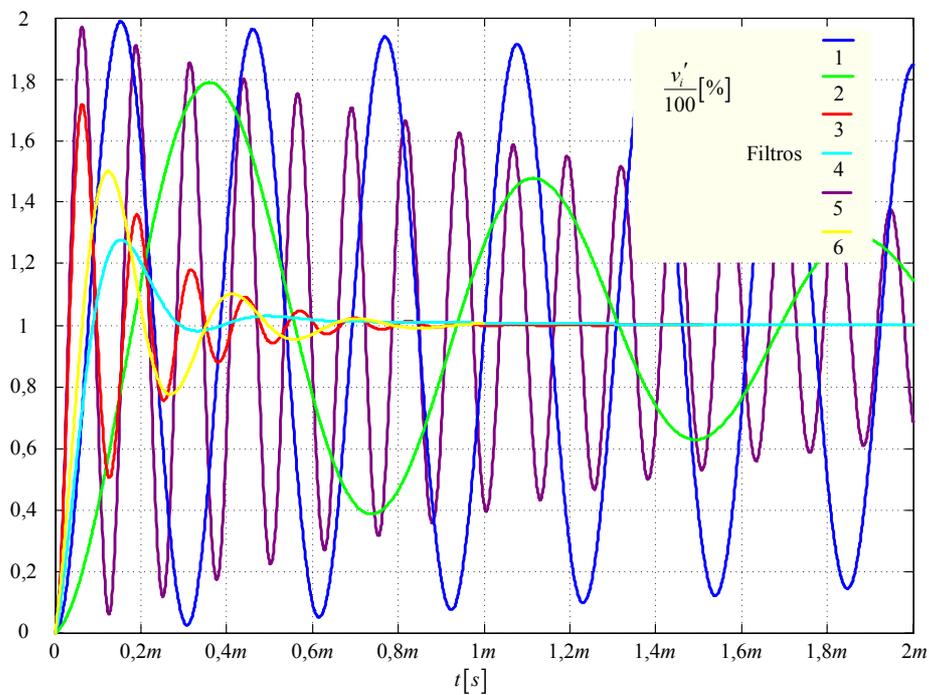


Fig. IV-10 – Resposta ao degrau da função de transferência dos filtros.

Na Fig. IV-9 nota-se que o filtro da Fig. IV-2, que em verdade possui apenas o amortecimento natural devido à resistência da linha, tem a maior amplitude, em módulo, da

impedância de saída. Por sua vez, o filtro da Fig. IV-5, que possui amortecimento misto, é o que tem menor amplitude no módulo da impedância de saída, o que garante um sistema menos oscilatório, como pode ser visto pela Fig. IV-10. Por esta figura conclui-se que o filtro sem amortecimento, da Fig. IV-2, possui resposta praticamente oscilatória.

Deve-se ressaltar que a Fig. IV-9 e a Fig. IV-10 mostram o comportamento do filtro com a carga em aberto, ou seja, sem o conversor conectado na saída do mesmo. Assim sendo, a interação entre a malha de controle e o filtro não se torna evidente. Daí que o filtro com boas características pelas figuras citadas pode não ser o mais indicado para efetivamente ser usado junto ao conversor.

A priori, pelas Fig. IV-9 e Fig. IV-10, fica comprovada a hipótese dada anteriormente, de que o filtro misto tem melhor amortecimento e realiza uma filtragem de melhor qualidade, tomadas em conjunto, do que o filtro com amortecimento série ou paralelo, usados individualmente.

IV.2 Alguns critérios de projeto

Especificar os componentes do filtro de entrada pode ser uma tarefa complicada e onerosa, visto que envolve escolher componentes com o menor volume e custo possíveis e que atendam aos requisitos de filtragem e controle desejados.

Em [329] foram dadas relações aproximadas para os componentes do filtro com amortecimento paralelo. Mas a forma de obter todos os valores dos componentes não foi indicada.

Em [323 e 324] a metodologia para determinar os componentes do filtro e otimizar a escolha de valores foi apresentada. No entanto, é necessário conhecer a impedância de entrada do conversor, o que torna a metodologia um tanto complexa. Da mesma forma em [331] foi abordada a otimização do filtro de entrada, sendo que aquela metodologia engloba características físicas dos indutores do filtro, além de ser necessário o uso de *softwares* de cálculo iterativo para determinar os componentes do filtro.

O objetivo neste trabalho é apresentar uma metodologia simples, porém não otimizada, mas que leve a escolha adequada e coerente dos componentes do filtro. Para tanto são adotados alguns princípios:

- Não colocar nada em série com a fonte de alimentação, para evitar perdas, porque a corrente nesse ponto do circuito é alta;
- Usar apenas um indutor no filtro em série com o retificador, e este deve ser maior que a maior indutância de linha, para introduzir o atraso necessário na corrente solicitada pelo retificador;
- A resistência de amortecimento deve ser a menor possível para evitar perdas;
- Os capacitores usados devem ser os menores possíveis.

Usa-se, para determinar os valores do indutor e do capacitor principal, o circuito da Fig. IV-2, considerando como carga uma resistência equivalente, substituindo assim o retificador/inversor por um resistor equivalente. Este resistor equivalente é calculado a partir da potência da carga referida ao primário do transformador T_1 e usando a tensão de entrada do conversor. Como a tensão de entrada é variável devem-se usar os valores de L_f e C_f que garantam o mínimo amortecimento desejado. As expressões para o circuito da Fig. IV-2 são dadas a seguir.

$$R_{eq} = \frac{v_{i_rms}^2}{S_o} \cdot N_1 \quad (IV.4)$$

$$G_f(s) = \frac{1}{s^2 \cdot L_f \cdot C_f + s \cdot \frac{L_f}{R_{eq}} + 1} = \frac{1}{s^2 \cdot \frac{1}{\omega_f^2} + s \cdot \frac{2 \cdot \zeta_f}{\omega_f} + 1} \quad (IV.5)$$

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (IV.6)$$

$$\zeta_f = \frac{1}{2 \cdot R_{eq}} \cdot \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (IV.7)$$

Basicamente se tem dois critérios para determinar o indutor e o capacitor do filtro, o primeiro referente à filtragem e o segundo ao amortecimento.

1. A frequência natural do filtro deve ser bem maior que a frequência da rede e bem menor que a frequência de comutação.

$$\bullet \quad 10 \cdot \omega_r \leq \omega_f \leq \frac{\omega_s}{10}$$

2. O amortecimento do filtro deve ser o maior possível.

$$\bullet \quad \zeta_f \rightarrow 1$$

Por exemplo, para um conversor com potência de 10 kVA, alimentado por uma rede de $220 \pm 20\%$ V, ter-se-ia:

$$\bullet \quad R_{eq} = \frac{v_{i_rms}^2}{S_o} \cdot N_1 = \frac{\begin{pmatrix} 176 \\ 220 \\ 264 \end{pmatrix}^2}{10000} \cdot 3 = \begin{pmatrix} 9,293 \\ 14,52 \\ 20,909 \end{pmatrix} \Omega ;$$

$$\bullet \quad L_f = 500 \cdot 10^{-6} H ;$$

$$\begin{aligned}
 & \bullet C_f = \frac{L_f}{(2 \cdot R_{eq} \cdot \zeta_f)^2} = \frac{500 \cdot 10^{-6}}{\left(2 \cdot \begin{pmatrix} 9,293 \\ 14,52 \\ 20,909 \end{pmatrix} \cdot 0,7\right)^2} = \begin{pmatrix} 2,954 \cdot 10^{-6} \\ 1,21 \cdot 10^{-6} \\ 0,5835 \cdot 10^{-6} \end{pmatrix} F ; \\
 & \bullet C_f = 4 \cdot 10^{-6} F ; \\
 & \bullet \omega_f = 22,36 \text{ krad} / s \quad \text{e} \quad \zeta_f = \begin{pmatrix} 0,602 \\ 0,385 \\ 0,267 \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

Para os valores escolhidos para L_f e C_f não é possível atender ao amortecimento desejado em toda faixa de variação da resistência equivalente. Deve-se lembrar que se deseja o menor capacitor possível, portanto a escolha é adequada segundo este princípio adotado.

Para determinar os componentes do filtro com amortecimento série, paralelo e misto, procede-se conforme [326 e 329]:

$$\begin{aligned}
 & \bullet C_{f2} \approx 4 \cdot C_{f1} ; \\
 & \bullet R_f \approx \sqrt{\frac{L_f}{C_{f1}}} ;
 \end{aligned}$$

Então:

$$\begin{aligned}
 & \bullet C_{f2} \approx 4 \cdot C_{f1} = 4 \cdot 4 \cdot 10^{-6} = 16 \cdot 10^{-6} F \rightarrow 20 \cdot 10^{-6} F ; \\
 & \bullet R_f \approx \sqrt{\frac{L_f}{C_{f1}}} = \sqrt{\frac{500 \cdot 10^{-6}}{4 \cdot 10^{-6}}} = 11,18 \Omega \rightarrow 1 \Omega ;
 \end{aligned}$$

A discrepância no valor escolhido para R_f se deve ao fato de que o valor calculado é demasiado grande, o que provocaria elevadas perdas neste componente. Valores típicos para resistores de amortecimento estão na faixa de 1Ω [329]. Como será mostrado em seguida, mesmo valores otimizados para os resistores do filtro misto, não diferem muito deste valor (1Ω).

IV.3 Otimização

Conforme [327] a otimização dos componentes do filtro consiste em, para dados valores de alguns componentes, escolher o(s) outro(s) a fim de obter a menor amplitude do módulo da impedância de saída do filtro. Este mesmo conceito será utilizado aqui para determinar o(s)

resistor(es) de amortecimento a partir dos valores de capacitores e indutor dados. Será usada uma indutância de linha de 300 μH para o cálculo dos valores ótimos dos componentes do filtro.

O filtro com amortecimento paralelo, mostrado na Fig. IV-3, tem um resistor de amortecimento e fazendo variar seu valor para traçar a curva do máximo módulo da impedância do filtro de saída obtém-se a Fig. IV-11. O ponto de mínimo na curva é dado por R_f valendo 7,6 Ω . Fazendo variar a indutância L_f verifica-se que o valor máximo de $|Z_f(s)|$ sempre aumenta, indicando que com indutância nula se obteria o melhor amortecimento; claro, este valor é impraticável pelas características de filtragem desejadas. Já variando os capacitores C_{f1} e C_{f2} verifica-se que o módulo da impedância de saída do filtro diminui à medida que os valores destes componentes aumentam, o que era de se esperar [327].

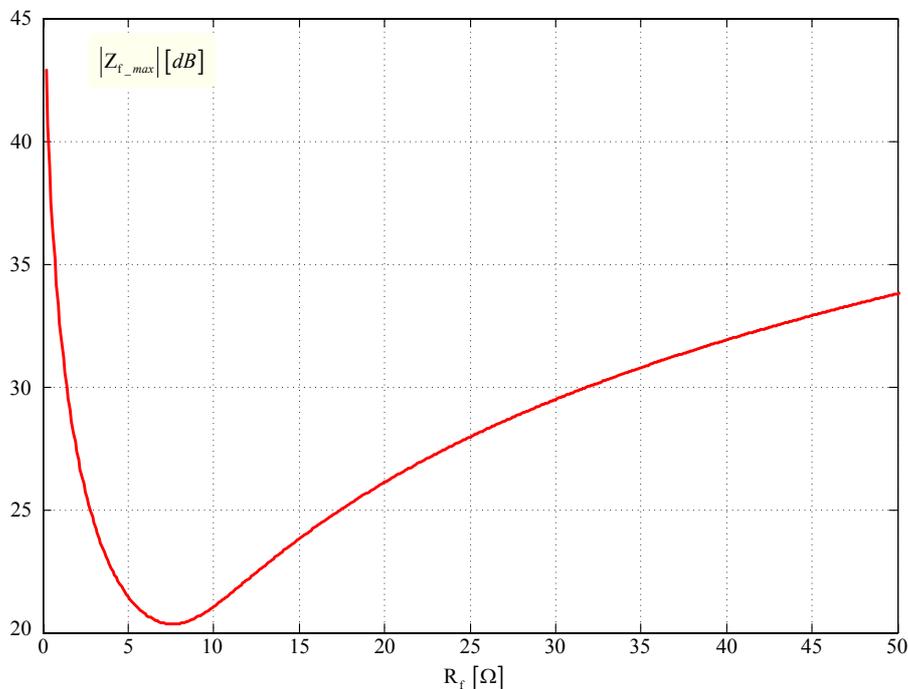


Fig. IV-11 –
Módulo da
impedância de
saída do filtro com
amortecimento
paralelo.

Para o filtro com amortecimento série, da Fig. IV-4, tem-se apenas um resistor de amortecimento. Então, para obter o valor de R_f com o qual se tem a menor amplitude máxima do módulo da impedância de saída utiliza-se um *software* de cálculo numérico e, através de um processo iterativo, traça-se a curva dos valores de R_f versus $|Z_f(s)|$. Na Fig. IV-12 mostra-se a curva citada, indicando que existe um valor de R_f para o qual a amplitude máxima do módulo da impedância de saída é mínima.

Para curvas em que a variação seja dada em função da indutância L_f ou capacitância C_f verifica-se que o módulo da impedância de saída cai continuamente com o aumento destes componentes.

O valor de R_f para o qual se tem a menor amplitude na impedância de saída é de 3,9 Ω .

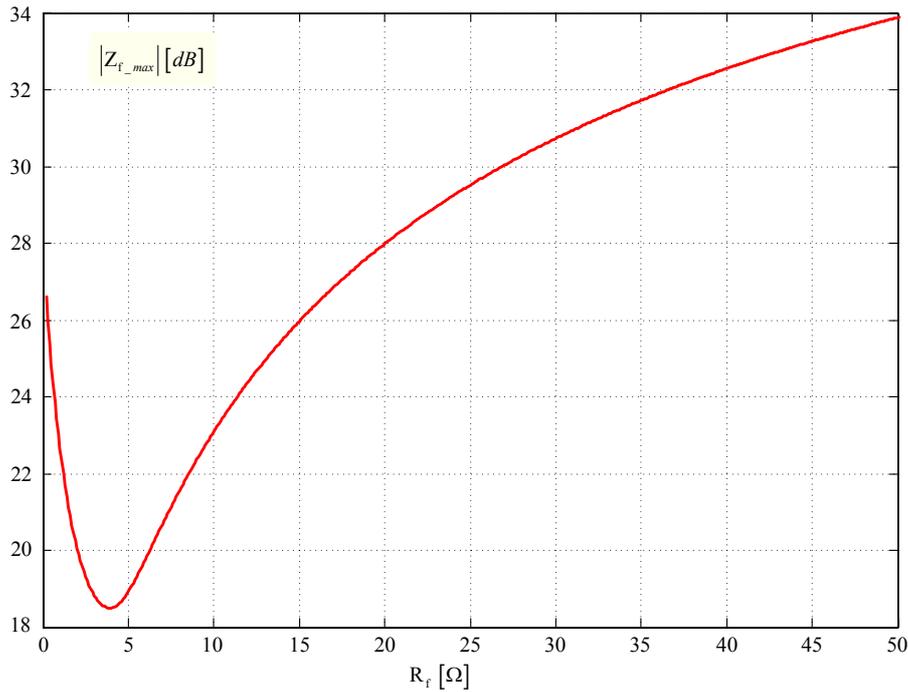


Fig. IV-12 –
Módulo da
impedância de
saída do filtro com
amortecimento
série.

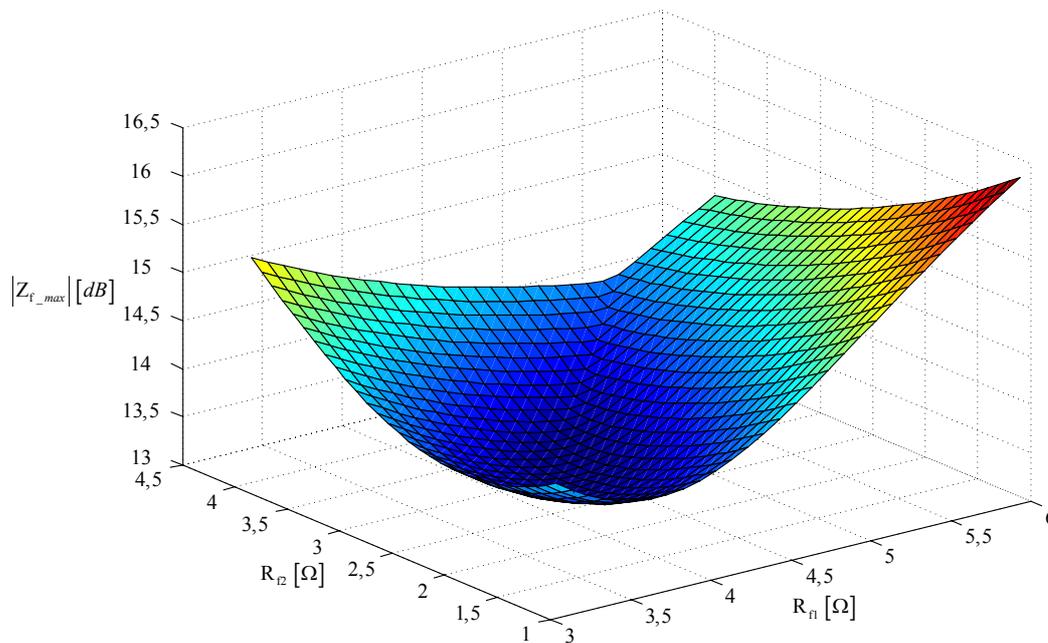


Fig. IV-13 –
Módulo da
impedância de
saída do filtro
com
amortecimento
misto.

O filtro com amortecimento misto, mostrado na Fig. IV-5, possui dois resistores e, desta forma, fazendo variar R_{f1} e R_{f2} e plotando o módulo da impedância de saída do filtro se obtém uma superfície, como mostrado na Fig. IV-13. A superfície possui um vale, indicando que existe uma combinação de R_{f1} e R_{f2} que incorre num menor módulo da impedância de saída do filtro. Estes valores são 4,4 Ω para R_{f1} e 2,1 Ω para R_{f2} . Também aqui, se for alterado o valor de C_{f1} , C_{f2} ou L_f , verifica-se que a amplitude máxima do módulo da impedância de saída cai indefinidamente, indicando que não existem valores práticos para estes componentes com os quais se obtém uma otimização dos parâmetros do filtro.

A partir dos resultados obtidos anteriormente pode-se montar a Tabela 9. Nota-se que o desempenho do filtro 4, com amortecimento misto, é superior aos filtros 2 e 3. O filtro 2 tem um bom desempenho, mas o resistor de amortecimento é bastante grande, aumentando as perdas. O filtro 3 tem a menor quantidade de componentes, todavia tem o pior amortecimento.

Considerando que os resistores de amortecimento fossem de 1Ω pode-se obter a Tabela 10. Ainda valem as considerações feitas a respeito da Tabela 9, mesmo que a diferença no amortecimento entre o filtro 2 e 3 tenha diminuído.

Tabela 9 - Comparativo entre os filtros otimizados.

Filtro	L_f	C_{f1}	C_{f2}	R_{f1}	R_{f2}	$ Z_f(s) $
2	500 μ H	4 μ F	20 μ F	7,6 Ω	-	20,34 dB
3			-	3,9 Ω	-	27,86 dB
4			20 μ F	4,4 Ω	2,1 Ω	13,48 dB

Tabela 10 - Comparativo entre os filtros não-otimizados.

Filtro	L_f	C_{f1}	C_{f2}	R_{f1}	R_{f2}	$ Z_f(s) $
2	500 μ H	4 μ F	20 μ F	1 Ω	-	32,55 dB
3			-	1 Ω	-	36,85 dB
4			20 μ F	1 Ω	1 Ω	18 dB

Por final, pode-se concluir que o filtro 4, com amortecimento misto e mostrado na Fig. IV-5, tem o melhor desempenho, sendo o mais forte candidato a ser usado no condicionador de tensão alternada.

Anexo V Condicionador de tensão alternada com alimentação independente e outras aplicações

Neste anexo se pretende mostrar os resultados experimentais do condicionador de tensão alternada implementado, na condição de alimentação independente e posteriormente como fonte de tensão, para se ter na saída uma tensão com forma pré-estabelecida ou com THD controlado conforme uma referência pré-estabelecida.

Os testes realizados foram apenas ilustrativos, adaptando-se o protótipo implementado para realizá-los, e não se tem o objetivo de oferecer detalhes de projeto ou montagem, mas apenas indicar as possibilidades de uso que a topologia escolhida e estudada nos capítulos precedentes oferece.

V.1 Condicionador de tensão alternada com o conversor CA-CA com alimentação independente

O estudo realizado nos capítulos precedentes teve como enfoque principal os condicionadores de tensão alternada onde o conversor CA-CA tinha alimentação pelo lado da rede. Comumente em trabalhos sobre filtros ativos, controladores de fluxo de energia e fontes ininterruptas de energia se utilizam conversores com armazenamento de energia, ou denominados também de indiretos com barramento CC. Realizou-se um ensaio em laboratório adaptando o protótipo implementado para operar como um condicionador de tensão alternada indireto com *link* CC. Para tal desligou-se o retificador e na entrada do inversor conectou-se uma fonte de tensão contínua. Pelo fato da fonte de tensão utilizada não ser bidirecional em corrente, o ensaio realizado foi com cargas lineares e não-lineares que não introduzem defasagem na corrente de saída.

Na Fig. V-1 mostra-se o circuito simplificado com as alterações realizadas. As formas de onda da tensão de entrada e de saída são mostradas na Fig. V-2 para operação com carga não-linear. Nota-se que a qualidade da forma da tensão de saída é muito boa, caracterizada pela THD de 0,989%, enquanto a THD da tensão de entrada é de 2,595%.

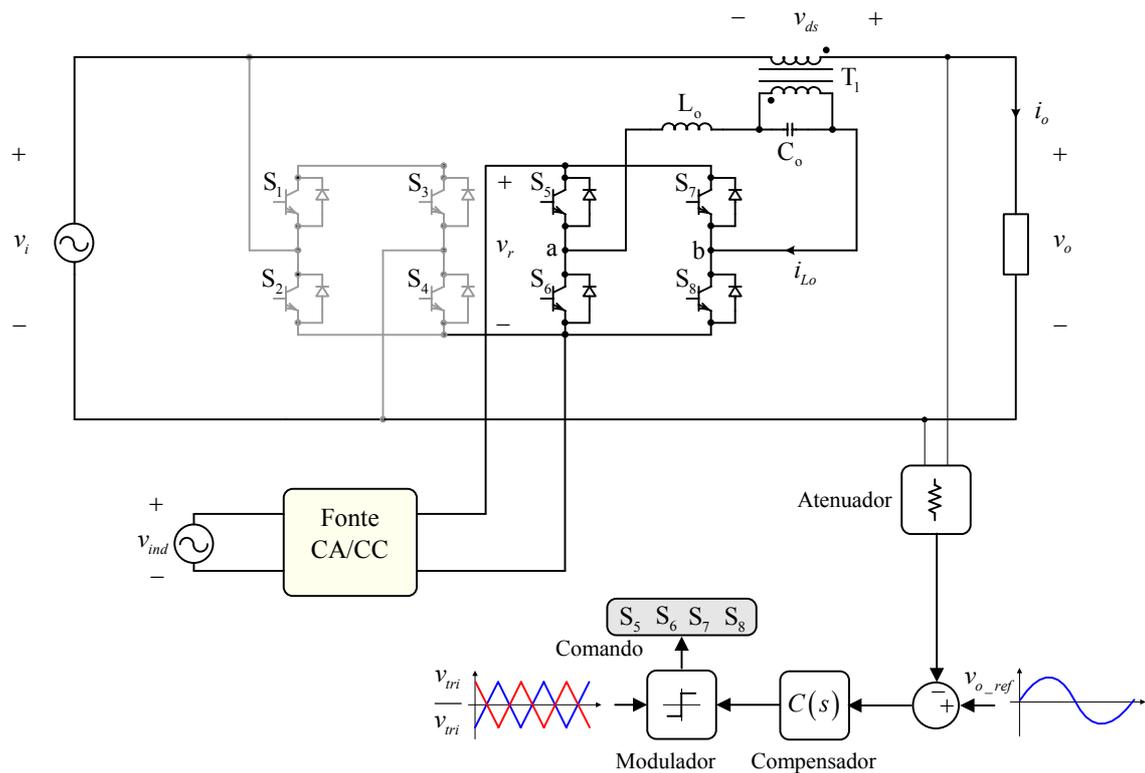


Fig. V-1 - Circuito simplificado do condicionador com o conversor CA-CA com alimentação independente.

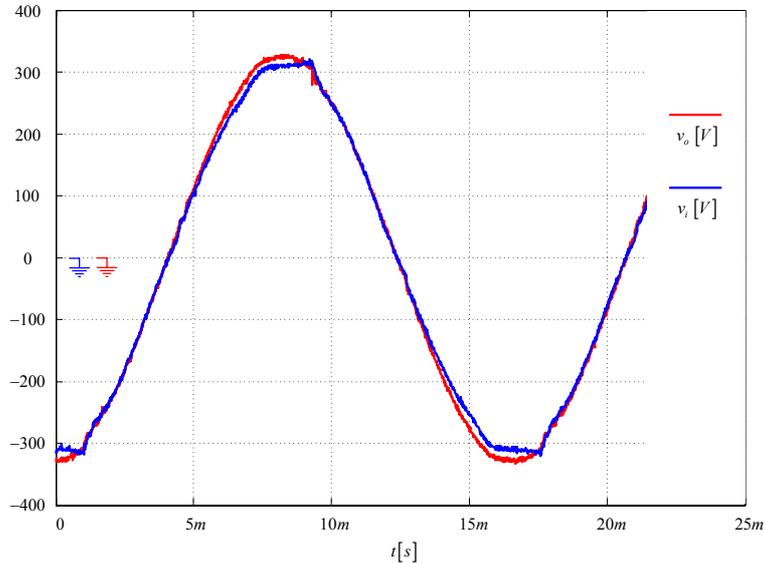


Fig. V-2 – Tensão de entrada e de saída com o conversor CA-CA com alimentação independente.

Confirmam-se aqui as predições teóricas realizadas no capítulo referente ao estudo do controle do conversor, onde se intuía que conversores que possuem elementos armazenadores de energia (barramento CC, por exemplo) poderiam ter a tensão de saída controlada instantaneamente conforme uma referência desejada, mesmo que a rede tenha impedância de linha, pois o inversor e o retificador estão desacoplados pelos elementos do barramento. Isso não acontece com o condicionador com *link* direto, visto que nesse caso não se tem elementos armazenadores de

energia, ficando o inversor e o retificador diretamente acoplados. A solução encontrada naquele capítulo foi usar um filtro de entrada, que além de filtrar a corrente solicitada da rede realiza em parte, este desacoplamento.

V.2 Aplicação como fonte com THD controlado

Uma aplicação interessante para o condicionador de tensão alternada é usá-lo como uma fonte CA com taxa de distorção harmônica controlada na saída. Nesta situação o condicionador pode ser usado para teste de outros equipamentos, como estabilizadores de tensão, fontes ininterruptas de energia, filtros ativos, entre outros.

O circuito simplificado está mostrado na Fig. V-3. O filtro de entrada não foi representado na Fig. V-3. A forma de onda da tensão de saída com THD previsto de 5% está mostrada na Fig. V-4 e sua taxa de distorção harmônica medida foi de 4,992%.

Este ensaio comprova a análise matemática realizada no Anexo II – Análise da tensão de entrada distorcida, pois conforme as expressões obtidas naquele capítulo, foi gerada uma tensão de referência para ser armazenada no microcontrolador, e a saída, seguindo esta referência, apresentou o THD esperado.

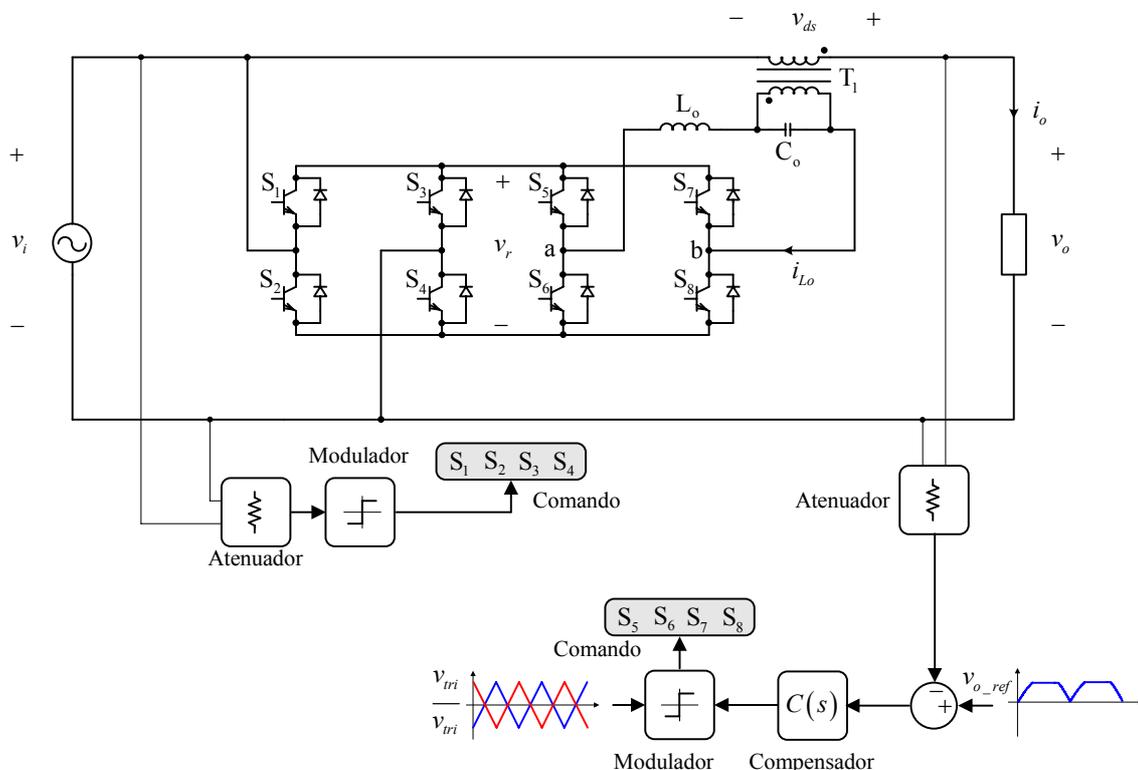


Fig. V-3 - Circuito simplificado do condicionador operando como fonte CA com THD controlado na saída.

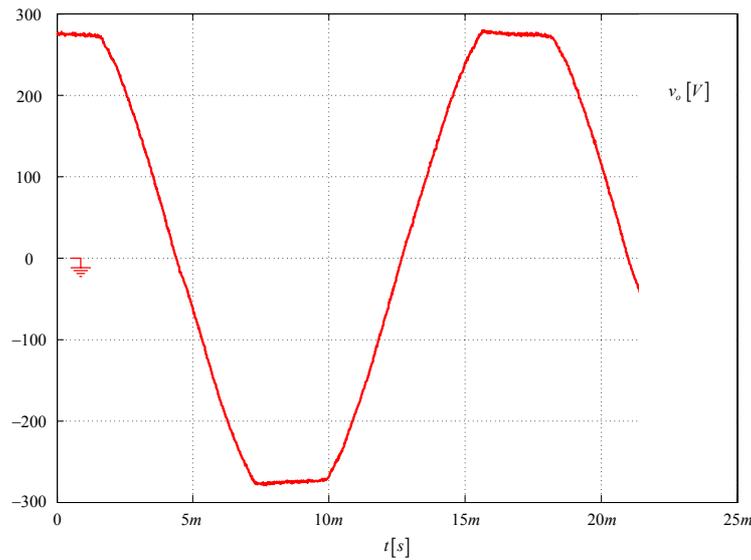


Fig. V-4 – Tensão de saída com THD controlado.

V.3 Aplicação como fonte CA com forma de onda programável na saída

Pode-se transformar o condicionador de tensão alternada numa fonte CA com forma de onda programável na saída, em outras palavras, num gerador de sinais de potência. Um equipamento deste tipo disponível comercialmente, além do elevado custo, tem grande volume e peso, pois não utiliza modulação *PWM*, mas sim amplificadores lineares.

Na Fig. V-6 mostra-se o circuito simplificado da fonte com forma de onda programável na saída. Para exemplo usou-se como referência uma senóide com um afundamento triangular próximo do pico da mesma, conforme mostrado na Fig. V-5. Verifica-se que a saída acompanha a referência, conforme desejado.

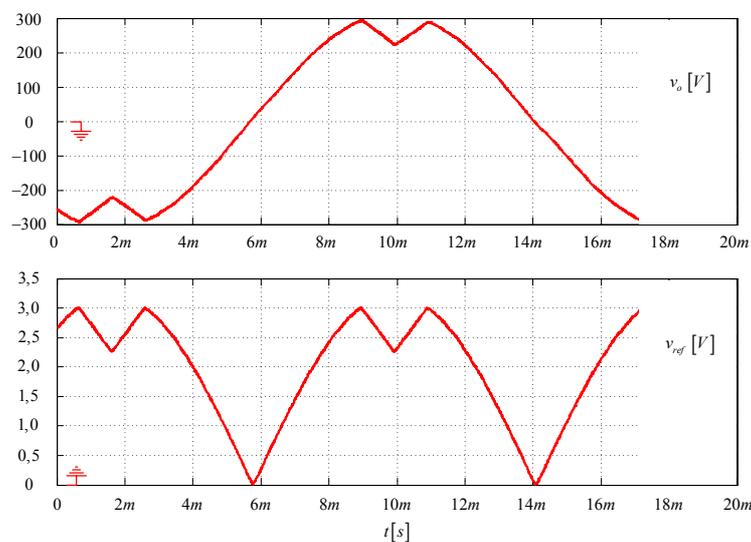


Fig. V-5 – Tensão de saída e de referência para a fonte com forma de onda programável na saída.

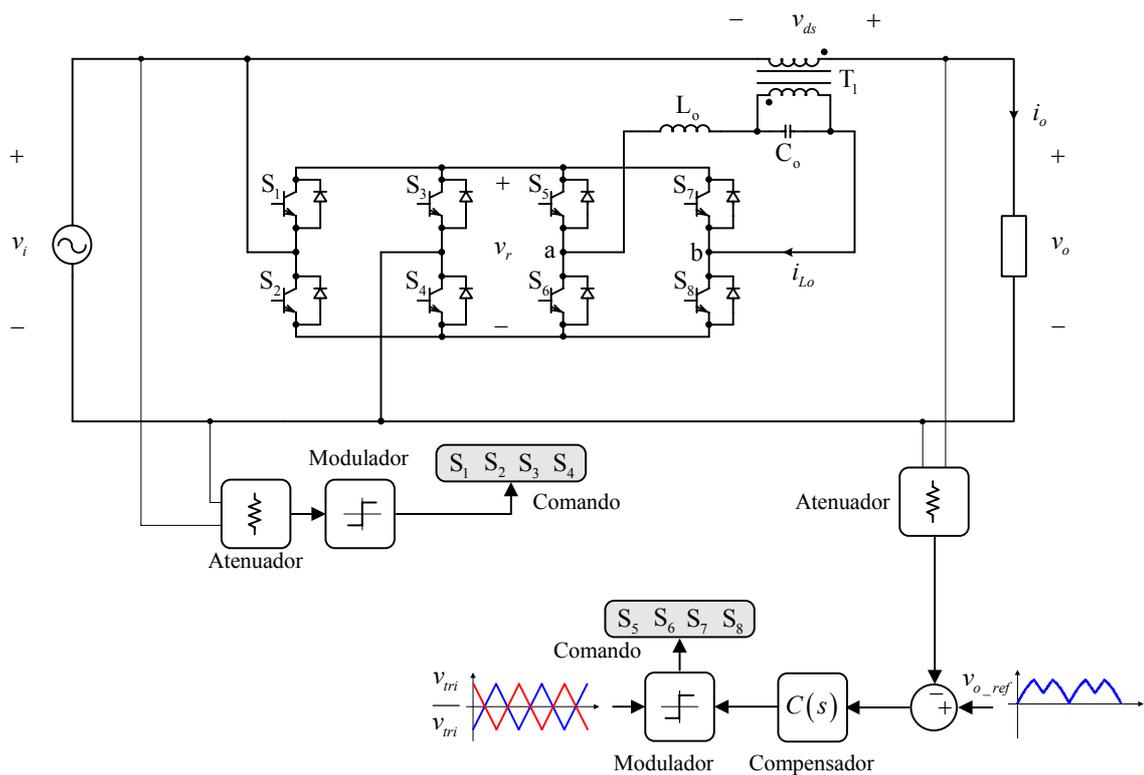


Fig. V-6 - Circuito simplificado da fonte com forma de onda programável na saída.

V.4 Considerações finais

Uma aplicação interessante do condicionador de tensão alternada é como fonte de tensão com transitórios controlados, para teste de estabilizadores, restauradores dinâmicos de tensão, fontes ininterruptas de energia, etc.

Existem inúmeras outras aplicações possíveis para o condicionador de tensão alternada estudado nessa tese, desde compensadores de afundamentos e sobretensões, até fontes CA de alta potência e baixo custo.

Pretendeu-se aqui mostrar sucintamente alguns resultados obtidos em laboratório e que confirmaram o estudo teórico realizado, bem como indicar o vasto horizonte de aplicações possíveis para os compensadores série com modulação por largura de pulsos (*PWM*).

Referências Bibliográficas²⁶

a - Contexto Atual da Eletrônica de Potência

- [1a → 1] MOHAN, N. *Power Electronic Circuits: An Overview*. International Conference on Industrial Electronics - IECON'88, p. 522-527, October, 1988.
- [2a → 2] BOSE, Bimal k. *Technology Trends in Microcomputer Control of Electrical Machines*. IEEE Transactions on Industrial Electronics – Vol. 35, N^o 01, February - 1988.
- [3a → 3] BOSE, Bimal k. *Recent Advances in Power Electronics*. International Conference on Industrial Electronics - IECON'90, p. 829-838, November, 1990.
- [4a → 4] WYK, J. D. Van; FERREIRA, J. A. *Some Present and Future Trends in Power Electronics Converters*. Power Electronics and Motion Control - PEMC'92, p. 09-18, November, 1992.
- [5a → 5] EWG – European Working Group. *Aspects of Power Electronics Evolution in Europe*. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC'92, p. 40-48, February, 1992.
- [6a → 6] BOSE, Bimal K. *Evaluation of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Converters*. IEEE Transactions on Industrial Applications – Vol. 28, N^o 02, March-April - 1992.
- [7a → 7] BOSE, Bimal K. *Power Electronics and Motion Control – Technology Status and Recent Trends*. IEEE Transactions on Industrial Applications – Vol. 29, N^o 05, September-October - 1993.
- [8a → 8] MEHL, Ewaldo Luiz. *Proposição, Análise, Projeto e Implementação Prática de um Novo Retificador Trifásico com Elevado Fator de Potência*. Florianópolis, SC – Brasil, 1996. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

²⁶ Nas referências bibliográficas apresentadas, a cor azul indica trabalhos realizados no Brasil. A cor vermelha aponta para referências de suma importância para o trabalho e a cor preta é aplicada nas demais.

-
- [9a → 9] KASSAKIAN, John G. *The Future of Power Electronics in Advanced Automotive Electrical Systems*. Power Electronics Specialists Conference – PESC'96, p. 07-14, June, 1996.
- [10a→ 10] AKAGI, Hirofumi. *Utility Applications of Power Electronics in Japan*. International Conference on Industrial Electronics - IECON'97, p. 409-416, November, 1997.
- [11a→ 11] AKAGI, Hirofumi. *The State-of-the-Art of Power Electronics in Japan*. IEEE Transactions on Power Electronics – Vol. 13, N^o 02, March - 1998.
- [12a→ 12] BLOOM, Laurence J. *Past, Present and Future Dynamics Within the Power Supply Industry*. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC'98, p. 178-283, February, 1998.
- [13a→ 13] BOSE, Bimal K. *Advances in Power Electronics – Its Impact on the Environment*. IEEE International Symposium on Industrial Electronics - ISIE '98, p. 28-30, July, 1998.
- [14a→ 14] GABORIAULT, Mark T. *The Global Market for Power Supply and Power Management Integrated Circuits*. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC'99, p. 43-48, March, 1999.
- [15a→ 15] WYK, J. D. Van; LEE, Fred C. *Power Electronics Technology at the Dawn of the New Millenium – Status and Future*. Power Electronics Specialists Conference – PESC'99, p. 03-12, June-July, 1999.
- [16a→ 16] YANO, Masao, MATSUI, Mikihiro et al. *Recent Trend in Power Conversion*. International Conference on Industrial Electronics - IECON'2000, p. 1340-1346, October, 2000.
- [17a→ 17] WILSON, Thomas G. *The Evolution of Power Electronics*. IEEE Transactions on Power Electronics – Vol. 15, N^o 03, May - 2000.
- [18a→ 18] BERNET, Steffen. *Recent Developments of High Power Converters for Industry and Traction Applications*. IEEE Transactions on Power Electronics – Vol. 15, N^o 06, November - 2000.
- [19a→ 19] BOSE, Bimal K. *Energy, Environment, and Advances in Power Electronics*. IEEE Transactions on Power Electronics – Vol. 15, N^o 04, July - 2000.
- [20a→ 20] OLIVEIRA, João Carlos de. *Contribuição para o Desenvolvimento de Dois Diferentes tipos de Estabilizadores de Tensão Alternada com Variação Contínua*. Uberlândia, MG – Brasil, 2001. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia.
- [21a→ 21] SEVERNS, Rudy. *Circuit Reinvention in Power Electronics and Identification of Prior Work*. IEEE Transactions on Power Electronics – Vol. 16, N^o 01, January - 2001.

-
- [22a→ 22] BARRADE, A. Philippe; RUFER, Alfred. *Teaching Power Electronics: stirring up the interest and methodology of teaching with contribution of new technologies*. E=TeM², EPE, Liège, Belgium, March 2001.
- [23a→ 23] MASADA, Eisuke. *Power Electronics in Industrial Strategy for Modern Society*. Power Conversion Conference – PCC'2002, p. 01-05, April, 2002.
- [24a→ 24] DE DONCKER, R. W. *Medium-Voltage Power Electronic Technologies for Future Decentralized Power Systems*. Power Conversion Conference – PCC'2002, p. 927-932, April, 2002.
- [25a→ 25] LEE, F. C.; WYK, Jacobus D. van et al. *Technology trends toward a system-in-a-module in power electronics*. IEEE Circuits and Systems Magazine – Vol. 2, N^o 04, 2002.
- [26a→ 26] AKAGI, H. *Trends in power electronics and motor drives*. The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems. Vol. 1 , 17-20, Nov. 2003.
- [27a→ 27] VITTAL, V. *The future power engineering professor*. IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2003, Vol. 1, 13-17, July 2003.
- [28a→ 28] WYK, J. D. van; LEE, F. C. et al. *A future approach to integration in power electronics systems*. International Conference on Industrial Electronics - IECON'03, p. 1008-1019, Nov. 2003.
- [29a→ 29] BOSE, B. *Technology advancement and trends in power electronics*. International Conference on Industrial Electronics - IECON'03, p. 3019-3020, Nov. 2003.
- [30a→ 30] CHANG, J. *Advancement and trends of power electronics for industrial applications*. International Conference on Industrial Electronics - IECON'03, p. 3021-3022, Nov. 2003.
- [31a→ 31] MAJUMBAR, G. *Future of power semiconductors*. Power Electronics Specialists Conference – PESC'04, p. 10-15, June, 2004.
- [32a→ 32] SAWA, T.; KUME, Tsuneo. *Motor drive technology - history and visions for the future*. Power Electronics Specialists Conference – PESC'04, p. 2-9, June, 2004.
- [33a→ 33] LORENZ, L. *State of the art and future key power semiconductor device concepts for innovative system applications*. Power Electronics and Motion Control Conference – IPEMC 2004, p. 29-35, Aug. 2004.
- [34a→ 34] SHEPARD, J. D. *Power electronics futures*. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC'04, p. 31-34, 2004.
- [35a→ 35] ERICSEN, T.; HINGORANI, Narain; KHERSONSKI, Yuri. *Power electronics and future marine electrical systems*. Petroleum and Chemical Industry Technical Conference, 2004. P. 163-171, Sept. 2004.

-
- [36a→ 36] BLAABJERG, Frede; CONSOLI, Alfio et al. *The future of electronic power processing and conversion*. IEEE Transactions on Industrial Applications – Vol. 41, N^o 01, Jan.-Feb. 2005.
- [37a→ 37] KREIN, Philip T. *Elements of Power Electronics*. New York, EUA – Oxford University Press, 1997.
- [38a→ 38] BARBI, Ivo. *Eletrônica de Potência*. Florianópolis, SC - Brasil – 3^a Edição, Edição do Autor, 2000.
- [39a→ 39] PATCHETT, G. N. *Automatic Voltage Regulators and Stabilizers*. Great Britain, Pitman Press – Third edition – 1970.

b - Classificação dos conversores CA-CA

- [40 → 40] KASSICK, Enio Valmor. *Estudo e Realização de um Estabilizador de Tensão Alternada Senoidal a Tiristor*. Florianópolis, SC – Brasil, 1983. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [2b → 41] ALVAREZ, Héctor Lira. *Reguladores Automáticos de C. A. Estudo Comparativo*. 5^o Congresso Brasileiro de Automática (CBA 84), Campina Grande, PB - Brasil, p. 327-332, 1984.
- [3b → 42] LIPO, Thomas A. *Recent Progress in the Development of Solid-State AC Motor Drives*. IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 3, n^o 2, April – 1988.
- [4b → 43] BEASANT, R. R.; BEATTIE, W. C.; REFSUM, A. *An approach to the realization of a high-power Venturini converter*. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'90), p. 291-297, June, 1990.
- [5b → 44] BHOWMIK, S.; SPÉE, R. *A Guide to the Application-Oriented Selection of AC/AC Converter Topologies*. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '92), p. 571-578, February, 1992.
- [6b → 45] PETZOLDT, J.; BERNET, S.; REIMANN, T. *Comparison of power converters with DC and AC link*. Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, p. 189-195, September, 1993.
- [7b → 46] TADAKUMA, Susumo; EHARA, Minoru. *Historical and predicted trends of industrial AC drives*. IEEE Industrial Electronics Society (IECON'93), p. 655-661, November, 1993.
- [8b → 47] BHOWMIK, Shibashis; SPÉE, René. *A Guide to the Application-Oriented Selection of AC/AC Converter Topologies*. IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 8, n^o 2, April – 1993.

-
- [9b → 48] SRINIVASAN, S.; VENKATARAMANAN, Giri et al. *Custom Power Using AC Power Converters*. Proceedings of Power Conversion, p. 441-450, 1994.
- [10b→ 49] SRINIVASAN, Shankar; VENKATARAMANAN, Giri. *Experimental evaluation of AC/AC converter topologies in utility applications*. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'95), p. 517-522, June, 1995.
- [11b→ 50] BEUKES, H. R.; ENSLIN, J. H. R.; SPEÉ, R. *Comparative Evaluation of PWM AC-AC Converters*. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'95), p. 529-535, June, 1995.
- [12b→ 51] OLIVEIRA, João Carlos de; SILVA, Evandro A. Soares de et al. *Comparison of Two AC/AC Regulators: The Serial AC Link Regulator and the Boost/Inverter Converter*. 5º Brazilian Power Electronics Conference(COBEP'99), Foz do Iguaçu - PR - Brazil, p. 712-717, September, 1999.
- [13b→ 52] OLIVEIRA, João Carlos de; FARIAS, Valdeir José et al. *Comparative Analysis of Three AC/AC Single Phase Voltage Regulators*. IV Conferência de Aplicações Industriais (INDUSCON 2000), p. 298-303, Porto Alegre – RGS, 2000.
- [14b→ 53] JAHNS, Thomas M.; OWEN, Edward L. *AC adjustable-speed drives at the millennium: how did we get here?* Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '2000), p. 18-26, February, 2000.
- [15b→ 54] OLIVEIRA, João Carlos de; SILVA, Evandro A. Soares de et al. *Two AC/AC Regulators Studied in a Comparative Way: The Serial AC Link Regulator and the Boost/Inverter Converter*. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'00), New Orleans, Louisiana - USA, p. 868-8874, February, 2000.
- [16b→ 55] BA-THUNYA, Ali S.; KHOPKAR, Rahul et al. *Single phase induction motor drives-a literature survey*. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC 2001), p. 911-916, 2001.
- [17b→ 56] OLIVEIRA, João Carlos de; FARIAS, Valdeir José et al. *Three AC/AC Single Phase Voltage Regulators Analysed in a Comparative Way*. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'2001), p. 887-892, March, 2001.
- [18b→ 57] Disponível em: www.powerdesigns.com

c - Conversores CA-CA diretos trifásicos (matriciais)

- [1c → 58] RODRIGUEZ, J. *A New Control Technique for AC-AC Converters*. Control in Power Electronics and Electrical Drives (IFAC 83), p. 203-209, Lausanne – Switzerland, 1983.

-
- [2c → 59] BURÁNY, Nándor. *Safe control of four-quadrant switches*. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS 89), p. 1190-1194, October, 1989.
- [3c → 60] ALESINA, Alberto; VENTURINI, Marco G. B. *Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 4, N° 1, p. 101-112, January, 1989.
- [4c → 61] OYAMA, Jun; HIGUCHI, Tsuyoshi et al. *New control strategy for matrix converter*. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'89), p. 360-367, June, 1989.
- [5c → 62] SMIT, J. J.; BURGER, I. J.; ENSLIN, J. H. R. *A high-frequency matrix converter for high-efficient power conversion in renewable energy systems*. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'90), p. 521-526, March, 1990.
- [6c → 63] BEASANT, R. R.; BEATTIE, W. C.; REFSUM, A. *An approach to the realization of a high-power Venturini converter*. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'90), p. 291-297, June, 1990.
- [7c → 64] KAZERANI, Mehrdad; OOI, Boon Teck. *Direct AC-AC matrix converter based on three-phase voltage-source converter modules*. International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (IECON'93), p. 812-817, November, 1993.
- [8c → 65] HEY, Hélio L.; PINHEIRO, Humberto; PINHEIRO, José R. *A Soft-Switching AC-AC Converter*. 3° Brazilian Power Electronics Conference(COBEP'95), São Paulo - SP - Brazil, p. 503-508, December, 1995.
- [9c → 66] YOUM, Jang-Hyoun; KWON, Bong-Hwan. *Switching Technique for Current-Controlled AC-to-AC Converteres*. IEEE Transactions on Industrial Electronics – Vol. 46, N° 02, April - 1999.
- [10c→ 67] WHEELER, Patrick W.; RODRÍGUEZ, José et al. *Matrix Converters: A Technology Review*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, N° 2, p. 276-288, April, 2002.
- [11c→ 68] ZHOU, Dongsheng; PHILLIPS, Kenneth P. et al. *Evaluation of AC-AC matrix converter, a manufacturer's perspective*. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS 2002), p. 1558-1563, October, 2002.
- [12c→ 69] FIRDAUS, Saiful; HAMZAH, Mustafar Kamal. *Modelling and simulation of a single-phase AC-AC matrix converter using SPWM*. Student Conference on Research and Development (SCOReD 2002), p. 286 – 289, July, 2002.
- [13c→ 70] BLAND, Michael; EMPRINGHAM, Lee et al. *A new resonant soft switching topology for direct AC-AC converters*. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'02), p. 72-77, June, 2002.

-
- [14c→ 71] SIMON, Olaf; MAHLEIN, Jochen et al. *Modern Solutions for Industrial Matrix-Converter Applications*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, N° 2, p. 401-406, April, 2002.
- [15c→ 72] SAITO, Makoto; TAKESHITA, Takaharu; MATSUI, Nobuyuki. *A Single to Three Phase Matrix Converter with a Power Decoupling Capability*. Power Electronics Specialists Conference – PESC'04, p. 2400-2405, June, 2004.
- [16c→ 73] OLIVEIRA F., Milton E. de; VILLALVA, Marcelo G.; RUPPERT F., Ernesto. *Modulation Techniques for Matrix Converters*. VI Conferência de Aplicações Industriais (INDUSCON 04), Joinville, SC. 2004.

d - Conversores diretos de frequência (cicloconversores)

- [1d → 74] McVEY, Eugene S.; WARREN, Ramon E. *A Variable-Frequency Precision ac Regulator*. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-14, N° 2, December, 1967.
- [2d → 75] BIRD, B. M.; RIDGE, J. *Amplitude-Modulated Frequency Changer*. IEEE Proceedings, Vol. 119, N° 8, August, 1972.
- [3d → 76] BERG, Gunnar J.; DAS, Pawan K. *A New Three-Phase Static Variable Frequency Changer*. IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. IA-9, N° 5, September/October, 1973.
- [4d → 77] PEDDER, D. A. G.; ISSAWI, A. M.; BOLTON, H. R. *A Solid State, Variable-Frequency, 3-Phase Power Source with Individual Harmonic Control*. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-24, N° 1, February, 1977.
- [5d → 78] UEDA, R; SONODA, T. et al *Stabilization of Bank Selection in no Circulating Cycloconverter by Means of Reliable Current-Zero and Current-Polarity Detection*. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS 82), p. 651-656, 1982.
- [6d → 79] BEAUREGARD, F.; ROY, G.; APRIL, G. -E. *Design Considerations Related to the use of Power Mosfet in High Performance AC to AC Converters*. PCI Proceedings, p. 84-93, May, 1987.
- [7d → 80] RIBICKIS, L.; LIEPINS, M.; STABULNIEKS, J. *New solutions for direct frequency converter as voltage regulator*. International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (IECON'94), p. 338-343, September, 1994.
- [8d → 81] VILLAÇA, Marco V. M.; PERIN, Arnaldo J. *A soft switched direct frequency changer*. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS 95), p. 2321-2326, October, 1995.

-
- [9d → 82] ROY, Gilles; RIBEIRO, Enio R.; APRIL, Georges –E. *An AC-AC converter made of two semi direct frequency changers has no limits on the voltage gain*. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'96), p. 918-924, March, 1996.
- [10d→ 83] MINO, Kazuaki; OKUMA, Yasuhiro, KUROKI, Kazuo. *Direct Linked Type Frequency Changer Based on DC-Clamped Bilateral Switching Circuit Topology*. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS 97), p. 1429-1436, October, 1997.
- [11d→ 84] PERIN, Arnaldo. *Conversor Direto de Frequência sem Tempo Morto entre as Comutações*. UFSC/CTC/EEL, Documento Interno.
- [12d→ 85] OZPINECI, Burak; TOLBERT, Leon M. *Cycloconverters*. Disponível em: <http://www.pels.org/Comm/Education/Tutorials>

e - Compensadores série diretos

- [1e → 86] CARDOSO, César Mauro. *Estudo e Realização de um Estabilizador de Tensão Alternada à Transistor de Potência*. Florianópolis, SC – Brasil, 1986. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [2e → 87] THOMAS, Charles E. *Electronic Power Conditioner*. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'86), p. 46-51, April-May, 1986.
- [3e → 88] BARBI, Ivo; CARDOSO, Cesar Mauro. *Um Estabilizador de Tensão Alternada Senoidal*. SBA: Controle & Automação, Vol. 2, n^o 1, p. 40-46, 1988.
- [4e → 89] KULARATNA, A. D. V. N. *Low Cost, Light Weight AC Regulator Employing Power Transistors*. Power Conversion and Intelligent Motion (PCIM'90), Philadelphia, Pennsylvania - USA, p. 67-76, October, 1990.
- [5e → 90] KULARATNA, A. D. V. N. *Techniques Based on Bipolar Power Transistor Arrays for Regulation of AC Line Voltage*. The European Power Electronics Association (EPE'93), p. 96-100, September, 1993.
- [6e → 91] KUROKAWA, Sérgio. *Desenvolvimento de um Estabilizador de Tensão Alternada de Variação Contínua Utilizando MOSFETs*. Uberlândia, MG – Brasil, 1994. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Uberlândia.
- [7e → 92] VIEIRA, João Batista Jr.; KUROKAWA, Sérgio. *Um Estabilizador de Tensão Alternada de Variação Contínua Utilizando MOSFETs*. Ciência & Tecnologia/UFU. N^o 1 – Ano 3 – p. 113-128 – Jan./Jun. – 1994.
- [8e → 93] KARADY, George G.; BLAKE, Tracy; JANAPAREDDI, Phanesh. *An adaptive load voltage regulator using a microprocessor controlled series switched capacitor*. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'94)p. 194-198, May, 1994.

-
- [9e → 94] RAAIJEN, E.; JÁRDÁN, R. K. et al. *An efficient and economical active AC line conditioner*. 17th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC'95), p. 664-670, November, 1995.
- [10e → 95] LOPES, Luiz A. C.; JOOS, Geza; OOI, Boon-Teck. *A high power PWM quadrature booster phase-shifter based on a multi-module converter*. Power Electronics Specialists Conference – PESC'95, p. 375-380, June, 1995.
- [11e→ 96] OLIVEIRA, João Carlos de; FREITAS, L. C. et al. *A PWM AC/AC Full Bridge Converter Used Like a Serial Regulator*. 4nd Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'97), Belo Horizonte, MG - Brazil, p. 385-390, December, 1997.
- [12e→ 97] OLIVEIRA, João Carlos de; FREITAS, L. C. et al. *A Serial Regulator Using a PWM AC/AC Full Bridge Converter*. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'97), p. 549-554, July, 1997.
- [13e→ 98] EL-SABBE, Awad; ZEIN EL-DIN, Ashraf. *A Novel AC Voltage Regulator*. 24nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'98), Aachen, Germany, p. 607-611, August/September, 1998.
- [14e→ 99] OLIVEIRA, João Carlos de; FARIAS, Valdeir J. et al. *Um Regulador CA/CA Série Utilizando um Conversor em Ponte Completa com Comutação Suave*. 12^o Congresso Brasileiro de Automática (CBA 98), Uberlândia, MG - Brasil, 1998.
- [15e→100] OLIVEIRA, João Carlos de; FARIAS, V. J. et al. *A Serial Regulator Using a Soft Switching PWM AC/AC Full Bridge Converter*. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'99), Charleston, South Carolina - USA, p. 193-198, 1999.
- [16e→101] HIETPAS, Steven M.; NADEN, Mark. *Automatic Voltage Regulator using an AC Voltage-Voltage Converter*. Rural Electric Power Conference, p. C5/1-C5/7, May, 1999.
- [17e→102] KIM, J.-H.; KWON, B. -H. *Three-phase ideal phase shifter using AC choppers*. IEE Proceedings Electric Power Applications, p. 329-335, July, 2000.
- [18e→103] HIETPAS, Steven M.; NADEN, Mark. *Automatic Voltage Regulator using an AC Voltage-Voltage Converter*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, N^o 1, January/February, 2000.
- [19e→104] LEE, Yim-Shu; CHENG, David K. W.; CHENG, Y. C. *Design of a Novel ac Regulator*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 38, n^o 2, p. 89-94, April, 1991.
- [20e→105] PETRY, Clóvis Antônio. *Estabilizador de Tensão Alternada para Cargas Não-Lineares*. Florianópolis, SC – Brasil, 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

-
- [21e→106] PETRY, C. A.; FAGUNDES, J. C.; BARBI, I. *High Frequency AC Regulator for Non-Linear Loads*. 6^o Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'2001), Florianópolis, SC - Brazil, p. 491- 496, Novembro, 2001.
- [22e→107] PETRY, Clóvis A.; FAGUNDES, João C. S.; BARBI, Ivo. *Conversor CA-CA Direto para Cargas Não-Lineares*. 12^o Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2002), Natal, RGN - Brasil, p. 757-762, Setembro, 2002.
- [23e→108] PETRY, Clóvis Antônio; FAGUNDES, João Carlos dos Santos; BARBI, Ivo. *Estabilizador de Tensão Alternada para Cargas Não-Lineares*. Seminário de Eletrônica de Potência (SEP-2002), INEP/UFSC, Florianópolis, SC – Brasil, p. 66-71, Setembro, 2002.
- [24e→109] VENKATARAMANAN, G.; JOHNSON, B. K. *Pulse width modulated series compensator*. IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution Vol. 149, Issue: 1, p. 71-75, Jan. 2002.

f - Choppers CA-CA e Controle de Fase

- [1f →110] BLAND, T. G. *Steady-State Analysis of Single-Phase AC Controller with Resistance Load*. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-22, n^o 3, p. 441-447, August, 1975.
- [2f →111] MOZDZER JR, Alexander; BOSE, Bimal K. *Three-Phase AC Power Control Using Power Transistors*. IEEE Transactions on Industrial Application, Vol. IA-12, p. 499-505, September-October, 1976.
- [3f →112] METWALLY, M. S.; -BIDWEIHY, El et al. *A New Single Phase AC Controller for Resistive Loads*. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-24, n^o 3, p. 441-447, August, 1977.
- [4f →113] REVANKAR, G. N.; TRASI, D. S. *Symmetrically Pulse width Modulated AC Chopper*. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-24, n^o 1, p. 39-45, February, 1977.
- [5f →114] HAMMAD, A. E.; MATHUR, R. M. *A New Generalized Concept for the Design of Thyristor Phase-Controlled Var Compensators Part I: Steady State Performance*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-98, n^o 31, p. 219-226, January-February, 1979.
- [6f →115] HAMMAD, A. E.; MATHUR, R. M. *A New Generalized Concept for the Design of Thyristor Phase-Controlled Var Compensators Part I: Transient Performance*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-98, n^o 31, p. 227-231, January-February, 1979.

-
- [7f →116] GYUCYI, Laszlo. *Input Power Factor of AC to AC Power Converters*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-16, n° 4, p. 524-534, July-August, 1980.
- [8f →117] BOWERS, J. C.; GARRET, S. J.; NIENHAUS, H. A. *A Solid State Transformer*. Power Conversion International, May-June, p. 56-65, 1980.
- [9f →118] WILLIAMSON, Stephen. *Reduction of the Voltage and Current Harmonics Introduced by a Single-Phase Triac AC Controller, by Means of Shunt Resistance*. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-28, n° 4, p. 266-272, November, 1981.
- [10f→119] SELVAKUMAR, C. R. *Negative-Feedback High-Efficiency AC Voltage Regulator*. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-28, n° 1, p. 24-27, February, 1981.
- [11f→120] MARJANOVIĆ, Nebojsa. *Semiconductor Auto-Transformer with Continuous Voltage Transformation Ratio Variation*. Proceeding PCI, p. 262-267, September, 1982.
- [12f→121] WILLIAMS, B. W. *Asymmetrically Modulated AC Chopper*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-29, n° 3, p. 181-184, August, 1982.
- [13f→122] BHAT, S. Ashoka Krishna; VITHAYATHIL, Joseph. *A Simple Multiple Pulsewidth Modulated AC Chopper*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-29, n° 3, p. 185-189, August, 1982.
- [14f→123] FAGUNDES, João Carlos dos Santos. *Estudo e Realização de um Variador Estático Direto de Tensão Alternada Senoidal*. Florianópolis, SC – Brasil, 1983. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [15f→124] BARBI, Ivo; FAGUNDES, João C. S. *Uma Fonte de Tensão Alternada Senoidal a Transistor de Potência*. 5° Congresso Brasileiro de Automática (CBA 84), Campina Grande, PB - Brasil, p. 730-736, 1984.
- [16f→125] BARBI, Ivo; KASSICK, Enio V. *Um Estabilizador de Tensão Alternada Senoidal a Tiristor*. 5° Congresso Brasileiro de Automática (CBA 84), Campina Grande, PB - Brasil, p. 350-355, 1984.
- [17f→126] MALIK, Nazar H.; HAQUE, Syed M. Enamul; SHEPHERD, William. *Analysis and Performance of Three-Phase Phase-Controlled Thyristor AC Voltage Controllers*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-32, n° 3, p. 192-199, August, 1985.
- [18f→127] KHOEI, Abdollah; YUVARAJAN, Subbaraya. *Single-Phase AC-AC Converters Using Power Mosfet's*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-35, n° 3, p. 442-443, August, 1988.

-
- [19f→128] POMILIO, José Antenor; LOPES, Marcos Vinicius; KLINKE Jr., Matias Henrique. *Características de Transferência de Recortador C. A. 7º Congresso Brasileiro de Automática (CBA 88)*, São José dos Campos, SP - Brasil, p. 400-405, 1988.
- [20f→129] TSUCHIYA, Junichi; SHIOYA, Mitsuo. *Instantaneous value control using a synchronous-integrating filter for PWM AC voltage regulator*. 15th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON '89), p. 67-70, November, 1989.
- [21f→130] CHOE, Gyu-Ha; WALLACE, Alan K.; PARK, Min-Ho. *An Improved PWM Technique for AC Choppers*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 4, n° 4, p. 496-505, October, 1989.
- [22f→131] GOULET, Kevin. *Automation Equipment of the '90's – Power Conditioning Equipment of the '60's*. Proceeding Power Quality/ASD, p. 64-77, October, 1990.
- [23f→132] HAMED, Sadeq A.. *Steady-State Modeling, Analysis, and Performance of Transistor-Controlled AC Power Conditioning Systems*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 5, n° 3, p. 305-313, July, 1990.
- [24f→133] CHO, Jung G.; CHO, Gyu H. *Cyclic Quase-Resonant Converters: A New Group of Resonant Converters Suitable for High Performance DC/DC and AC/AC Conversion Applications*. 16th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON '90), p. 956-963, November, 1990.
- [25f→134] CIMADOR, Giuseppe; PRESTIFILIPPO, Paolo. *An attractive new converter topology for AC/DC, DC/DC & DC/AC power conversion*. 12th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC '90), p. 597-604, October, 1990.
- [26f→135] ADDOWEESH, Khaled E.; MOHAMADEIN, Adel, L. *Microprocessor Based Harmonic Elimination in Chopper Type AC Voltage Regulators*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 5, n° 2, p. 191-200, April, 1990.
- [27f→136] BARBI, I.; FAGUNDES, J. C.; KASSICK, E. V. *A Compact AC/AC Voltage Regulator Based on an AC/AC High Frequency Flyback Converter*. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'91), Boston - USA, p. 846-852, June, 1991.
- [28f→137] JANG, Do-Hyun; WON, Jong-Soo; CHOE, Gyu-Ha. *Asymmetrical PWM method for AC chopper with improved input power factor*. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'91), Boston - USA, p. 838-845, June, 1991.
- [29f→138] CHOE, Gyu-Ha; JANG, Do-Hyun. *Asymmetrical PWM technique for AC choppers*. Proceedings Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON '91), p. 587-592, October-November, 1991.

-
- [30f→139] GABIATTI, Gerson; KASSICK, Enio Valmor. *Overvoltage Supressor Circuit for AC Voltage Regulators*. 1st Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'91), Florianópolis, SC - Brazil, p. 305-309, December, 1991.
- [31f→140] BOULIER, M.; CASTELAIN, A.; ROMBAUT, C. *Three-Phase AC-AC Converter Controlled by P.W.M.* The European Power Electronics Association (EPE'91), p. 4-413-4-417, Firenze, 1991.
- [32f→141] JANG, Do-Hyun; CHOE, Gyu-Ha. *A new APWM technique with harmonics elimination and power factor control in AC choppers*. Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation, p. 252-258, November, 1992.
- [33f→142] ZIOGAS, P. D.; VINCENTI, D.; JOOS, G. *A practical PWM AC controller topology*. IEEE Industry Applications Society Conference (IAS'92), p. 880-887, October, 1992.
- [34f→143] MOITA, Galba Freire. *Estabilizador de Tensão Alternada Empregando Alta Freqüência e Transistor de Potência*. Florianópolis, SC – Brasil, 1993. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [35f→144] FAGUNDES, J. C.; KASSICK, E. V.; BARBI, I. *A PWM AC Chopper Without Dead Time and Clamping Circuit*. 2nd Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'93), Uberlândia, MG - Brazil, p. 297-301, November, 1993.
- [36f→145] BARBI, I.; KASSIK, E. V.; FAGUNDES, J. C. *A Novel Family of PWM High Frequency AC Choppers*. 2nd Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'93), Uberlândia, MG - Brazil, p. 302-307, November, 1993.
- [37f→146] HOFMEESTER, N. H. M.; BOSCH, P. P. J. van den; KLAASSENS, J. B. *Modelling and control of an AC/AC boost-buck converter*. The European Power Electronics Association (EPE'93), p. 85-90, September, 1993.
- [38f→147] HUH, Dong-Young; CHO, Gyu-Hyeong. *Electronic Step Down (220/110 V) Transformer Using a New Quantum Series Resonant Converter*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, n° 4, p. 439-444, October, 1993.
- [39f→148] ENJETI, Prasad N.; CHOI, Sewan. *An approach to realize higher power PWM AC controller*. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'93), p. 323-327, March, 1993.
- [40f→149] DEIB, D. A.; HILL, H. W. *Optimal harmonic reduction in AC/AC chopper converters*. 24th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'93), p. 1055-1060, June, 1993.

-
- [41f→150] MOITA, Galba F.; KASSICK, E. V.; BARBI, I. *An AC Voltage Regulator Employing Power Transistors and a High Frequency Switching Technique*. 2nd Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'93), Uberlândia, MG - Brazil, p. 365-370, November, 1993.
- [42f→151] ROSSETO, L.; TENTI, P.; ZUCCATO, A. *AC/AC PWM Converters with High-Frequency Insulation and Minimum Number of Switches*. The European Power Electronics Association (EPE'93), p. 13-17, September, 1993.
- [43f→152] ADDOWEESH, Khaled E.; AL-KHALIDI, Marzouk S. *AC chopping technique with phase and voltage control*. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'93), p. 684-688, June, 1993.
- [44f→153] SALAZAR, Lautaro; VÁSQUEZ F., Cristian; WIECHMANN, Eduardo. *On the characteristics of a PWM AC controller using four switches*. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'93), p. 307-313, June, 1993.
- [45f→154] SRINIVASAN, Shanker; VENKATARAMANAN, Giri. *Versatile PWM Converters for Three Phase AC Power Conditioning*. Proceedings Power Conversion, p. 451-459, September, 1994.
- [46f→155] VINCENTI, Donato; JIN, Hua; ZIOGAS, Phoivos. *Design and Implementation of a 25-kVA Three-Phase PWM AC Line Conditioner*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, n° 4, p. 384-389, July, 1994.
- [47f→156] JANG, Do-Hyun; CHOE, Gyu-Ha; EHSANI, Mehrdad. *Asymmetrical PWM Technique with Harmonic Elimination and Power Factor Control in AC Choppers*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, n° 2, p. 175-184, March, 1995.
- [48f→157] JANG, Do-Hyun; CHOE, Cyu-Ha. *Improvement of Input Power Factor in AC Choppers Using Asymmetrical PWM Technique*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, n° 2, p. 179-185, April, 1995.
- [49f→158] VILLAÇA, Marco V. M.; PERIN, Arnaldo J. *A New Bidirectional ZVS Switch for Direct AC/AC Converter Applications*. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'95), p. 977-983, March, 1995.
- [50f→159] VILLAÇA, Marco V. M.; PERIN, Arnaldo J. *Variador de Tensão Alternada a Interruptores Bidirecionais com Célula de Comutação ZVS*. Seminário de Eletrônica de Potência (SEP-95), INEP/UFSC, Florianópolis, SC – Brasil, p. 125-132, Agosto, 1995.
- [51f→160] OLIVEIRA, J. C.; FREITAS, L. C. et al. *A PWM AC/AC Half-Bridge Converter*. 3th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'95), São Paulo, SP - Brazil, p. 497-502, December, 1995.

-
- [52f→161] SRINIVASAN, Shanker; VENKATARAMANAN, Giri. *Design of a versatile three-phase AC line conditioner*. IEEE Industry Applications Conference (IAS'95), p. 2492-2499, October, 1995.
- [53f→162] VENKATARAMANAN, Giri. *A family of PWM converters for three phase AC power conditioning*. International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, p. 572-577, January, 1996.
- [54f→163] VENKATARAMANAN, Giri; JOHNSON, Brian K.; SUNDARAM, Ashok. *An AC-AC Power Converter for Custom Power Applications*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 11, n° 3, p. 1666-1671, July, 1996.
- [55f→164] OLIVEIRA, João Carlos de; FREITAS, L. C. et al. *A Half-Bridge PWM AC/AC Converter*. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'96), San Jose, CA - USA, p. 709-715, March, 1996.
- [56f→165] KWON, B. -H.; MIN, B. -D.; KIM, J. -H. *Novel topologies of AC choppers*. IEE Proceedings Electric Power Applications, p. 323-330, July, 1996.
- [57f→166] SUZUKI, Yasunobu; SUGAWARA, Isao. *An approach to the AC to AC/DC converter*. 18th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC '96), p. 434-441, October, 1996.
- [58f→167] STRZELECKI, Ryszard; FEDYCZAK, Zbigniew; KASPEREK, Radoslaw. *Design and tests of a three-phase PWM AC power controller with two transistorized switches*. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'96), p. 499-504, June, 1996.
- [59f→168] STRZELECKI, Ryszard; FEDYCZAK, Zbigniew. *Economical circuit of a three-phase PWM AC power controller with a new control algorithm without "dead time"*. V IEEE International Power Electronics Congress (CIEP 1996), p. 253-257, October, 1996.
- [60f→169] STRZELECKI, Ryszard; FEDYCZAK, Zbigniew. *Properties and structures of three-phase PWM AC power controllers*. Power Electronics Specialists Conference – PESC'96, p. 740-746, June, 1996.
- [61f→170] OLIVEIRA, João Carlos de; FREITAS, L. C. et al. *A Voltage Regulator Made Using a PWM AC/AC Full-Bridge Converter*. 4nd Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'97), Belo Horizonte, MG - Brazil, p. 391-395, December, 1997.
- [62f→171] PRAKASH, S. R. Narayana; HUI, S. Y. R.; BELAGULI, Vijayakumar. *A direct AC/AC bi-directional power converter with high-frequency link and simple PWM control*. Proceedings on Power Electronics and Drive Systems, p. 869-875, May, 1997.
- [63f→172] AHMED, Nabil Abd El-Latif; AMEI, Kenji; SAKUI, Masaaki. *Improved circuit of AC choppers for single-phase systems*. Proceedings of the Power Conversion Conference, p. 907-912, August, 1997.

-
- [64f→173] LOPES, Luiz A. C.; NETO, João A. et al. *A 2-Switch Three-Phase PWM AC Controller*. 4nd Brazilian Power Electronics Conference(COBEP'97), Belo Horizonte, MG - Brazil, p. 379-384, December, 1997.
- [65f→174] RODRIGUES, Marta A. T.; SILVA, Edison R. C. *Conversor Trifásico CA/CA com Elo de Alta Freqüência e Comutação Suave*. III Conferência de Aplicações Industriais (INDUSCON 98), p. 207-212, São Paulo, SP. Setembro, 1998.
- [66f→175] KWON, B. -H.; MIN, B. -D.; KIM, J. -H. *Novel commutation technique of AC-AC converters* IEE Proceedings Electric Power Applications, p. 295-300, July, 1998.
- [67f→176] KIM, Jong-Hyun; MIN, Byung-Duk et al. *A PWM Buck-Boost AC Chopper Solving the Commutation Problem*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, n° 5, p. 832-835, October, 1998.
- [68f→177] CASTILLA, Miguel, VICUÑA, Luis García de et al. *An electronic transformer with variable conversion ratio*. 24th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON '98), p. 802-807, August-September, 1998.
- [69f→178] OKUI, Hideyuki; IRIE, Hisaichi. *Four-quadrant AC-AC converter applied by integrated-voltage-control method*. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'98), p. 721-726, May, 1998.
- [70f→179] TRABACH, Emerson P.; AMARAL, Paulo F. S. et al. *A Stabilized Single Phase Electronic Autotransformer*. 5nd Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'99), Foz do Iguaçu, PR - Brazil, p. 701-706, Setembro, 1999.
- [71f→180] VILLAÇA, Marco V. M.; PERIN, Arnaldo J. *Nova Célula de Comutação Suave para Interruptores Bidirecionais*. Eletrônica de Potência, Vol. 4, n° 1, Setembro, 1999.
- [72f→181] CHANG, Jie; SUN, Tom et al. *Compact AC-AC Converter Using 3-In-1 IBPMs and Adaptive Commutation*. IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS'99), p. 438-443, July, 1999.
- [73f→182] YOUM, Jang-Hyoum; KWON, Bong-Hwan. *Switching Technique for Current Controlled AC-to-AC Converters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, n° 2, p. 309-318, April, 1999.
- [74f→183] AHMED, Nabil A.; AMEI, Kenji; SAKUI, Masaaki. *A New Configuration of Single-Phase Symmetrical PWM AC Chopper Voltage Controller*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, n° 5, p. 942-952, October, 1999.
- [75f→184] TRABACH, Emerson P.; AMARAL, Paulo F. S. et al. *A Stabilized Single Phase Electronic Autotransformer*. IEEE Industrial Electronics Society (IECON'99), p. 222-227, November-December, 1999.

-
- [76f→185] MONTERO-HERNÁNDEZ, Oscar; ENJETI, Prasad N. *Application of a boost AC-AC converter to compensate for voltage sags in electric power distribution systems*. 31th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'00), p. 470-475, June, 2000.
- [77f→186] CHATTERJEE, Kamallesh; VENKATARAMAN, Giri et al. *Unity power factor single phase AC line current conditioner*. IEEE Industry Applications Conference, p. 2297-2304, October, 2000.
- [78f→187] VESZPRÉMI, K.; HUNYAR, M. *New application fields of the PWM IGBT AC chopper*. IEEE Eighth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, p. 46-51, September, 2000.
- [79f→188] ZINOVIEV, Gennady, GANIN, Maksim et al. *New class of buck-boost AC-AC frequency converters and voltage controllers*. The 4th Korea-Russia International Symposium on Science and Technology, p. 303-308, June-July, 2000.
- [80f→189] MORAES, Paulo M. S. D.; BARBI, Ivo; PERIN, Arnaldo J. *A New Topology for Power Control of AC Loads Using AC-AC Converters*. IV Conferência de Aplicações Industriais (INDUSCON 2000), p. 264-269, Porto Alegre – RGS, 2000.
- [81f→190] VESZPRÉMI, Károly; HUNYÁR, Mátyás; SCHMIDT, István. *PWM AC chopper-ready for higher power applications*. IEEE Porto Power Tech Proceedings, September, 2001.
- [82f→191] KAZERANI, M. *A direct AC/AC converter based on current-source converter modules*. 32th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'01), p. 1115-1121, June, 2001.
- [83f→192] LEFEUVRE, Élie. *Convertisseurs Alternatif-Alternatif Directs à Base de Cellules de Commutation Deux Quadrants*. Québec, Canadá, 2001. Thèse (Philosophiae Doctor) – Faculté des études supérieures de l'Université Laval.
- [84f→193] FEDYCZAK, Zbigniew; STRZELECKI, Ryszard; BENYSEK, Grzegorz. *Single-phase PWM AC/AC semiconductor transformer topologies and applications*. 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'02), p. 1048-1053, June, 2002.
- [85f→194] CHANG, Jie; SUN, Tom; WANG, Anhua. *Highly Compact AC-AC Converter Achieving a High Voltage Transfer Ratio*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, n° 2, p. 345-352, April, 2002.
- [86f→195] SHINYAMA, Takayuki; UEDA, Akiteru; TORRI, Akihiro. *AC chopper using four switches*. Proceedings of the Power Conversion Conference (PCC 2002), p. 1056-1060, April, 2002.
- [87f→196] PETRY, Clóvis A.; FAGUNDES, João C. S.; BARBI, Ivo. *New AC-AC Converter Topologies*. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'2003), June, 2003.

-
- [88f→197] DANTAS, F. D.; CANESIN, C. A. *A New High-Power-Factor AC Voltage Regulator in High-Switching Frequency of Operation*. 7^o Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'2003), Fortaleza, CE - Brazil, p. 584-589, Setembro, 2003.
- [89f→198] PENG, Fang. Zheng; CHEN, Lihua; ZHANG, Fan. *Simple Topologies of PWM AC-AC Converters*. IEEE Power Electronics Letters – Vol. 1, N^o 01, March - 2003.
- [90f→199] OBUKHOV, Aleksey; POVOV, Vladimir; ZINOVIEV, Gennady. *Transformless Conditioners of Quality of Main Voltage*. Proceedings of the 7th Korea-Russia International Symposium, KORUS 2003, p. 45-50, 2003.
- [91f→200] ROSSETTO, Leopoldo; BUSO, Simone. *PWM Line Voltage Regulator with Integrated PFC*. Power Electronics Specialists Conference – PESC'03, p. 1254-1259, June, 2003.
- [92f→201] HOYO, J.; CALLEJA, H.; ARAU, J. *Study of an AC-AC Flyback Converter Operating in DCM*. Power Electronics Specialists Conference – PESC'03, p. 683-688, June, 2003.
- [93f→202] HONGXIANG, Yu; MIN, Lin; YANCHAO, Ji. *An Advanced Harmonic Elimination PWM Technique for AC Choppers*. Power Electronics Specialists Conference – PESC'04, p. 161-165, June, 2004.
- [94f→203] SUNDARESWARAN, K; KUMAR, A. P. *Voltage harmonic elimination in PWM A.C. chopper using genetic algorithm*. IEEE Transactions on Industrial Applications – Vol. 151, N^o 01, January - 2004.
- [95f→204] HOYO, J.; ALCALÁ, J; CALLEJA, H. *A High Quality Output AC/AC Cuk Converter*. Power Electronics Specialists Conference – PESC'04, p. 2888-2893, June, 2004.
- [96f→205] VASCONCELOS, Arnulfo Barroso de; OLIVEIRA, José Carlos de et al. *Saturated Core Reactor Static compensator Performance Analysis: Computational versus Experimental*. VI Conferência de Aplicações Industriais (INDUSCON 04), Joinville, SC. 2004.
- [97f→206] BOLDUC, Léonard; BRISSETTE, Yves; SAVARD, Pierre. *IVACE: A Self-Regulating Variable Reactor*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 19, n^o 1, p. 387-392, January, 2004.

g - Conversores com mudança de derivação de transformadores

- [1g →207] McVEY, Eugene S.; WEBER, Robert E. *Design Information for a Switched ac Regulator*. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-14, n^o 2, p. 51-56, December, 1967.

-
- [2g →208] THOMPSON, Raymond. *A Thyristor Alternating-Voltage Regulator*. IEEE Transactions on Industry and General Applications, Vol. IGA-4, n° 2, p. 162-166, March-April, 1968.
- [3g →209] ROBERTS, Michael J.; ROCHELLE, Robert W.; McDONALD, Daniel W. *SCR-Controlled Digitally Programmable AC Power Supply*. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-25, n° 1, p. 59-61, February, 1978.
- [4g →210] ARRILLAGA, J.; DUKE, R. M.O. *A Static Alternative to the Transformer On-Load Tap-Changer*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-99, n° 1, p. 86-91, January-February, 1980.
- [5g →211] SERVETAS, E.C.; VLACHAKIS, A. V. *A New AC Voltage Regulator Using Thyristors*. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-28, n° 2, 140-145, May, 1981.
- [6g →212] MATHUR, R. M.; BASATI, R. S. *A Thyristor Controlled Static Phase-Shifter for AC Power Transmission*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100, n° 5, p. 2650-2655, May, 1981.
- [7g →213] ALVAREZ, Héctor Lira; SANHUEZA, José L. Fernández; MENESES, Mario Flores. *Regulador de Voltaje de C. A. Usando Tiristores y Principio de Autotransformador*. 5° Congresso Brasileiro de Automática (CBA 84), Campina Grande, PB - Brasil, p. 333-337, 1984.
- [8g →214] SCHMID, David A.; REISCHL, Peter. *Harmonic cancellation of power signals using voltage amplitude modulation by variable gain: applications to the AC-AC regulator*. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'92), p. 579-585, February, 1992.
- [9g →215] KARADY, George G.; PARIHAR, Pramod. *Integrated PWM and Transformer Switching Technique for AC Voltage Regulation*. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'94), p. 961-967, February, 1994.
- [10g→216] AL-ALI, A. R.; AMIN, El- et al. *A programmable SCR-based AC voltage regulator*. International IEEE/IAS Conference on Industrial Automation and Control: Emerging Technologies, p. 524-529, May, 1995.
- [11g→217] JOHNSON, Brian K; VENKATARAMANAN, Giri. *A Hybrid Solid State Phase Shifter Using PWM AC Converters*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13, n° 4, p. 1316-1321, October, 1998.
- [12g→218] JANG, Do-Hyun; CHOE, Gyu-Ha. *Step-Up/Down AC Voltage Regulator Using Transformer with Tap Changer and PWM AC Chopper*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, n° 6, p. 905-911, December, 1998.

-
- [13g→219] BOSCOLO, A.; QUAIA, S.; TOSATO, F. *No energy stored power conditioners for voltage sag compensation*. 9th Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON 98), p. 1194-1198, May, 1998.
- [14g→220] KOSEV, Josif; ARSOV, Goce L. *A simple inductorless AC-line voltage autotransformer*. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'99), p. 584-589, July, 1999.
- [15g→221] SANCHEZ, V.; ECHAVARRÍA, R. et al. *Design and implementation of a fast on-load tap changing regulator using soft-switching commutation techniques*. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'00), p. 488-493, June, 2000.
- [16g→222] ECHAVARRIA, R.; COTOROGEA, M. et al. *A novel fast on-load tap changing regulator*. VII IEEE International Power Electronics Congress (CIEP 2000), p. 109-116, October, 2000.
- [17g→223] ECHAVARRIA, R.; SÁNCHEZ, V. et al. *Parametric analysis of a quasi-resonant fast on-load tap changing regulator*. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'02), p. 1809-1814, June, 2002.

h - Conversores com *link* do tipo: CC, CA ou alta frequência e sem *link*

- [1h →224] McMURRAY, William. *The Thyristor Electronic Transformer: a Power Converter Using a High-Frequency Link*. IEEE Transactions on Industry and General Applications, Vol. IGA-7, n° 4, p. 451-457, July-August, 1971.
- [2h →225] RANDO, R. *AC Triport – A New Uninterruptible AC Power Supply*. International Telecommunications Energy Conference (INTELEC'78), p. 50-58, 1978.
- [3h →226] SUOZZI, J. J. *System Consideration of Triports*. International Telecommunications Energy Conference (INTELEC'78), p. 46-49, 1978.
- [4h →227] HARADA, K.; JI, Y. et al. *Stability improvement of constant voltage transformer for triport UPS system*. International Telecommunications Energy Conference (INTELEC'88), p. 536-541, October-November, 1988.
- [5h →228] DIVAN, Deepakraj M. *The Resonant DC Link Converter – A New Concept in Static Power Conversion*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 25, n° 2, p. 317-325, March-April, 1989.
- [6h →229] PRAKASH, S. R. Narayana; IYENGAR, B. S. R.; MOHAN, P. V. Ananda. *A novel high frequency PWM push-pull inverter generates sinusoidal output voltage at 50 Hz*. International Telecommunications Energy Conference (INTELEC'90), p. 35-40, October, 1990.

-
- [7h →230] NESBITT, J.; CHEN, Chingchi et al. *A novel single phase to three phase converter*. Electronics Conference and Exposition (APEC'91), p. 95-99, March, 1991.
- [8h →231] CHEN, Chingchi; DIVAN, Deepakraj M. *Simple topologies for single phase AC line conditioning*. IEEE Industry Applications Conference (IAS'91), p. 911-917, September-October, 1991.
- [9h →232] FRATTA, Antonino; GRASSI, Roberto; VILLATA, Franco. *Medium Power AC/AC Converter with Forced Commutation of the DC Voltage Supply*. The European Power Electronics Association (EPE'91), p. 4-509-4-514, Firenze, 1991.
- [10h→233] LEE, Jong-Moo; OH, Sung-Chul et al. *A novel AC voltage regulator topology*. IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON '91), p. 825-829, November, 1991.
- [11h→234] BOSE, Bimal K.; KASTHA, Debaprasad. *Electrolytic capacitor elimination in power electronic system by high frequency active filter*. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS 91), p. 869-878, Sep., 1991.
- [12h→235] LO, Yu-Kang; CHEN, Chern-Lin et al. *A new high-performance AC-to-AC conversion system*. IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON '93), p. 824-829, November, 1993.
- [13h→236] HUSSELS, P.; MEHNE, M.; HENTSCHEL, F. *Synthesis of Cycloconverter and Current-Source-Inverter Presentation of a New Control Strategy*. The European Power Electronics Association (EPE'93), p. 33-38, Brighton, 1993.
- [14h→237] BONANI, I. *AC Regulator Controlled By L. V. I*. The European Power Electronics Association (EPE'93), p. 101-105, Brighton, 1993.
- [15h→238] KIM, Joohn Sheok; SUL, Seung Ki. *New control scheme for AC-DC-AC converter without DC link electrolytic capacitor*. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'93), p. 300-306, June, 1993.
- [16h→239] MALESANI, L.; ROSSETTO, L. et al. *AC/DC/AC PWM converter with minimum energy storage in the DC link*. Electronics Conference and Exposition (APEC'93), p. 306-311, March, 1993.
- [17h→240] ZHANG, X-Z. *Analysis and Design of Switched-Mode AC-AC Voltage Regulator with Series Connected Compensation*. IEE Power Electronics and Variable-Speed Drives Conference Publication, p. 181-187, October, 1994.
- [18h→241] CHEN, Chingchi; DIVAN, Deepakraj M. *Simple Topologies for Single Phase AC Line Conditioning*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, n° 2, p. 406-412, March-April, 1994.

-
- [19h→242] ALAKULA, Mats. Vector controlled AC/AC converters with a minimum of energy storage. Conference Record of the 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, p. 1130-1134, October, 1994.
- [20h→243] MUR, F.; UZAL, E.; MARTÍNEZ, S. Reconfigurable Voltage and Current Line Conditioner. IEEE International Power Electronics Congress (CIEP 95), p. 117-120, October, 1995.
- [21h→244] MALESANI, Luigi; ROSSETTO, Leopoldo et al. *AC/DC/AC PWM Converter with Reduced Energy Storage in the DC Link*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, n° 2, p. 287-292, March-April, 1995.
- [22h→245] KULRATNA, Nihal; SAMPATH, H. W. *A Triport UPS Design with Bipolar Power Transistor Array Based AC Line Voltage Regulation*. The European Power Electronics Association (EPE'95), p. 2-329-2-334, Sevilla, 1995.
- [23h→246] BLAABJERG, Frede; PEDERSEN, John K.; JAEGER, Ulrik. *Evaluation of modern IGBT-modules for hard-switched AC/DC/AC converters*. IEEE Industry Applications Conference (IAS'95), p. 997-1005, October, 1995.
- [24h→247] CAMPOS, Alexandre; JOÓS, Géza et al. *Analysis and Design of a Series-Connected PWM Voltage Regulator for Single-Phase AC Sources*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, n° 6, USA, p. 1285-1292, November/December, 1996.
- [25h→248] SUZUKI, Yasunobu; SUGAWARA, Isao; TAKEUCHI, Akira. *High-performance UPS based on AC-to-AC converter*. International Telecommunications Energy Conference (INTELEC'98), p. 754-761, October, 1998.
- [26h→249] CLARO, Carlos Alberto; CAMPOS, Alexandre. *Analisis and Design of a Series AC Voltage Conditioner Employing a Dead Beat Control Technique*. IEEE Industrial Electronics Society (IECON'98), p. 385-390, August-September, 1998.
- [27h→250] LEE, S. -Y.; CHAE, Y. -M. et al. *A new control strategy for instantaneous voltage compensator using 3-phase PWM inverter*. Power Electronics Specialists Conference – PESC'98, p. 248-254, May, 1998.
- [28h→251] OKUMA, Yasuhiro. *PWM Controlled ac Power Supply based on ac Chopper Technology and Its Applications*. Transactions IEE Japan, Vol. 119-D, n° 3, p. 412-419, 1999.
- [29h→252] OLIVEIRA, João Carlos de; BISSOCHI Jr., Carlos Augusto et al. *A New AC/AC Serial Regulator Using a Capacitor as the Serial Component*. 5° Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'99), Foz do Iguaçu, PR - Brazil, p. 707-711, Setembro, 1999.

-
- [30h→253] MANJREKAR, Madhav D.; STEIMER, Peter; LIPO, Thomas A. *Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high power applications*. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS 99), p. 1520-1527, October, 1999.
- [31h→254] OLIVEIRA, João Carlos de; BISSOCHI Jr., Carlos Augusto et al. *A Proposed of an AC/AC Serial Regulator using a Capacitor as the Serial Component*. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'00), New Orleans, Louisiana - USA, p. 875-879, February, 2000.
- [32h→255] BIEL, Domingo; FOSSAS, Enric et al. *Sliding mode control of a single-phase AC/DC/AC converter*. Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control, p. 903-907, December, 2001.
- [33h→256] JACOBINA, C. B.; OLIVEIRA, T. M. *Six-switch Single-Phase AC/AC Converter*. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'2001), p. 186-192, March, 2001.
- [34h→257] KRAGH, Henrik. *On the control of a DC-link based high frequency AC-voltage regulator*. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'01), p. 1122-1128, June, 2001.
- [35h→258] JIALIN, Lu; YANMIM, Su. *A novel control strategy for high-power high-performance AC power supplies*. IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON '01), p. 1178-1183, December, 2001.
- [36h→259] LIM, Sung-Hun; LEE, Seong-Ryong; HAN, Byoung-Sung. *A novel noncontact electric energy transfer system with regulating AC voltage/frequency*. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'01), p. 713-717, June, 2001.
- [37h→260] SHENKMAN, A.; AXELROD, B.; BERKOVICH, Y. *Single-switch AC-AC converter with high power factor and soft commutation for induction heating applications*. IEE Proceedings Electric Power Applications, p. 469-474, November, 2001.
- [38h→261] PARK, Han-Woong; PARK, Sung-Jun et al. *A Novel High-Performance Voltage Regulator for Single-Phase AC Sources*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, n° 3, p. 554-562, 2001.
- [39h→262] CHIANG, S. J.; YEN, C. Y.; CHANG, K. T. *A multimodule parallelable series-connected PWM voltage regulator*. IEEE Transactions on Industrial Electronics – Vol. 48, N° 03, June - 2001.
- [40h→263] KWON, Bong-Hwan; JEONG, Gang-Youl et al. *Novel Line Conditioner with Voltage Up/Down Capability*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, n° 5, p. 1110-1119, 2002.

-
- [41h→264] PETRY, C. A.; FAGUNDES, J. C.; BARBI, I. *AC-AC Indirect Converter for Application as Line Conditioner*. 7^o Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'2003), Fortaleza, CE - Brazil, p. 509-514, Setembro, 2003.
- [42h→265] BISSOCHI Jr., Carlos Augusto; FARIAS, Valdeir José et al. *A New Proposal of a Line Conditioner*. 7^o Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'2003), Fortaleza, CE - Brazil, p. 572-576, Setembro, 2003.
- [43h→266] CHEN, Daolian; LI, Lei. *Bi-polarity phase-shifted controlled voltage mode AC/AC converters with high frequency AC link*. Power Electronics Specialists Conference – PESC'03, p. 677-682, June, 2003.
- [44h→267] AKDAG, Alper; STEFANUTTI, Philippe et al. *Overlap time and voltage drop compensation in an AC/AC converter*. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS 03), p. 205-212, October, 2003.
- [45h→268] LIN, B. R.; YANG, T. Y.; WEI, T. C. *Single-phase ac/ac converter based on half-bridge NPC topology*. Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03, p. III-340-III343, May, 2003.
- [46h→269] LIN, Bor-Ren; WEI, Ta-Chang. *Implementation of a single-phase AC/AC converter based on neutral-point-clamped topology*. IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. 39, n^o 2, p. 625-634, April, 2003.
- [47h→270] LIN, B. -R.; HUNG, T. -L. *Implementation of the AC/AC converter based on neutral-point switch-clamped topology*. IEE Proceedings Electric Power Applications – Vol. 150, N^o 04, p. 455-463, July - 2003.
- [48h→271] LIN, B. -R.; HUNG, T. -L.; HUANG, C. -H. *Single-phase AC/AC converter with capacitor-clamped scheme*. IEE Proceedings Electric Power Applications – Vol. 150, N^o 04, p. 464-470, July - 2003.
- [49h→272] REIS, Jairo A.; BISSOCHI Jr., Carlos A. et al. *A New AC-AC Voltage Regulator*. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC'04, p. 1372-1376, 2004.
- [50h→273] SILVA, Fábio V. R.; FREITAS, Luiz Carlos Gomes de et al. *A New Proposal of na AC/AC Serial Regulator*. VI Conferência de Aplicações Industriais (INDUSCON 04), Joinville, SC. 2004.
- [51h→274] GUO, Wennan; JAIN, Praveen K. *A low frequency AC to high frequency AC inverter with build-in power factor correction and soft-switching*. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 19, N^o 02, p. 430-442, March - 2004.
- [52h→275] GUO, Wennan; JAIN, Praveen K. *A power-factor-corrected AC-AC inverter topology using a unified controller for high-frequency power distribution*. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 51, N^o 04, p. 874-883, August - 2004.

[53h→276] PETRY, Clóvis A.; FAGUNDES, João C. S.; BARBI, Ivo. *AC Line Conditioner for Non-Linear Loads – Closed Loop Operation*. VI Conferência de Aplicações Industriais (INDUSCON 04), Joinville, SC. 2004.

[54h→277] RODRIGUES, Jean Paulo. *Estudo de uma Nova Topologia de Conversor Aplicada em Condicionadores de Tensão Alternada*. Florianópolis, SC – Brasil, 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

i - Fontes ininterruptas de energia (UPS)

[1i →278] PERKINSON, Joseph. *UPS systems: a review*. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'88), p. 151-154, February, 1988.

[2i →279] KRISHNAN, R.; SRINIVASAN, S. *Topologies for uninterruptible power supplies*. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'93), p. 122-127, June, 1993.

[3i →280] OLIVEIRA da SILVA, S. A.; DONOSO-GARCIA, P. et al. *A Series-Parallel Compensated Line-Interactive UPS System Implementation with Active Power-Line Conditioning*. 6^o Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'2001), Florianópolis, SC - Brazil, p. 189-196, Novembro, 1999.

[4i →281] SOLTER, Wilhelm. *A new international UPS classification by IEC 62040-3*. International Telecommunications Energy Conference (INTELEC'02), p. 541-545, October, 2002.

[5i →282] BARBI, Ivo. *No-Breaks (UPS) para Não Projetistas*. Apostila do Curso, UFSC/CTC/EEL, Agosto, 1995.

j - Filtros ativos

[1j →283] GYUGYI, L.; STRYCUDA, E. C. *Active AC Power Filters*. IEEE Industry Applications Conference (IAS'76), p. 529-535, 1976.

[2j →284] VAN WYK, J. D. *Electronic control of power flow: present possibilities and some expected trends in applications*. Third International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives, p. 1-12, July, 1988.

[3j →285] WATANABE, Edson; STEPHAN, Richard. *Potência Ativa e Reativa Instantâneas em Sistemas Elétricos com Fontes e Cargas Genéricas*. SBA: Controle & Automação, Vol. 3, n^o 1, p. 253-263, 1991.

-
- [4j →286] WATANABE, Edson H.; STEPHAN, Richard M.; AREDES, Maurício. *New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 8, n° 2, p. 697-703, April, 1993.
- [5j →287] AKAGI, Hirofumi. *Trends in Active Power Line Conditioners*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, n° 3, p. 263-268, May, 1994.
- [6j →288] AREDES, Maurício. *Active Power Line Conditioners*. Berlin – Alemanha, 1996. Tese (Doktor-Ingenieurs genehmigte Dissertation) – Technischen Universität Berlin.
- [7j →289] POTTKER, Fabiana; BARBI, Ivo. *Power factor correction of non-linear loads employing a single phase active power filter: control strategy, design methodology and experimentation*. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'97), p. 412-417, June, 1997.
- [8j →290] WATANABE, Edson; BARBOSA, Pedro G. et al. *Tecnologia FACTS - Tutorial*. SBA: Controle & Automação, Vol. 9, n° 1, p. 39-55, 1998.
- [9j →291] WATANABE, Edson; AREDES, Maurício. *Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea e Aplicações – Filtros Ativos e FACTS*. 12° Congresso Brasileiro de Automática (CBA 98), Uberlândia, MG - Brasil, 1998.
- [10j→292] PINHEIRO, Ricardo F. *A Revision of the State of the Art in Active Filters*. 5° Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'99), Foz do Iguaçu - PR - Brazil, September, 1999.
- [11j→293] PENG, Fang; ADAMS, Donald J. *Harmonic sources and filtering approaches-series/parallel, active/passive, and their combined power filters*. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS 9), p. 448-455, October, 1999.
- [12j→294] SINGH, Bhim; AL-HADDAD, Kamal; CHANDRA, Ambrish. *A Review of Active Filters for Power Quality Improvement*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, n° 5, p. 960-971, October, 1999.
- [13j→295] POTTKER, Fabiana; BARBI, Ivo. *Power factor correction of linear and nonlinear loads employing a single phase active power filter based on a full-bridge current source inverter controlled through the sensor of the AC mains current*. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'99), p. 387-392, July, 1999.
- [14j→296] BOLLEN, Math H. J.; STYVAKTAKIS, Emmanouil. *Tutorial on Voltage Sag Analysis*. Proceedings. Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power, p. 193-194, October, 2000.
- [15j→297] EL-HABROUK, M.; DARWISH, M. K.; MEHTA, P. *A Survey of Active Filters and Reactive Power Compensation Techniques*. Conference Publication on Power Electronics and Variable-Speed Drives, p. 7-12, 2000.

-
- [16j→298] BARRERO, Fermín; MARTÍNEZ, Salvador et al. *Active Power Filters for Line Conditioning: A Critical Evaluation*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 15, nº 1, p. 319-325, January, 2000.
- [17j→299] EL-HABROUK, M.; DARWISH, M. K.; MEHTA, P. *Active power filters: a review*. IEE Proceedings Electric Power Applications, Vol. 147, p. 403-413, September, 2000.
- [18j→300] RIBEIRO, Paulo F. *An Overview on FACTS Controllers*. Mini-Curso, IV Seminário Brasileiro – Qualidade da Energia Elétrica, Agosto, 2001.
- [19j→301] RIBEIRO, E. R.; BARBI, I. *A series active power filter for harmonic voltage suppression*. International Telecommunications Energy Conference (INTELEC'01), p. 514-519, October, 2001.
- [20j→302] NIELSEN, J. G.; BLAABJERG, F. *Comparison of system topologies for dynamic voltage restorers*. IEEE Industry Applications Conference (IAS'01), p. 2397-2403, October, 2001.
- [21j→303] WATANABE, Edson; AREDES, Maurício; AKAGI, Hirofumi. *The p-q Theory for Active Filter Control: Some Problems and Solutions*. 12º Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2002), Natal, RGN - Brasil, p. 1078-1083, Setembro, 2002.
- [22j→304] Li, B. H.; CHOI, S. S.; VILATHGAMUWA, D. M. *Transformerless Dynamic Voltage Restorer*. IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution, p. 263-273, May, 2002.
- [23j→305] SENINI, S. T.; WOLFS, P. J. *Systematic Identification and Review of Hybrid Active Filter Topologies*. Power Electronics Specialists Conference – PESC'02, p. 394-399, June, 2002.
- [24j→306] CAMARGO, Robinson Figueiredo de. *Contribuição ao Estudo de Filtros Ativos de Potência*. Santa Maria - RGS – Brasil, 2002. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria.
- [25j→307] SARAIVA Filho, Francisco da Costa. *Proposta de Recuperador Dinâmico para Correção de Afundamentos de Tensão*. São Paulo - SP – Brasil, 2002. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de São Paulo.
- [26j→308] RIBEIRO, Enio R.; BARBI, Ivo. *A Digital Control Applied to a Series Active Filter for Harmonic Voltage Reduction*. 7º Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'2003), Fortaleza, CE - Brazil, p. 186-191, Setembro, 2003.
- [27j→309] KIM, T. W.; CHOI, J. H.; KWON, B. H. *High-performance line conditioner with output voltage regulation and power factor correction*. IEE Proceedings Electric Power Applications, Vol. 151, N^o 1, p. 91-97, January, 2004.

-
- [28j→310] SINGH, B. N.; SIMINA, M. *Intelligent solid-state voltage restorer for voltage swell/sag and harmonics*. IEE Proceedings Electric Power Applications, Vol. 151, N^o 1, p. 98-106, January, 2004.
- [29j→311] LEBORGNE, Roberto. *Uma Contribuição à Caracterização da Sensibilidade de Processos Industriais Frente a Afundamentos de Tensão*. Itajubá - MG – Brasil, 2003. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Itajubá.
- [30j→312] COSTA Junior, Diogo Rodrigues da. *Desenvolvimento e Implementação em DSP do Controle de um Restaurador Dinâmico de Tensão - DVR*. Rio de Janeiro – RJ – Brasil, 2003. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Rio de Janeiro.
- [31j→313] SILVA, Sidelmo M.; REIS, André de Souza et al. *Design and Development of a 440V/300kVA Voltage Sag Compensator with Absence of Series Transformers*. VI Conferência de Aplicações Industriais (INDUSCON 04), Joinville, SC. 2004.
- [32j→314] HINGORANI, Narain G.; GYUGYI, Laszlo. *Understanding FACTS – Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*. New York, EUA – IEEE Press, 1999.

1 - Qualidade da energia

- [11 →315] HINGORANI, Narain G. *Introducing Custom Power*. IEEE Spectrum, Vol. 32, N^o 6, p. 41-48, June, 1995.
- [21 →316] REDL, Richard; KISLOVSKI, Andre S. *Telecom Power Supplies and Power Quality*. 17th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC'95), p. 13-21, November, 1995.
- [31 →317] HEYDT, G. T. *Electric Power Quality: A Tutorial Introduction*. IEEE Computer Applications in Power, Vol. 11, N^o 1, p. 15-19, January, 1998.
- [41 →318] OWEN, Edward L. *A History of Harmonics in Power Systems*. IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 4, N^o 1, p. 6-12, Jan-Feb. 1998.
- [51 →319] MONTERO-HERNÁNDEZ, Oscar; ENJETI, Prasad N. *A Low Cost Approach to Provide Ride-Through for Critical Loads*. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'2001), p. 917-923, March, 2001.
- [61 →320] JOHN, E. M. *Reactive Compensation Tutorial*. IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Vol. 1, p. 515-519, Jan. 2002.
- [71 →321] MONTERO-HERNÁNDEZ, Oscar; ENJETI, Prasad N. *Ride-Through for Critical Loads*. IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 8, N^o 6, p. 45-53, Dec. 2002.
- [81 →322] OLESKOVICZ, Mário. *Qualidade da Energia – Fundamentos Básicos*. Apostila - USP – Universidade de São Paulo, Escola de Engenharia de São Carlos, 2004.

m - Filtros de entrada – topologias e critérios de projeto

- [1m →323] MIDDLEBROOK, R. D. *Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators*. Reprinted from IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 11-14 October, 1976, Chicago, EUA, p. 91-106.
- [2m →324] MIDDLEBROOK, R. D. *Design Techniques for Preventing Input-Filter Oscillations in Switched-Mode Regulators*. Republished from Proceedings of Powercon 5, the Fifth National Solid-State Power Conversion Conference, 4 – 6 May, 1978, San Francisco, EUA, p. 153-167.
- [3m →325] KELKAR, S. S.; LEE, F. C. *A Novel Feedforward Compensation Canceling Input Filter-Regulator Interaction*. IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. 19, n° 2, p. 258-268, March, 1983.
- [4m →326] VLATKOVIC, Vlatko; BOROJEVIC, Dusan; LEE, Fred C. *Input Filter Design for Power Factor Correction Circuits*. International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, p. 954-958, 1993.
- [5m →327] ERICKSON, Robert W. *Optimal Single Resistor Damping of Input Filters*. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC'99, p. 1073-1079, March, 1999.
- [6m →328] MITCHELL, Daniel M. *Power Line Filter Design Considerations for DC-DC Converteres*. IEEE Industry Applications Magazine – November/December, 1999.
- [7m →329] VENABLE, Industries – Venable Technical Paper #12. *Source-Load Interactions In Multi-Unit Power Systems*. Disponível em: www.venable.biz
- [8m →330] SMPS – Technology Knowledge Base. *Input Filter Interaction*. Disponível em: www.smpstech.com

n - Estudo de filtros de entrada e estratégias de controle

- [1n →331] LEE, Fred C.; YU, Yuan. *Input-Filter Design for Switching Regulators*. IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. 15, n° 5, p. 627-634, September, 1979.
- [2n →332] LEE, Fred C.; YU, Yuan. *An Adaptative-Control Switching Buck Regulator – Implementation, Analysis and Design*. Reprinted from IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. 16, n° 1, p. 84-99, January, 1980.
- [3n →333] LEE, Fred C.; YU, Yuan. *An Adaptative-Control Switching Buck Regulator – Implementation, Analysis and Design*. IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. 16, n° 1, p. 84-99, January, 1980.

-
- [4n →334] LEE, F. C.; YU, Y.; MAHMOUD, M. F. *A Unified Analysis and Design Procedure for the Standardized Control Module for DC-DC Switching Regulators*. Reprinted from IEEE Power Electronics Specialists Conference and Exposition – PESC'80, p. 284-301, 16-20 June, Atlanta, EUA, 1980.
- [5n →335] KELKAR, S. S.; LEE, F. C. *A Novel Input Filter compensation Scheme for Switching Regulators*. IEEE Power Electronics Specialists Conference – PESC'82, p. 260-271, 1982.
- [6n →336] LEE, Fred C.; CARTER, R. A.; FANG, Z. D. *Investigations of Stability & Dynamic Performances of a Current-Injected Regulator*. IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. 19, n° 2, p. 274-287, March, 1983.
- [7n →337] KELKAR, S. S.; LEE, F. C. *Adaptive Input Filter Compensation for Switching Regulators*. Reprinted from IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. 20, n° 1, p. 57-66, January, 1984.
- [8n →338] LEE, F. C.; FANG, Z. D.; LEE, T. H. *Optimal Design Strategy of Switching Converters Employing Current Injected Control*. Reprinted from IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. 21, n° 7, p. 21-35, January, 1985.

o - Interação entre controle e filtro de entrada em PFC

- [1o →339] REDL, Richard; KISLOVSKI, Andre S. *Source Impedance and Current-Control Loop Interaction in High-Frequency Power-Factor Correctors*. IEEE Power Electronics Specialists Conference – PESC'92, p. 483-488, 1992.
- [2o →340] NICOLAS, B.; FADEL, M.; CHÉRON, Y. *Fixed-Frequency Sliding Mode Control of a Single-Phase Voltage Source Inverter with Input Filter*. IEEE International Symposium on Industrial Electronics - ISIE '96, p. 470-475, June, 1996.
- [3o →341] BLASKO, Vladimir; KAURA, Vikram. *A Novel Control to Actively Damp Resonance in Input LC Filter of a Three-Phase Voltage Source Converter*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, n° 2, p. 542-550, March/April, 1997.
- [4o →342] ALFAYYOUMI, Mohammed; NAYFEH, Ali H.; BOROJEVIC, Dusan. *Input Filter Interactions in DC-DC Switching Regulators*. IEEE Power Electronics Specialists Conference – PESC'99, p. 926-932, 1999.
- [5o →343] SPIAZZI, Giorgio; POMILIO, José Antenor. *Estudo das Instabilidades Produzidas pela Interação entre Conversor e Filtro de Linha em Pré-Reguladores de Fator de Potência*. SBA: Controle & Automação, Vol. 10, n° 3, p. 131-138, 1999.

-
- [6o →344] SPIAZZI, Giorgio; POMILIO, José Antenor. *Interaction Between EMI Filter and Power Factor Preregulators with Average Current Control: Analysis and Design Considerations*. IEEE Transactions on Industrial Electronics – Vol. 46, N^o 3, p.577-584, June - 1999.
- [7o →345] DAHONO, Pekik Argo. *A Control Method to Damp Oscillation in the Input LC Filter of AC-DC PWM Converters*. IEEE Power Electronics Specialists Conference – PESC'02, p. 1630-1635, 2002.

p - Controle de inversores e UPS

- [1p →346] VENKATARAMANAN, Giri; DIVAN, D. M.; JAHNS, T. M. *Discrete Pulse Modulation Strategies for High-Frequency Inverter Systems*. IEEE Power Electronics Specialists Conference – PESC'89, p. 1013-1020, 1989.
- [2p →347] FINN, S. D. *A High Performance Inverter Technology, Architecture and Applications*. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC'93, p. 556-560, March, 1993.
- [3p →348] GYMA, Dennis. *A Novel Control Method to Minimize Distortion in AC Inverters*. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC'94, p. 941-946, February, 1994.
- [4p →349] LIU, Yan-Fei; SEN, Paresh C. *A Novel Method to Achieve Zero-Voltage Regulation in Buck Converter*. IEEE Transactions on Power Electronics – Vol. 10, N^o 03, May - 1995.
- [5p →350] RYAN, Michael J.; LORENZ, Robert D. *A High Performance Sine Wave Inverter Controller with Capacitor Current Feedback and “Back-EMF” Decoupling*. Power Electronics Specialists Conference – PESC'95, p. 507-513, June, 1995.
- [6p →351] RYAN, Michael J.; BRUMSICKLE, William E.; LORENZ, Robert D. *Control Topology Options for Single-Phase UPS Inverters*. Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, p. 553-558, Jan. 1996.
- [7p →352] ABDEL-RAHIM, Naser M.; QUAICOE, John E. *Analysis and Design of a Multiple Feedback Loop Control Strategy for Single-Phase Voltage-Source UPS Inverters*. IEEE Transactions on Power Electronics – Vol. 11, N^o 04, July - 1996.
- [8p →353] MORIYAMA, Akira; ANDO, Itaru; TAKAHASHI, Isao. *Sinusoidal Voltage Control of a Single Phase Uninterruptible Power Supply by a High Gain PI Circuit*. International Conference on Industrial Electronics - IECON'98, p. 574-579, 1998.

-
- [9p →354] WU, Hongying; LIN, Dong et al. *A Current-Mode Control Technique with Instantaneous Inductor-Current Feedback for UPS Inverters*. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC'99, p. 951-957, March, 1999.
- [10p→355] SUNTIO, T.; LEMPINEN, J. et al. *Dynamic Effects of Inductor Current Ripple in Average Current Mode Control*. Power Electronics Specialists Conference – PESC'01, p. 1259-1264, June, 2001.
- [11p→356] GUERRERO, Josep M.; VICUÑA, Luis Garcia de et al. *A Nonlinear Feed-forward Control Technique for Single-Phase UPS Inverters*. International Conference on Industrial Electronics - IECON'02, p. 257-261, 2002.
- [12p→357] GUERRERO, Josep M.; VICUÑA, Luis Garcia de et al. *Integral Control Technique for Single-Phase UPS Inverter*. IEEE International Symposium on Industrial Electronics - ISIE '02, p. 1043-1048, 2002.
- [13p→358] LIN, B. -R.; HUNG, T. -L. *Implementation of the AC/AC converter based on neutral-point switch-clamped topology*. IEE Proceedings Electric Power Applications. Vol. 150, N^o 04, p. 455-463, July, 2003.

q - Estudo do zero em $G(s)$

- [1q →359] SABLE, D. M.; CHO, B. H.; RIDLEY, R. B. *Elimination of the Positive Zero in Fixed Frequency and Flyback Converters*. Reprinted from Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC'90, p. 205-211, March, 1990.
- [2q →360] SABLE, Dan M.; CHO, Bo H.; RIDLEY, Ray B. *Use of Leading-Edge Modulation to Transform Boost and Flyback Converters into Minimum-Phase-Zero Systems*. IEEE Transactions on Power Electronics – Vol. 6, N^o 04, October - 1991.
- [3q →361] HIMMELSTOSS, Felix A.; KOLAR, Johann W.; ZACH, Franz C. *Analysis of a Smith-Predictor-Based-Control Concept Eliminating the Right-Half Plane Zero of Continuous Mode Boost and Buck-Boost DC/DC Converters*. International Conference on Industrial Electronics - IECON'91, p. 423-428, 1991.
- [4q →362] WU, Wei-Chung; BASS, Richard M.; YEARGAN, Jerry R. *Eliminating the Effects of the Right-Half Plane Zero in Fixed Frequency Boost Converters*. Power Electronics Specialists Conference – PESC'98, p. 362-366, May, 1998.
- [5q →363] VISWANATHAN, K.; ORUGANTI, R.; SRINIVASAN, D. *Tri-State Boost Converter with no Right Half Plane Zero*. The Fourth International Conference on Power Electronics and Drive Systems. Vol. 2 , 687-693, Oct. 2001.

r - Modulação por largura de pulsos (*PWM*) e técnicas de *Feedforward*

- [1r →364] BOOST, Michael A.; ZIOGAS, Phoivos D. *State-of-the-Art Carrier PWM Techniques: A Critical Evaluation*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, N° 2, p. 271-280, March/April, 1988.
- [2r →365] TANIGUCHI, Katsunori; OGINO, Yasumasa; IRIE, Hisaichi. *PWM Technique for Power MOSFET Inverter*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, N° 32, p. 328-334, July, 1988.
- [3r →366] HOLTZ, Joachim. *Pulsewidth Modulation – A Survey*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 39, N° 5, p. 410-420, October, 1992.
- [4r →367] van der BROECH, H. *Analysis of the Voltage Harmonics of PWM Voltage Fed Inverters using High Switching Frequencies and Different Modulation Functions*. European Transactions on Electrical Power Engineering - ETEP, Vol. 2, N° 26, p. 341-350, November/December, 1992.
- [5r →368] JIN, H.; JOOS, G. et al. *Feedforward Techniques Using Voltage Integral Duty-Cycle Control*. Power Electronics Specialists Conference – PESC'92, p. 370-377, June/July, 1992.
- [6r →369] BATISTA, Flabio A. B.; KASSICK, Enio V. *Técnicas Avançadas de Controle FeedForward em Conversores PWM*. Seminário de Eletrônica de Potência (SEP-1996), INEP/UFSC, Florianópolis, SC – Brasil, p. 7-13, 1996.
- [7r →370] LAI, Zheren; SMEDLEY, Keyue Ma. *A General Constant-Frequency Pulsewidth Modulator and Its Applications*. IEEE Transactions on Circuit and Systems – I: Fundamental Theory and Applications, Vol. 45, N° 4, p. 386-396, April, 1998.
- [8r →371] LAI, Zheren; SMEDLEY, Keyue Ma. *A Family of Continuous-Conduction-Mode Power-Factor-Correction Controllers Based on the General Pulse-Width Modulator*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, N° 3, p. 501-510, May, 1998.
- [9r →372] KISLOVSKI, André S.; REDL, Richard; SOKAL, Nathan O. *Dynamic Analysis of Switching-Mode DC/DC Converters*. New York, EUA – Van Nostrand Reinhold, 1991.

s - Medição e comando

- [1s →373] YAIR, Alexander and STEINKOLER, Meir. *Improved Pulse Delay Circuit for Phase-Controlled Rectifiers and AC Voltage Controllers*. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-24, n° 2, p. 200-202, May, 1977.
- [2s →374] CHU, Hui-Yung et al. *Transient Response of a Peak Voltage Detector for Sinusoidal Signals*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 39, n° 1, p. 74-79, February, 1992.

-
- [3s →375] PAN, Ching-Tsai and JIANG, Maoh-Chin. *A Quick Response Peak Detector for Variable Frequency Three-Phase Sinusoidal Signals*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 41, n° 4, p. 434-440, August, 1994.
- [4s →376] GUL, Ensar. *A Novel Method of Using Waveform-Generators for Sine Pulsewidth Modulation*. IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. 30, n° 2, p. 606-610, April, 1994.
- [5s →377] CHIN, Tung-Hai et al. *Accurate Measurement of Instantaneous Values of Voltage, Current and Power for Power Electronics Circuits*. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'98), p. 302-307, May, 1998.
- [6s →378] MUR, Francisco. et al. *Phase Synchronization and Measurement Digital Systems of AC Mains for Power Converters*. IEEE International Power Electronics Congress (CIEP 98), p. 188-194, 1998.

t - Normas técnicas

- [1t →379] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, IEEE. *IEEE Recommended Practices for Harmonic Control in Electric Power System*, IEEE 519, 1992.
- [2t →380] ABNT. *NBR 14373 – Estabilizadores de tensão de corrente alternada – Potências até 3 kVA*, Set. 1999.
- [3t →381] ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica - *Resolução N° 676*, 19 de dezembro de 2003.

u - Bibliografia complementar

- [1u →382] BARBI, Ivo; FAGUNDES, João Carlos dos Santos; PERIN, Arnaldo José. *IntERRUPTORES Bidirecionais: Princípios e Perspectivas de Aplicações*. 6° Congresso Brasileiro de Automática (CBA 86), Belo Horizonte, MG - Brasil, p. 360-365, 1986.
- [2u →383] VORPÉRIAN, Vatché. *Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch, Part I: Continuous Conduction Mode*. VPEC Seminar Tutorials, Virginia, 1988.
- [3u →384] HUNG, James C. *Practical Industrial Control Techniques*. International Conference on Industrial Electronics - IECON'94, p. p7-p14, Oct. 1994.
- [4u →385] FORSYTH, A. J.; MOLLOV, S. V. *Modelling and control of DC-DC converters*. Power Engineering Journal, p. 229-236, October, 1998.

-
- [5u →386] NORMEY-RICO, Julio E.; CAMACHO, Eduardo F. *Ensino do Projeto de Compensadores para Processos com Atraso*. UFSC/CTC/EEL – Documento Interno. Disponível em: <http://www.das.ufsc.br/~julio/>
- [6u →387] ERICKSON, Robert W. *Fundamentals of Power Electronics*. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.
- [7u →388] OGATA, Katsuhiko. *Engenharia de Controle Moderno*. 4ª Edição. São Paulo, Brasil – Prentice Hall, 2003.
- [8u →389] SPIEGEL, Murray R. *Manual de Fórmulas, Métodos e Tabelas de Matemática*. 2ª Edição. São Paulo, Brasil – Makron Books, 2002.
- [9u →390] MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M.; ROBBINS, William P. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. 2nd Ed. New York, EUA – John Wiley & Sons, 1995.
- [10u→391] KASSAKIAN, John G.; SCHLECHT, Martin F.; VERGHESE, George C. *Principles of Power Electronics*. Massachusetts, EUA – Addison-Wesley Publishing Company, 1991.
- [11u→392] PELLY, Brian R. *Thyristor Phase-Controlled Converts and Cycloconverters: Operation, Control, and Performance*. New York, EUA – John Wiley & Sons, 1971.
- [12u→393] ROMBAUT, Christian; SEGUIER, Guy; BAUSIERE, Robert. *Volume 2 - La conversion alternatif-alternatif*. Paris, France – Technique et Documentation Lavousier, 1986.
- [13u→394] GERENT, Fernando H. *Metodologia de Projeto de Inversores Monofásicos de Tensão para Cargas Não-Lineares*. Florianópolis, SC – Brasil, 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [14u→395] BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz. *Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*. Florianópolis, SC - Brasil – Edição dos Autores, 2000.