

CLÓVIS ANTÔNIO PETRY

**ESTABILIZADOR DE TENSÃO ALTERNADA PARA
CARGAS NÃO-LINEARES**

FLORIANÓPOLIS

2001

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

ESTABILIZADOR DE TENSÃO ALTERNADA PARA
CARGAS NÃO-LINEARES

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

CLÓVIS ANTÔNIO PETRY

Florianópolis, Novembro de 2001.

ESTABILIZADOR DE TENSÃO ALTERNADA PARA CARGAS NÃO-LINEARES

CLÓVIS ANTÔNIO PETRY

‘Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração de Eletrônica de Potência, 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. Edson Roberto De Pieri, 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. Patrick Kuo-Peng, Dr.

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Profa. Fabiana Pöttker de Souza, Dra.

“Fide sed vide”.
(Legenda da família Petry)

“Immer vorwärts nie zurück, hilf dir selbst, so hast du glück”.
(Família Metz)

Pai,

“Minha alma tem sede de ti,
minha carne te deseja com ardor,
como terra seca, esgotada e sem água.
Sim, eu te contemplava no santuário,
vendo o teu poder e a tua glória.

Teu amor vale mais do que a vida: meus lábios te louvarão.

Vou bendizer-te por toda a minha vida,
e ao teu nome levantar as minhas mãos.
Vou saciar-me como de óleo e gordura,
e, com sorrisos, minha boca te louvará.
Quando eu me lembro de ti, no meu leito,
passo vigílias meditando em ti,
pois tu foste um socorro para mim,
e, à sombra de tuas asas, eu grito de alegria.
Minha alma está ligada a ti,
e a tua direita me sustenta”.

(Salmo 63)

Mãe,

“Tu amas o coração sincero, e, no íntimo, me ensinas a sabedoria”.

(Salmo 51)

Irmãos,

“Sua obra é esplendor e majestade,
sua generosidade permanece para sempre.
Justiça e Verdade são obras de suas mãos,
seus preceitos todos merecem confiança”.

(Salmo 111)

Ao meu pai Maximiliano e a minha mãe Hilda Josephina.

À Francisco, Alzira, Oto, Helena, Renato, Rosinha e suas famílias.

À Vanessa, minha gratidão, só o coração sabe expressá-la.

AGRADECIMENTOS

A você, que lendo este trabalho, compartilha comigo o resultado de muita doação e esforço.

Aos Professores João Carlos dos Santos Fagundes e Ivo Barbi, pela orientação, pela compreensão e amizade durante o curso de mestrado.

Aos componentes da banca examinadora.

Ao Professor Ivo Barbi, que com sua sabedoria e dedicação, tornou estes dois anos especiais e inesquecíveis.

Aos Professores Arnaldo, Alexandre, Denizar, Ênio, Fabiana, Hari, Ivo e João Carlos, do Instituto de Eletrônica de Potência da UFSC, pelos ensinamentos e lições.

Aos funcionários Pacheco, Coelho, Patrícia, Dulcemar, Everaldo, Arlete, Rafael, Felipe, Everton, Cláudio, Tatiana e Tiago, pela colaboração e apoio logístico para realização deste trabalho.

Aos colegas, alunos de doutorado, alunos de mestrado, alunos de graduação, pela amizade, pelas diversões e companheirismo.

Ao Paulo Mário, pela contribuição na programação do microcontrolador.

Aos colegas Luiz, Victor, Fabiana, Claudenei, Anderson, Denise, Alessandro, Deivis, Jair, Anis e Mauro, por compartilharem comigo estes dois anos de estudo, de amizade, de companheirismo, de brincadeiras e de esforço e dedicação.

Aos colegas e amigos Anis e Peraça, por compartilharem comigo, o ambiente de trabalho, as horas de dedicação, os momentos de lazer, e pela amizade que se construiu durante estes anos de convivência.

Aos Professores Ivo Barbi e Nelson Sadowski, por me indicarem junto ao Programa de Mestrado em Engenharia Elétrica para ingresso no mesmo.

À Universidade Federal de Santa Catarina e a CAPES, pelo apoio financeiro.

À minha família, faltam-me palavras para expressar a alegria de fazer parte de vosso meio.

À Vanessa e sua família, por conquistarem este tímido coração.

Ao povo brasileiro, que, com dignidade, bravura e criatividade, sobrevive às intempéries dos infrutíferos, financiando a formação acadêmica de jovens sonhadores.

Aos meus amigos, inúmeros, inclusive você, que durante estes anos, neste pequeno planeta, já não tão azul, tornaram esta passagem mais suave e especial.

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

ESTABILIZADOR DE TENSÃO ALTERNADA PARA CARGAS NÃO-LINEARES

CLÓVIS ANTÔNIO PETRY

Novembro de 2001.

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

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

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: Estabilizador de tensão, estabilizador para carga não-linear, filtro ativo, carga não-linear.

Número de Página: 151.

RESUMO: Este trabalho apresenta uma nova topologia de um estabilizador de tensão alternada, que tem a finalidade de fornecer energia para cargas lineares e não-lineares. Princípio de funcionamento, análise teórica, metodologia e exemplo de projeto são realizados, visando implementar um protótipo de laboratório de 1 kVA. Resultados experimentais são apresentados e discutidos, validando o estudo realizado. A eficácia dos circuitos de controle utilizados é verificada pela qualidade da forma de onda da tensão de saída, demonstrando a atuação do circuito como filtro ativo de tensão. Apontam-se as contribuições inéditas e as possibilidades de continuidade do trabalho.

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

AN ALTERNATED VOLTAGE REGULATOR FOR NON LINEAR LOADS

CLÓVIS ANTÔNIO PETRY

November of 2001.

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

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

Area of Concentration: Power Electronics.

Keywords: Voltage regulator, regulator for non linear load, active filter, non linear loads.

Number of Pages: 151.

ABSTRACT: This research presents a new topology of an alternate voltage regulator which purpose is to supply energy to linear and non linear loads. Operational principle, theoretical analysis, design procedure are developed in order to build a 1 kVA prototype. Experimental results are presented and discussed in order to validate the study. The control circuit efficiency is verified by the output voltage's quality, showing that the circuit operates as a voltage active filter. The contributions and the possibilities of this new work are also presented.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA	XIV
INTRODUÇÃO GERAL	XXIV
1 ESTRUTURAS PARA ESTABILIZAÇÃO DE TENSÃO ALTERNADA.....	1
1.1 INTRODUÇÃO	1
1.2 ESTABILIZADOR A REATOR SATURÁVEL	1
1.3 ESTABILIZADORES COM MUDANÇA DE DERIVAÇÕES DE TRANSFORMADORES.....	2
1.4 ESTABILIZADORES A CONTROLE DE FASE.....	4
1.5 ESTABILIZADOR A IMPEDÂNCIA VARIÁVEL	6
1.6 ESTABILIZADORES DO TIPO COMPENSADORES DE TENSÃO	8
1.7 ESTABILIZADOR USANDO SEQUÊNCIA DE TRANSISTORES	11
1.8 ESTABILIZADORES USANDO CONVERSORES CA-CA.....	12
1.9 PROPOSIÇÃO DE UMA NOVA TOPOLOGIA.....	15
1.9.1 <i>Introdução.....</i>	<i>15</i>
1.9.2 <i>Conversor Buck.....</i>	<i>15</i>
1.9.3 <i>Estrutura proposta</i>	<i>16</i>
1.10 CONCLUSÃO.....	18
2 ESTUDO ANALÍTICO DA ESTRUTURA PROPOSTA	19
2.1 INTRODUÇÃO	19
2.2 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO	19
2.3 GANHO ESTÁTICO E FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CONVERSOR	22
2.3.1 <i>Modelo da chave PWM de Vorpérian – Modo contínuo de corrente.....</i>	<i>22</i>
2.3.2 <i>Ganho estático do conversor</i>	<i>24</i>
2.3.3 <i>Função de transferência do conversor.....</i>	<i>26</i>
2.4 ESCOLHA INICIAL DAS RELAÇÕES DE TRANSFORMAÇÃO	34
2.5 FILTRO DE SAÍDA.....	37
2.5.1 <i>Problema do ângulo de fase do filtro</i>	<i>39</i>
2.6 RELAÇÕES DE TRANSFORMAÇÃO DOS TRANSFORMADORES T_1 E T_2	40
2.6.1 <i>RT para $D_{max} = 1$ e $D_{min} = 0$</i>	<i>40</i>
2.6.2 <i>RT para $D_{max} < 1$ e $D_{min} > 0$</i>	<i>42</i>
2.6.3 <i>Algoritmo e ábaco para cálculo da RT dos transformadores.....</i>	<i>43</i>
2.6.4 <i>Potência dos transformadores</i>	<i>45</i>

2.7	ONDULAÇÃO DE CORRENTE NOS INDUTORES	46
2.7.1	Condição de igualdade entre Δi_{L1} e Δi_{L2}	50
2.7.2	Correntes iniciais nos indutores	51
2.7.3	Ondulação de tensão na saída	52
2.8	ÁBACOS PARA ONDULAÇÃO DE CORRENTE E ONDULAÇÃO DE TENSÃO.....	54
2.9	ESFORÇOS NOS COMPONENTES DO CONVERSOR	57
2.9.1	Introdução.....	57
2.9.2	Metodologia de cálculo	57
2.9.3	Esforços em S_1	62
2.9.4	Esforços em S_2	68
2.9.5	Esforços em D_2/D_1	71
2.9.6	Esforços em D_3/D_4	73
2.9.7	Esforços em D_5/D_6	76
2.9.8	Esforços em D_8/D_7	79
2.9.9	Esforços em L_1/L_2	81
2.9.10	Esforços em C_o	84
2.9.11	Verificação por simulação dos esforços nos componentes.....	85
2.10	CONCLUSÃO.....	87
3	METODOLOGIA DE PROJETO E REALIZAÇÃO DE UM PROTÓTIPO.....	88
3.1	INTRODUÇÃO	88
3.2	METODOLOGIA DE PROJETO	89
3.2.1	Estágio de Potência.....	90
3.2.2	Circuito de Controle.....	91
3.3	REALIZAÇÃO DE UM PROTÓTIPO	93
3.3.1	Projeto do estágio de potência.....	94
3.3.2	Projeto do circuito de controle	107
3.3.3	Projeto dos circuitos auxiliares	110
3.4	LISTAGEM DE COMPONENTES E DIAGRAMA COMPLETO DO ESTABILIZADOR	124
3.5	CONCLUSÃO.....	127
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	128
4.1	INTRODUÇÃO	128
4.2	OPERAÇÃO EM MALHA ABERTA.....	128
4.3	OPERAÇÃO EM MALHA FECHADA COM MODO DESLIZANTE	132
4.4	OPERAÇÃO EM MALHA FECHADA COM PID.....	139
4.5	PROBLEMA DA CONTINUIDADE DE CORRENTE NOS INDUTORES	143

4.6	RENDIMENTO	145
4.7	CONCLUSÃO.....	145
CONCLUSÃO GERAL.....		147
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....		149

SIMBOLOGIA

1. Símbolos usados em expressões matemáticas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
$v_i(\omega t)$	Tensão de entrada	V
$v_o(\omega t)$	Tensão de saída	V
$v_s(\omega t)$	Tensão no secundário do transformador	V
ω	Frequência angular da rede	Rad/s
t	Tempo	s
N	Negativo	
P	Positivo	
ΔV	Variação na tensão da rede	V
V_1, V_2, V_3	Tensão de entrada 1, 2 e 3	V
n	Relação de transformação	Espiras/espiras
f_r	Frequência da rede	Hz
f_s	Frequência de comutação	Hz
t_0, t_1, t_2, t_3, t_4	Tempo no instante 0, 1, 2, 3 e 4	s
Δt	Intervalo de condução simultânea dos interruptores	s
a, b, c	Terminal “a”, “b” e “c” da chave PWM	
$i_a(t)$	Corrente no terminal “a” da chave PWM	A
$i_c(t)$	Corrente no terminal “c” da chave PWM	A
T_s	Período de comutação	s
D	Razão cíclica	
v_{cp}	Tensão entre os terminais “c” e “p”	V
v_{ap}	Tensão entre os terminais “a” e “p”	V
$\hat{i}_a$	Corrente no terminal “a” da chave PWM após perturbação	A
$\hat{i}_c$	Corrente no terminal “c” da chave PWM após perturbação	A
$\hat{v}_{cp}$	Tensão entre os terminais “c” e “p” após perturbação	V
$\hat{v}_{ap}$	Tensão entre os terminais “a” e “p” após perturbação	V
I_c	Corrente contínua no terminal “c” da chave PWM	A
d	Razão cíclica	
V_o	Tensão de saída	V

V_{L1}, I_{L1}	Tensão e corrente no indutor 1	V
V_{L2}, I_{L2}	Tensão e corrente no indutor 2	V
i_{Co}	Corrente no capacitor C_o	A
i_{Ro}	Corrente na carga	A
$i_{Co}(s)$	Corrente no capacitor C_o no domínio da frequência	A
$i_{Ro}(s)$	Corrente na carga no domínio da frequência	A
$V_o(s)$	Tensão de saída no domínio da frequência	V
$V_{L1}(s), I_{L1}(s)$	Tensão e corrente no indutor 1 no domínio da frequência	V
$V_{L2}(s), I_{L2}(s)$	Tensão e corrente no indutor 2 no domínio da frequência	V
$\hat{d}(s)$	Razão cíclica no domínio da frequência	
$D(s)$	Razão cíclica no domínio da frequência	
$G(j\omega)$	Função de transferência do conversor	
ω_o	Frequência de ressonância do filtro de saída	Rad/s
$C(s)$	Função de transferência do compensador	
G	Ganho do sensor de tensão de saída	V/V
$Aten$	Atenuação do sensor de tensão de saída	V/V
V_{ref}	Tensão de referência	V
$V_{ref}(s)$	Tensão de referência no domínio da frequência	V
V_c	Tensão de controle	V
$V_c(s)$	Tensão de controle no domínio da frequência	V
$E(s)$	Tensão de erro no domínio da frequência	V
G_1	Ganho do amplificador de entrada	V/V
G_o	Ganho do sensor de tensão de saída	V/V
ΔV_o	Ondulação da tensão de saída	V
$\Delta V'$	Ondulação da tensão amostrada	V
ε	Tensão de erro	V
$\Delta\varepsilon$	Variação na tensão de erro	V
V_s	Tensão de pico da triangular	V
n_1, n_2, n_3	Relação de transformação da tensão V_1, V_2 e V_3	Espiras/espiras
V_{semi}	Queda de tensão sobre os semicondutores	V
V_i	Tensão da rede de energia	V
di/dt	Derivada de corrente	A/s
$L(n_2)$	Indutância em função de n_2	H
$\Delta V(n_2)$	Queda de tensão em função de n_2	V
$C_o(n_2)$	Capacitância em função de n_2	F

ΔV_{rampa}	Derivada de tensão da triangular	V/s
G_{Fs}	Ganho do controlador na frequência de comutação	V/V
V_{ab}	Tensão entre os pontos “a” e “b”	V
Z_o	Impedância da carga com o filtro de saída	Ω
Z_l	Impedância do indutor	Ω
dV_o/dt	Derivada de tensão no capacitor C_o	V/s
X_{Lo}	Reatância dos indutores do filtro de saída	Ω
X_{Co}	Reatância do capacitor do filtro de saída	Ω
$I_{o_0^\circ}$	Corrente de saída em fase com a tensão de saída	A
θ_o	Ângulo da impedância do filtro de saída	°
$I_{o_90^\circ}$	Corrente de saída em quadratura com a tensão de saída	A
D_{max}	Razão cíclica máxima	
D_{min}	Razão cíclica mínima	
$\Delta V_1^+, \Delta V_1^-$	Variação positiva e negativa na tensão de entrada	V
V_1^+, V_1^-	Tensão de entrada máxima e mínima	V
ΔV_1	Variação na tensão V_1	V
$D_{\text{max_real}}$	Razão cíclica máxima permitida pelo controle	
D_{ini}	Razão cíclica inicial no algoritmo para cálculo das RT	
D_{oper}	Razão cíclica de operação	
$D_{\text{max_fin}}$	Razão cíclica máxima final	
D_+	Razão cíclica adicional necessária devido à carga	
$D_{\text{max}}(\Delta V)$	Razão cíclica máxima em função da variação de tensão	
Δ	Variação na tensão V_1	V
$V_{1_{\text{max}}}, V_{2_{\text{max}}}, V_{3_{\text{max}}}$	Tensões V_1, V_2 , e V_3 máximas	V
P_1	Potência do transformador 1	VA
I_1	Corrente no transformador 1	A
I_o	Corrente na carga	A
P_o	Potência da carga	VA
P_2'	Potência do transformador T_2 devido à V_2	VA
I_2	Corrente no secundário 2 de T_2	A
P_2''	Potência do transformador T_2 devido à V_3	VA
I_3	Corrente no secundário 3 de T_2	A

P_2	Potência do transformador T_2	VA
$d(i_{L1})/dt, d(i_{L2})/dt$	Derivada de corrente no indutor L_1 e L_2	A/s
$i_{L1}(t), i_{L2}(t)$	Corrente no indutor L_1 e L_2 no tempo	A
$i_1(t)$	Corrente no secundário de T_1	A
I_{m1}, I_{M1}	Correntes mínima e máxima no indutor L_1	A
I_{m2}, I_{M2}	Correntes mínima e máxima no indutor L_2	A
t_c	Intervalo de condução de S_1	s
t_a	Intervalo de não condução de S_1	s
$\Delta i_{L1}, \Delta i_{L2}$	Ondulação de corrente no indutor L_1 e L_2	A
$i_{L2}(t_a)$	Corrente no indutor L_2 no instante t_a	A
$i_{L1}(t_c)$	Corrente no indutor L_1 no instante t_c	A
I_{1p}	Corrente de pico no transformador T_1	A
I_{op}	Corrente de pico na saída	A
Δi_{Co}	Ondulação de corrente no capacitor C_o	A
Δi_1	Ondulação de corrente no indutor L_1	A
$i_{Co_{max}}$	Corrente máxima no capacitor C_o	A
$\Delta V_{Co_{max}}$	Máxima ondulação na tensão de saída	V
$\Delta i_{1_{max}}$	Ondulação de corrente máxima no indutor L_1	A
V_{in}	Tensão de entrada	V
$V_2(V_{in}), V_3(V_{in})$	Tensões V_2 e V_3 em função da tensão de entrada	V
$D(V_{in})$	Razão cíclica em função da tensão de entrada	
$\Delta I\%(V_{in}, L_1)$	Ondulação de corrente em L_1 em função de L_1 e V_{in}	A
$\Delta V_{Co}\%(V_{in}, L_1, C_o)$	Ondulação de tensão na saída em função de V_{in}, L_1 e C_o	V
ΔI_{D2}	Ondulação de corrente no diodo D_2	A
I_{S1}, I_{S2}	Corrente nos interruptores S_1 e S_2	A
$I_{D1}, I_{D2}, I_{D3}, I_{D4}, I_{D5},$ I_{D6}, I_{D7}, I_{D8}	Corrente nos diodos D_1 à D_8	A
$V_{S1_{max}}, V_{S2_{max}}$	Tensão máxima sobre S_1 e S_2	V
$V_{D1_{max}}, V_{D2_{max}},$ $V_{D3_{max}}, V_{D4_{Max}},$ $V_{D5_{Max}}, V_{D6_{Max}},$ $V_{D7_{Max}}, V_{D8_{max}}$	Tensão máxima sobre D_1 à D_8	V

I_p	Corrente de pico nos semicondutores	A
$i_{\Delta I}(t)$	Corrente devido à ondulação de corrente	A
$\Delta I(\omega t)$	Ondulação de corrente no tempo	A
$I_{med_HF_ \Delta I}$	Corrente média em alta frequência devido à ondulação de corrente	A
$i_{BF_ \Delta I}(\omega t)$	Corrente estendida no período da rede	A
$I_{med_BF_ \Delta I}$	Corrente média em baixa frequência devido à ondulação de corrente	A
$i_{carga}(t)$	Corrente devido à carga	A
$I_{med_HF_carga}$	Corrente média em alta frequência devido à carga	A
$i_{BF_carga}(\omega t)$	Corrente estendida no período da rede	A
$I_{med_BF_carga}$	Corrente média em baixa frequência devido à carga	A
I_{med}	Corrente média total nos semicondutores	A
$i_{\Delta I_1}(t)$	Corrente nos semicondutores	A
$I_{ef_HF_ \Delta I_1}$	Corrente eficaz em alta frequência	A
$i_{BF_ \Delta I_1}(\omega t)$	Corrente estendida no período da rede	A
$I_{ef_BF_ \Delta I_1}$	Corrente eficaz nos semicondutores	A
$i_{\Delta I_2}(t)$	Corrente nos semicondutores	A
$I_{ef_HF_ \Delta I_2}$	Corrente eficaz em alta frequência nos semicondutores	A
$i_{BF_ \Delta I_2}(\omega t)$	Corrente nos semicondutores no período da rede	A
$I_{ef_BF_ \Delta I_2}$	Corrente eficaz em baixa frequência	A
$I_{ef_HF_carga}$	Corrente eficaz em alta frequência devido à carga	A
$I_{ef_BF_carga}$	Corrente eficaz em baixa frequência devido à carga	A
I_{S1_ef}	Corrente eficaz total em S_1	A
I_{med}	Corrente média	A
I_{ef}	Corrente eficaz	A
I_{S1_linear}	Corrente devido à carga linear	A
$I_{S1_nlinear}$	Corrente devido à carga não-linear	A
T_a	Temperatura ambiente	°C
f_c	Frequência de cruzamento	Hz

f_z	Frequência dos zeros do controlador	Hz
f_p	Frequência dos pólos do controlador	Hz
H_1	Ganho do controlador na região acima de f_s	dB
H_2	Ganho do controlador em f_c	dB
A_1	Ganho do controlador na região acima de f_s	V/V
A_2	Ganho do controlador em f_c	V/V
MF	Margem de fase	°
V_{ref_pico}	Tensão de pico de referência	V
k	Fator de utilização da janela do núcleo	
J	Densidade máxima de corrente nos enrolamentos	A/cm ²
μ_0	Permeabilidade do ar	H/m
B	Máxima densidade de fluxo magnético	T
ΔB	Máxima excursão de fluxo	T
$A_e A_w$	Produto de áreas do núcleo	cm ⁴
A_e	Área da perna central do núcleo	cm ²
A_w	Área da janela	cm ²
L_t	Comprimento médio de uma espira	cm
V_e	Volume do núcleo	cm ³
N	Número de espiras	
δ	Entreferro	cm
Δ	Profundidade de penetração	cm
d	Diâmetro do condutor	cm
S_{fio}	Área de cobre	cm ²
ρ	Resistividade @ 100 °C	Ω/cm
$S_{fio_isolado}$	Área com isolamento	cm
S	Seção total de cobre	cm ²
N_{fios}	Número de condutores em paralelo	
C_m	Coefficiente de densidade volumétrica de perdas magnéticas	
x	Parâmetro de caracterização do material magnético	
y	Expoente de Steinmetz	
P_{nucleo}	Perdas no núcleo	W
P_{cobre}	Perdas no cobre	W
ΔT	Elevação de temperatura	°C
A_{w_nec}	Área da janela necessária	cm ²
S_m	Seção magnética	cm ²

B_m	Densidade de fluxo máxima	T
N_p, N_s	Número de espiras do primário e do secundário	
d	Densidade de corrente	A/cm ²
A	Área do condutor	cm ²
F_o	Fator de ocupação	cm ² /cm ²
V_{CES}	Tensão coletor emissor máxima	V
$V_{CE(on)}$	Queda de tensão direta de condução	V
I_C	Corrente de coletor média	A
I_{CM}	Corrente de coletor máxima	A
t_{on}	Tempo de entrada em condução	s
t_{off}	Tempo de bloqueio	s
R_{jc}	Resistência térmica entre junção e cápsula	°C/W
R_{cd}	Resistência térmica entre cápsula e dissipador	°C/W
T_j	Máxima temperatura de junção	°C
V_R	Tensão reversa máxima	V
V_F	Queda de tensão direta	V
I_F	Corrente média por perna	A
I_{FSM}	Corrente de pico, pulso simples, por perna	A
I_{FRM}	Corrente de pico, pulso repetitivo, por perna	A
P_D	Potência dissipada nos diodos	W
P_S	Potência dissipada nos interruptores	W
T_d	Temperatura no dissipador	°C
P_t	Potência total	W
R_{da}	Resistência térmica dissipador-ambiente	°C/W
V_{Lsn}	Tensão sobre o indutor do snubber	V
I_{Lsn}	Corrente no indutor do snubber	A
E	Energia	J
$PR2$	Valor da contagem do TIMER2	
n	Número de pontos da tabela do seno	
f_{clock}	Frequência do cristal oscilador	Hz
V_{sat}	Tensão de saturação	V
a	Ganho do comparador de tensão	V/V
V_s	Tensão da fonte do primário	V
V_{ss}	Tensão da fonte do secundário	V
I_{opk}	Pico da corrente de saída do driver	A
R_{gmin}	Mínima resistência para Rg	Ω

V_{th_high}	Tensão de threshold na entrada do driver	V
V_{th_low}	Tensão de threshold na entrada do driver	V
V_{G_on}	Tensão no gate dos interruptores	V
V_{G_off}	Tensão no gate dos interruptores	V
R_{CE}	Resistência interna de C-E	Ω
t_{d_on}	Tempo de propagação	s
t_{d_off}	Tempo de propagação	s
V_{CE_sat}	Referência para monitoramento	V
C_1	Coletor do IGBT	
G_1	Gate do IGBT	
E_1	Emissor do IGBT	
T_{11}	Tensão de +24 V do secundário	
T_{12}	Referência do secundário	
V_{in}	Entrada de comando	
ERRO	Saída de erro	
V_s	Tensão de +15 V do primário	
π	3,141592654	
cos	Função trigonométrica co-seno	
sen	Função trigonométrica seno	

2. Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
C	Capacitor
D	Diodo
F	Fusível
L	Indutor
Q	Transistor bipolar de sinal
R	Resistor
S	Interruptor comandável
T	Transistor bipolar
U	Circuito integrado
V	Fonte de tensão
Y	Cristal

3. Acrônimos e Abreviaturas

<i>Significado</i>	
AWG	American Wire Gage
BJT	Transistor de junção bipolar
CA	Corrente alternada
CAPES	Fundação Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CC	Corrente contínua
CI	Circuito integrado
DAC	Conversor digital-analógico
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MF	Malha Fechada
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
NAND	Porta digital
PIC	Interface controladora programável
PID	Controlador PID
PWM	Pulse width modulation
RT	Relação de transformação
SD	Superfície de deslizamento
SMC	Superfície de modo deslizante
TDH	Taxa de distorção harmônica de um sinal periódico
TTL	Família de circuitos lógicos
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina

4. Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas

<i>Símbolo</i>	<i>Nome da Unidade</i>
Ω	ohm
A	ampère
F	farad
H	henry
Hz	hertz
m	metro
rad/s	radianos por segundo

s	segundo
V	volt
W	watt
dB	decibéis
°	grau trigonométrico
°C	grau Celsius

INTRODUÇÃO GERAL

O tema qualidade de energia tem tomado importância em diversos campos de pesquisa no país, atraindo a atenção de toda a sociedade. A comunidade científica, em especial a área de eletrônica de potência, vem procurando dispensar atenção e esforços visando auxiliar a nação no combate ao uso inadequado da energia elétrica.

Nesse contexto, o uso de estabilizadores de tensão, atualmente, vem se alastrando a todas às áreas que envolvem o uso de equipamentos eletrônicos, quer sejam residenciais, comerciais ou industriais. Desta forma, a indústria nacional vem tentando suprir este mercado potencial com soluções simples e confiáveis.

A disseminação de cargas com características não-lineares vem interferir, de forma significativa, na degradação da qualidade da tensão fornecida aos consumidores de energia elétrica. Cargas não-lineares são aquelas que ao serem conectadas numa fonte de tensão senoidal (tensão da rede), solicitam desta uma corrente que não é mais senoidal. Estas correntes possuem componentes harmônicas em frequências diferentes da fundamental, as quais, quando circulam através das resistências e reatâncias de linha e/ou de equipamentos conectados entre a fonte e a carga, provocam quedas de tensão, que por sua vez afetam o funcionamento de outros equipamentos conectados à mesma fonte.

Do ponto de vista do estabilizador de tensão, alimentar cargas não-lineares, acarreta numa série de cuidados adicionais, quer sejam no projeto dos filtros da tensão de saída, quer nas características da malha de controle, visto que é necessária operação em malha fechada para estabilizar a tensão na saída.

Uma carga não-linear, para o circuito de controle, é interpretada como operação sem carga, durante parte do semiciclo da rede, e com carga plena durante outra parte do semiciclo da tensão da rede. Isso significa que o controle deve ser robusto para evitar instabilidades, e rápido para ser capaz de atuar como estabilizador de tensão e filtro ativo.

A atuação como filtro ativo é necessária, já que a tensão da rede de energia elétrica também se apresenta distorcida. Desta forma, o circuito de controle deve ser sensível à forma de onda da tensão de entrada e atuar no sentido de compensar as distorções presentes na tensão de entrada, visando disponibilizar na saída uma tensão com baixo conteúdo harmônico, ou seja, praticamente senoidal.

Ainda com referência ao circuito de controle, estabilizadores de tensão alternada têm seu ponto de operação variando senoidalmente durante um período de rede, ou seja, estão permanentemente sujeitos a transitórios, o que eleva as exigências de características de estabilidade da malha de controle.

De acordo com a norma NBR 14373 da ABNT, que prescreve as características

necessárias dos estabilizadores de tensão monofásicos de até 3 kVA, é possível uma variação na tensão de entrada de 25%, sendo que o estabilizador terá 3 períodos de rede para estabilizar a tensão na saída. Logo, só é possível corrigir o valor eficaz da tensão de saída, e não o valor instantâneo.

Uma característica desejável dos estabilizadores de tensão é a isolamento da saída de tensão da rede de alimentação. Com o uso de transformadores, o rendimento do conjunto é afetado.

Para atuar como filtro ativo e estabilizar a tensão instantaneamente é necessário que o estabilizador opere em alta frequência (acima de 20 kHz). Desta forma o(s) indutor (es) do estágio de potência do conversor fica(m) sujeito(s) à elevada ondulação de corrente, visto que a tensão de entrada é alta e o valor dos indutores é baixo para não comprometer o funcionamento como filtro ativo. Assim, os esforços de corrente nos semicondutores também são elevados, aumentando as perdas e exigindo o emprego de semicondutores de maiores capacidades de corrente.

Não se têm conhecimento de publicações a respeito de estruturas que aliem simplicidade, alto rendimento e que possam alimentar cargas não-lineares. Da mesma forma, tem-se carência de estruturas que atuem como estabilizadores e filtros ativos, simultaneamente.

Existem várias topologias dominadas tecnologicamente e disponíveis para uso industrial. Basicamente pode-se classificar as topologias existentes em dois grandes grupos: Seriais e Não-Seriais. As primeiras apresentam a vantagem de processarem apenas uma porcentagem da potência da carga, atuando na verdade como compensadores. No entanto, na maioria dos casos, não são isoladas. As segundas processam a potência total da carga e, na maioria dos casos, são isoladas. Estas estruturas, bem como suas características principais são tema do Capítulo 1 deste trabalho. Ainda neste capítulo apresenta-se uma nova estrutura, capaz de alimentar cargas não-lineares, isolar a carga da rede de alimentação e atuar como filtro ativo, utilizando apenas dois interruptores comandados e apresentando característica de alto rendimento.

No Capítulo 2 é apresentado o princípio de funcionamento da estrutura proposta, as principais formas de onda e realiza-se a análise teórica do conversor, visando obter expressões para o ganho estático e a função de transferência do mesmo. São apresentados ábacos para determinar os esforços nos componentes e as ondulações de tensão na saída e corrente nos indutores.

No Capítulo 3 apresenta-se a metodologia e o projeto completo de um estabilizador de tensão alternada de 1 kW. Os circuitos auxiliares são apresentados e projetados. Ao final são listados os componentes usados para implementação do estabilizador e um diagrama esquemático completo é apresentado.

Os resultados experimentais e de simulação são apresentados no Capítulo 4. Mostram-se os resultados para operação com carga linear e com carga não-linear, em malha aberta e em malha fechada com compensador do tipo PID (proporcional-integral-derivativo) modificado, que também pode ser chamado de avanço-atraso de fase e do tipo modo deslizante. Também neste capítulo,

mostra-se a operação do circuito frente à variações de carga e frente à variações na tensão da rede.

No capítulo de conclusão do trabalho são apontadas as contribuições inéditas na área de Eletrônica de Potência, mais especificamente no tópico relativo aos conversores CA-CA. Ainda neste capítulo apresentam-se as perspectivas de continuidade do trabalho.

Ao final são listadas as referências bibliográficas consultadas no desenvolvimento deste trabalho.

1 Estruturas para Estabilização de Tensão Alternada

1.1 Introdução

Neste capítulo tem-se por objetivo apresentar as principais estruturas para estabilização de tensão alternada desenvolvidas ao longo dos últimos anos. Serão abordadas as principais características de cada estrutura ou grupo de estruturas, vantagens e desvantagens e conteúdo harmônico da tensão de saída. Ao final do capítulo será proposta uma nova estrutura, mostrando-se a origem da mesma.

Dentre as estruturas mostradas a seguir estão as preferidas industrialmente, seja pelo baixo custo e simplicidade de construção, robustez e reduzido número de componentes ou qualidade da tensão de saída.

Um fator importante para avaliação da qualidade de uma estrutura é sua capacidade de atuar como elevador/abaixador de tensão. Algumas estruturas atuam somente no modo abaixador de tensão, outras têm capacidade de tanto elevar como baixar a tensão de entrada, compensando assim a variação da tensão de entrada, geralmente a rede de energia elétrica.

Visando facilitar a compreensão e reduzir o capítulo em desenvolvimento agruparam-se as estruturas por princípio de funcionamento, mostrando-se assim, para cada grupo, a forma de onda da tensão de saída frente a uma variação na tensão de entrada e o circuito elétrico da estrutura em questão.

1.2 Estabilizador a reator saturável

A tensão de saída é estabilizada através da variação do nível de magnetização de um reator saturável. Quando a tensão de entrada ($v_i(\omega t)$) sofrer alguma variação, a corrente do reator saturável sofrerá uma variação proporcional, variando também a tensão no secundário do transformador ($v_s(\omega t)$) e mantendo constante a tensão na saída ($v_o(\omega t)$).

Na Fig. 1-1 mostra-se o circuito elétrico do estabilizador de tensão alternada a reator saturável. As formas de onda da tensão de entrada e da tensão de saída são mostradas na Fig. 1-2.

As principais características desta estrutura são: erro estático pequeno (da ordem de 0,1%), baixa fidelidade na forma de onda da tensão de saída, grande peso e volume, resposta dinâmica lenta (tempo de estabilização de aproximadamente 10 períodos de rede), baixo conteúdo harmônico na tensão de saída, elevada robustez e perdas elevadas.

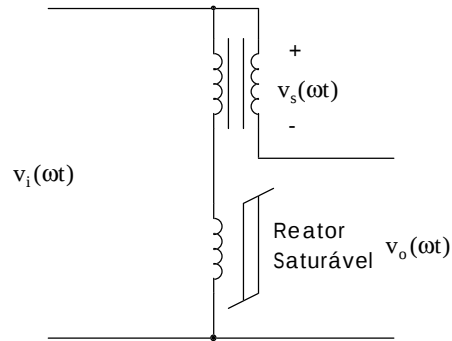


Fig. 1-1 - Estrutura do estabilizador a reator saturável.

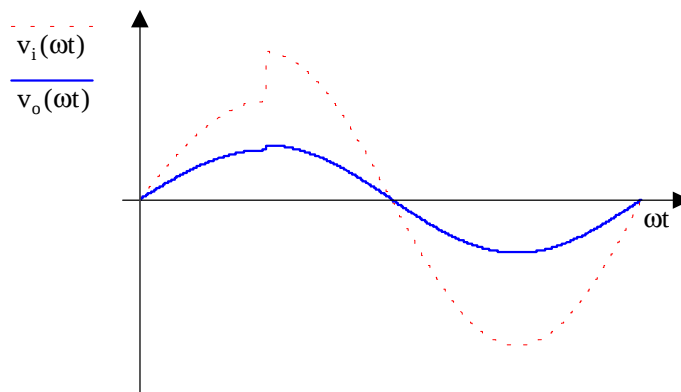


Fig. 1-2 - Formas de onda da tensão de entrada e da tensão de saída do estabilizador a reator saturável.

1.3 Estabilizadores com mudança de derivações de transformadores

Nestes estabilizadores faz-se a mudança de derivações (tap's) de transformadores sempre que ocorrer variação na tensão de entrada do circuito.

As formas de onda da tensão de entrada e da tensão de saída são mostradas na Fig. 1-3. Nota-se que a tensão de saída apresenta degraus (steps) de tensão, o que caracteriza erro não nulo em regime. Para conseguir reduzir o erro estático da tensão de saída o número de derivações do transformador teria que ser muito elevado, o que é pouco praticável e de elevado custo.

Uma das formas de realizar o ajuste da tensão de saída é mostrada na Fig. 1-4. Quando houver variação na tensão de entrada, o circuito de controle, através de um motor, realiza a mudança da derivação do transformador. Este tipo de estabilizador é denominado de estabilizador eletromecânico.

A mudança de derivações pode ser realizada através de tiristores, como mostrado na Fig. 1-5. Neste caso o circuito se torna mais simples e de menor peso e volume.

Uma terceira variação deste tipo de estabilizador é mostrada na Fig. 1-6. Neste caso é realizada a seleção de transformadores inteiros. Caso seja necessário aumentar a tensão,

acrescentam-se transformadores, do contrário retiram-se transformadores.

As estruturas que utilizam mudança de derivações de transformadores são robustas, possuem um custo de manutenção elevado, resposta dinâmica muito lenta, erro estático em regime não nulo, ausência de conteúdo harmônico na tensão de saída e sua implementação é de alto custo.

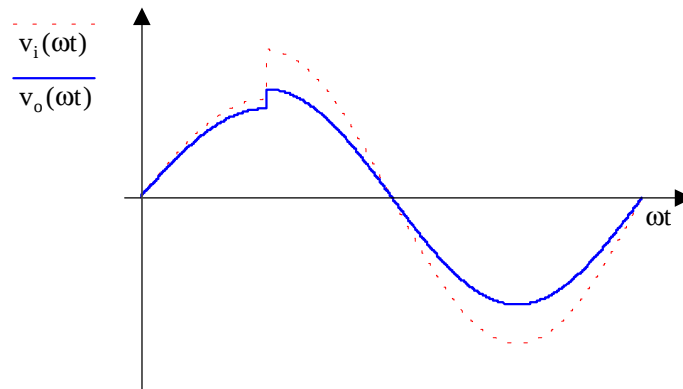


Fig. 1-3 - Formas de onda da tensão de entrada e da tensão de saída dos estabilizadores com mudança de tap's.

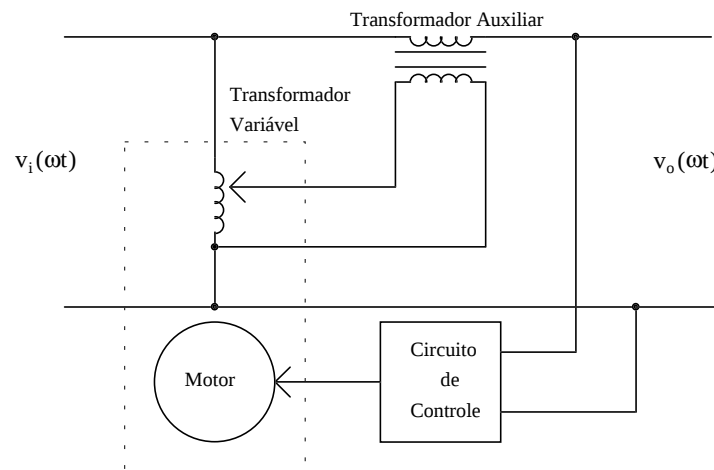


Fig. 1-4 - Estrutura do estabilizador eletromecânico.

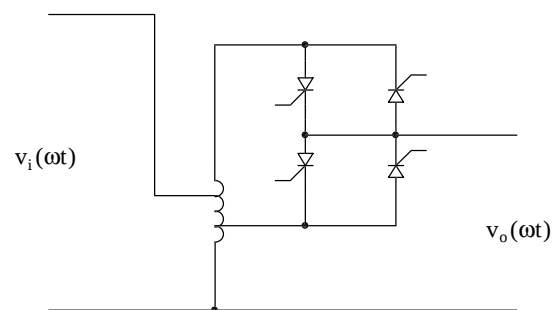


Fig. 1-5 - Estrutura do estabilizador com mudança de tap's a tiristores.

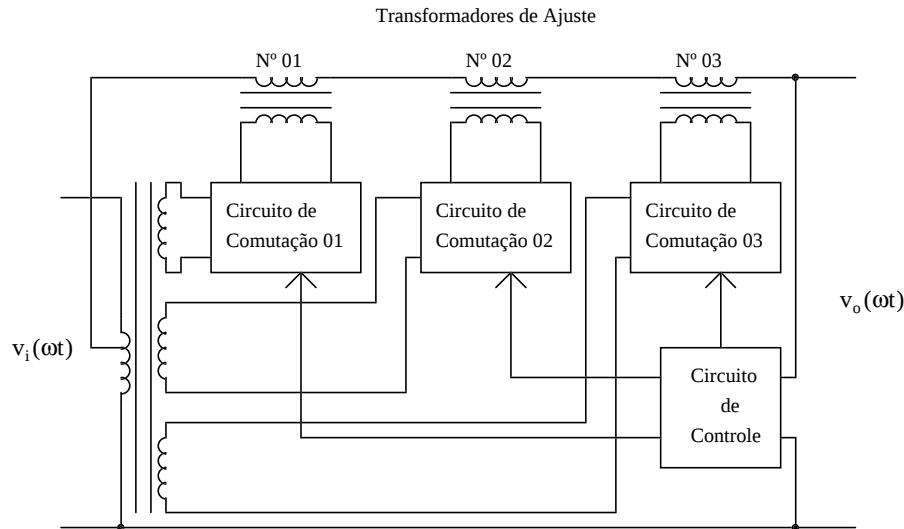


Fig. 1-6 - Estabilizador com transformadores de ajuste.

1.4 Estabilizadores a controle de fase

O controle de fase consiste em comandar apropriadamente interruptores para controlar a tensão de saída do estabilizador.

Na Fig. 1-7 mostra-se as formas de onda da tensão de entrada e da tensão de saída para os estabilizadores com controle de fase. Percebe-se na Fig. 1-7 que o conteúdo harmônico presente na tensão de saída é elevado, havendo necessidade de filtragem.

O estabilizador com controle de fase através de tiristores é mostrado na Fig. 1-8. Na sua forma mais simples tem-se apenas uma condução de um tiristor por período de rede. É possível realizar um comando com múltiplos pontos de condução e bloqueio dos tiristores, fazendo com que o conteúdo harmônico seja de frequências mais elevadas, facilitando sua filtragem, isto pela aproximação da forma de onda de uma senóide. No entanto, em se tratando de tiristores, o comando dos mesmos começa a ser dificultado, havendo necessidade de comutação forçada e, ainda, há limitações quanto ao número de vezes que pode ser feita a comutação.

Uma forma melhorada do estabilizador com controle de fase é apresentada em [2] e mostrada na Fig. 1-9. Neste caso os tiristores foram substituídos por um interruptor bidirecional. Não há necessidade de comutação forçada, no entanto, tem-se elevadas perdas devido à necessidade de grampeamento da tensão sobre os interruptores. Pode-se trabalhar com frequências de comutação elevadas, facilitando a filtragem do conteúdo harmônico presente na tensão de saída.

Na Fig. 1-10 mostra-se um estabilizador misto [10], isto é, que utiliza inserção e retirada de transformadores (mudança de tap's modificada) e controle de fase. Este estabilizador tem a vantagem de poder elevar a tensão de saída e diminuir o erro estático em relação ao estabilizador

com mudança de tap's. Como desvantagens tem-se: maior complexidade, elevado custo e grande peso e volume.

Na sua maioria, os estabilizadores a controle de fase não permitem elevar a tensão de saída, atuando somente como abaixadores. A tensão de saída apresenta elevado conteúdo harmônico, têm resposta dinâmica rápida comparada às estruturas anteriores, mas lenta do ponto de vista do estabilizador, atua também como filtro, ou seja, corrige pequenas distorções na tensão de entrada e têm erro estático pequeno, no caso da estrutura transistorizada.

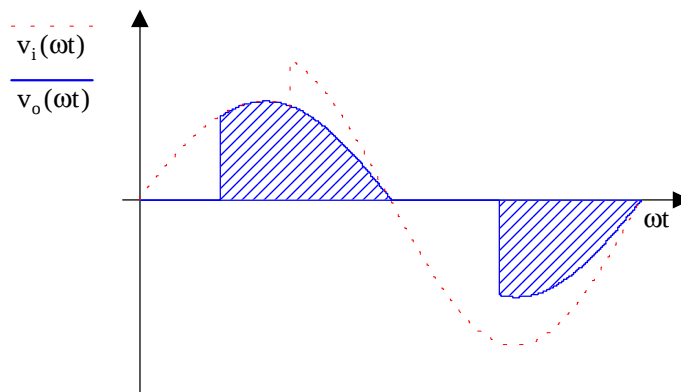


Fig. 1-7 - Tensão de entrada e tensão de saída dos estabilizadores com controle de fase.

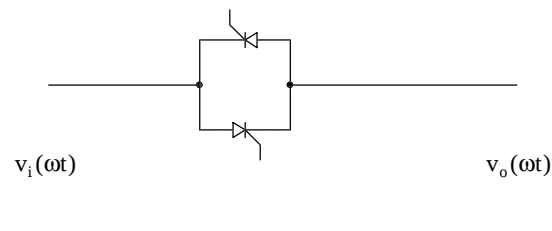


Fig. 1-8 - Estabilizador com controle de fase através de tiristores.

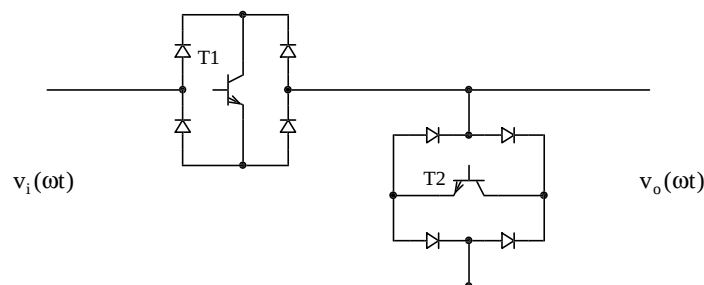


Fig. 1-9 - Estabilizador transistorizado.

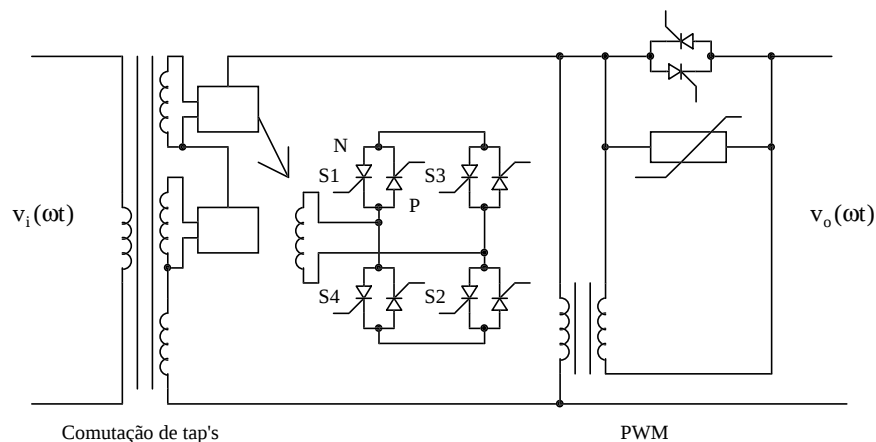


Fig. 1-10 - Estabilizador misto: mudança de tap's e controle de fase.

Na Fig. 1-11 mostra-se um estabilizador ressonante [19] que utiliza a estrutura mostrada na Fig. 1-9. O mesmo tem a vantagem de melhorar as comutações, aumentando o rendimento, no entanto necessita de dois interruptores auxiliares.

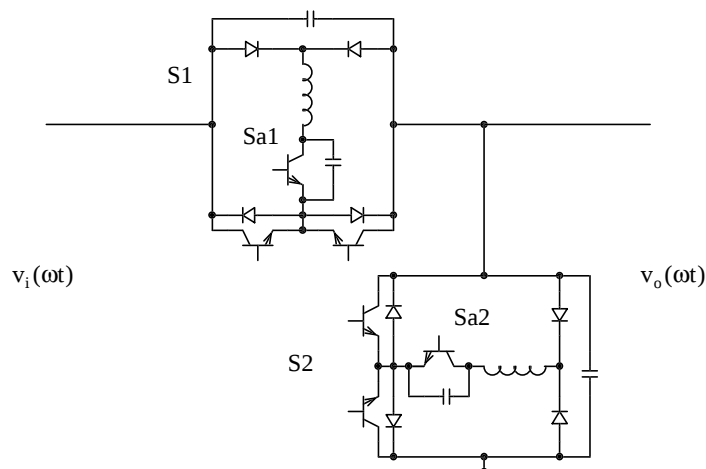


Fig. 1-11 - Estabilizador transistorizado ressonante.

1.5 Estabilizador a impedância variável

É possível controlar a tensão de saída de um divisor de tensão se for possível variar continuamente o valor de uma das impedâncias. Este é o princípio de funcionamento do estabilizador à impedância variável.

Do mesmo modo que o estabilizador a controle de fase com tiristores, se for desejado um controle linear da tensão de saída, será necessário disparar e bloquear os tiristores inúmeras vezes dentro de um período da rede. Como normalmente a frequência de comutação de tiristores é a

mesma da rede, então não é possível obter controle linear na tensão de saída. A estrutura do estabilizador de tensão à impedância variável, usando tiristores [3], é mostrada na Fig. 1-12.

Usando-se frequências de comutação maiores do que no caso dos tiristores, fazendo uso de transistores de potência [4], é possível melhorar o controle da tensão de saída. Na Fig. 1-13 é mostrado o estabilizador à impedância variável com transistores.

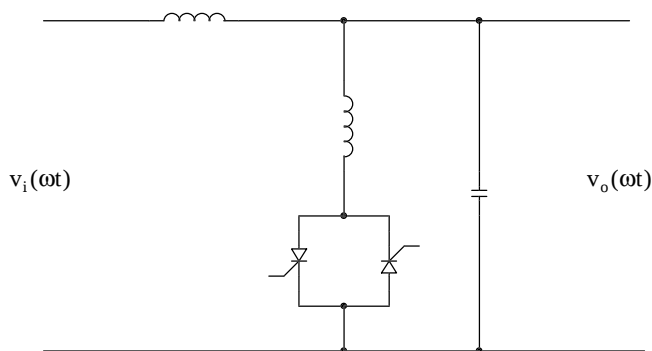


Fig. 1-12 - Estabilizador a impedância variável tiristorizado.

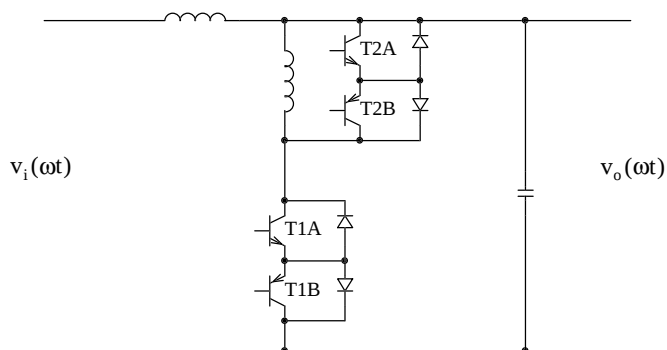


Fig. 1-13 - Estabilizador a impedância variável transistorizado.

As formas de onda da tensão de entrada e da tensão de saída, para um estabilizador transistorizado, são mostradas na Fig. 1-14. Nota-se que a qualidade da tensão de saída é boa, com baixo conteúdo harmônico, baixo erro estático e resposta dinâmica rápida. Estes estabilizadores têm baixo custo, são robustos, mas o circuito de comando e controle é complexo, exigindo sincronismo no comando dos interruptores, e o número de interruptores comandados é alto (quatro), comparado com estruturas mais simples e que possuem apenas dois interruptores comandados.

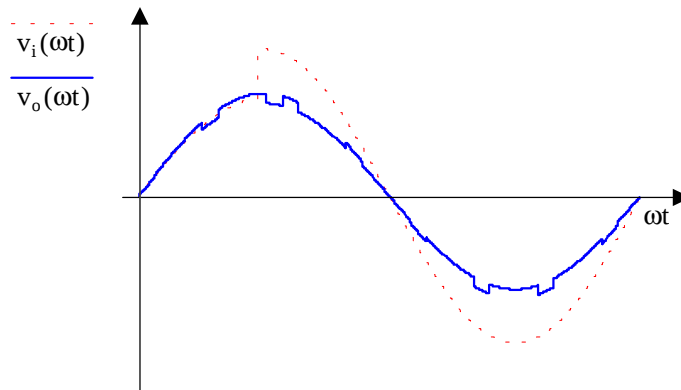


Fig. 1-14 - Formas de onda da tensão de entrada e da tensão de saída dos estabilizadores com impedância variável.

1.6 Estabilizadores do tipo compensadores de tensão

Nas estruturas do tipo compensadoras de tensão, o objetivo é compensar as variações da tensão da rede somando-se ou subtraindo-se da mesma um valor de tensão ΔV para estabilizar a tensão de saída. A compensação é feita em alta frequência (acima de 20 kHz), obtendo-se boa resposta dinâmica. Estes estabilizadores apresentam também baixo conteúdo harmônico na tensão de saída, facilitando a filtragem, e pequeno erro estático. Na Fig. 1-15 é mostrada a estrutura básica de um estabilizador do tipo compensador de tensão.

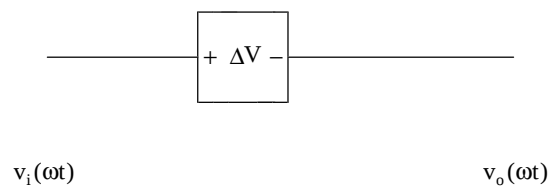


Fig. 1-15 - Estrutura básica do tipo compensadora de tensão.

Na Fig. 1-16 são mostradas as formas de onda da tensão de entrada e da tensão de saída dos estabilizadores do tipo compensador de tensão.

Existem várias topologias que baseiam seu funcionamento no princípio da compensação de tensão. A primeira delas [1] é mostrada na Fig. 1-17 e faz uso da comutação em alta frequência de transistores de potência. Conforme necessário é comutado um secundário do transformador TR_2 , visando somar ou subtrair sua tensão a do transformador isolador TR_1 .

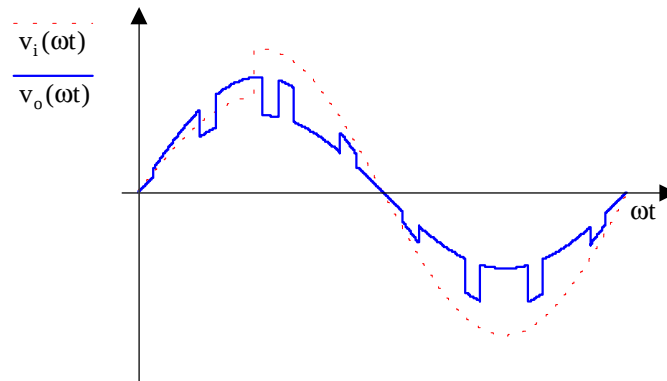


Fig. 1-16 - Formas de onda da tensão de entrada e da tensão de saída do estabilizador do tipo compensador de tensão.

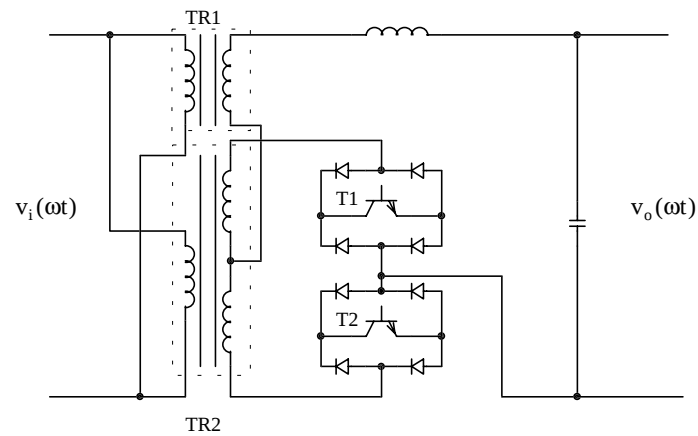


Fig. 1-17 - Estabilizador do tipo compensador usando transistores de potência.

Uma variação desta estrutura [7], substitui os transformadores por capacitores, perdendo a vantagem da isolação, mas ganhando em volume e peso. Esta estrutura é mostrada na Fig. 1-18.

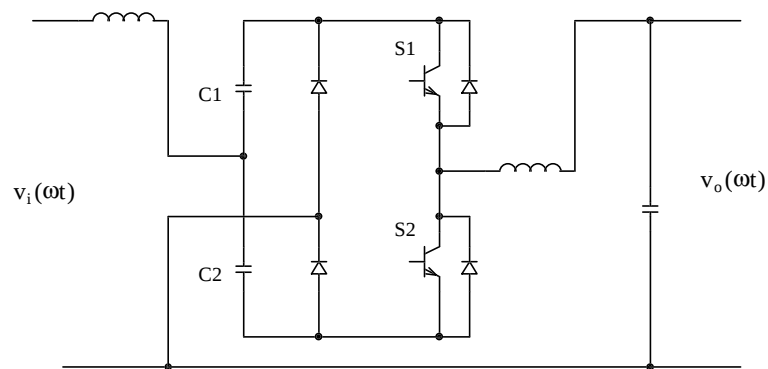


Fig. 1-18 - Estabilizador do tipo compensador usando capacitores.

Na Fig. 1-19 mostra-se uma forma de conversão indireta de tensão alternada [11]. A

tensão de compensação é obtida da rede por meio de retificação e posterior inversão. Conseqüentemente a estrutura é complexa e de alto custo. No entanto, permite controlar o conteúdo harmônico da corrente de entrada da etapa de compensação, mas não da carga.

Um conversor do tipo ponte completa [13] também pode ser usado para gerar a tensão de compensação. A topologia que faz uso deste conversor é mostrada na Fig. 1-20. Esta estrutura é de funcionamento e controle simples, porém, utiliza quatro interruptores comandados, o que torna o custo da mesma um tanto elevado.

Na Fig. 1-21 é mostrada uma estrutura que utiliza apenas um interruptor [14]. O conteúdo harmônico da tensão de saída desta estrutura é muito elevado, e a mesma só pode atuar como abaixadora de tensão.

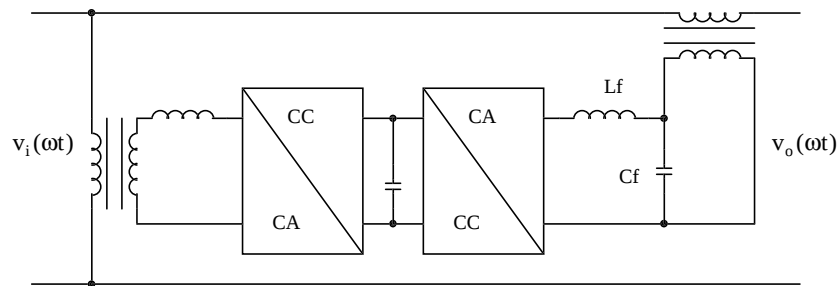


Fig. 1-19 - Estabilizador usando compensação indireta.

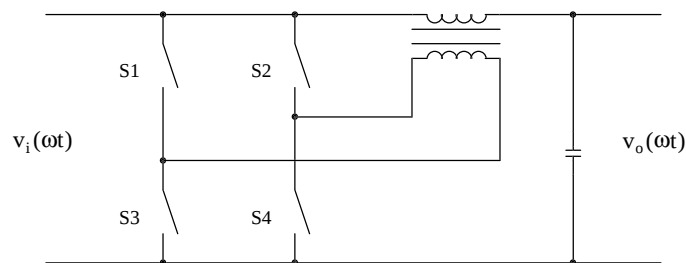


Fig. 1-20 - Estabilizador usando um conversor ponte completa para compensação.

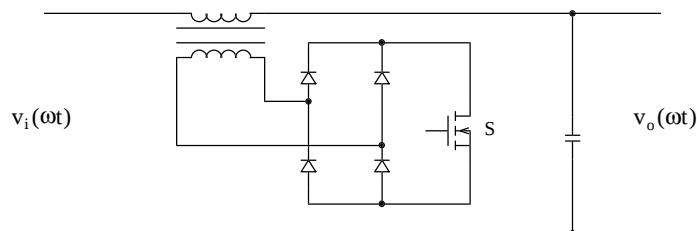


Fig. 1-21 - Estabilizador do tipo compensador com apenas um interruptor.

A mesma topologia básica mostrada na Fig. 1-20 é usada na estrutura mostrada na Fig. 1-22, mas agora com comutação suave [16]. Para conseguir isso foram acrescentados dois

interruptores auxiliares. O número total de interruptores é grande, tornando a estrutura de elevado custo.

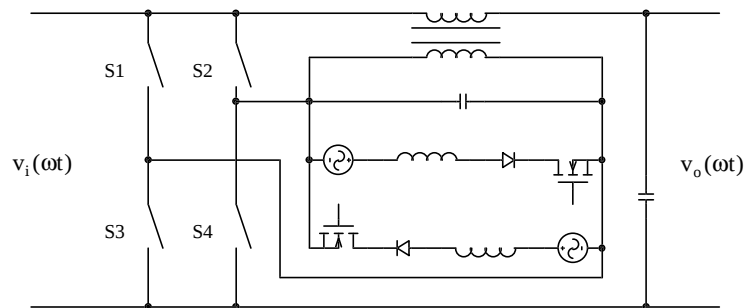


Fig. 1-22 - Estabilizador ponte completa ressonante realizando a compensação.

A estrutura mostrada na Fig. 1-23 utiliza um capacitor como elemento série [17]. A desvantagem desta estrutura é a necessidade de duas tensões contínuas (V_1 e V_2), o que torna a mesma complexa, além de utilizar quatro interruptores comandados.

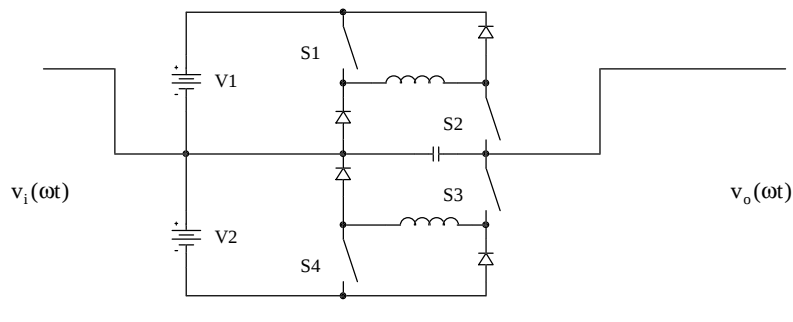


Fig. 1-23 - Estabilizador do tipo compensador com capacitor como elemento série.

1.7 Estabilizador usando seqüência de transistores

O estabilizador usando seqüência de transistores [5] atua simulando uma impedância variável no primário de um transformador Buck/Boost, assim como o fazem os estabilizadores com reator saturável. Na Fig. 1-24 é mostrado o circuito elétrico deste tipo de estabilizador.

Pelo fato de usar um elevado número de interruptores a estrutura tem alto custo. A mesma pode atuar como elevador e como abaixador de tensão. A tensão de saída está isenta de conteúdo harmônico. O rendimento da estrutura, devido ao elevado número de interruptores, é baixo.

As formas de onda da tensão de entrada e da tensão de saída são mostradas na Fig. 1-25.

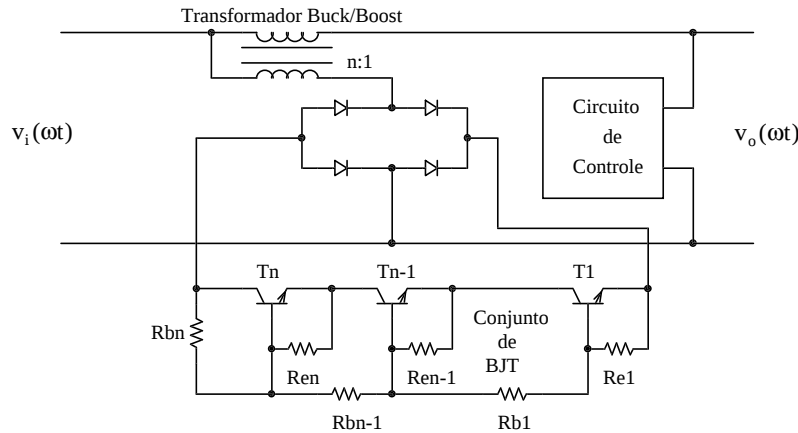


Fig. 1-24 - Estrutura do estabilizador com seqüência de transistores.

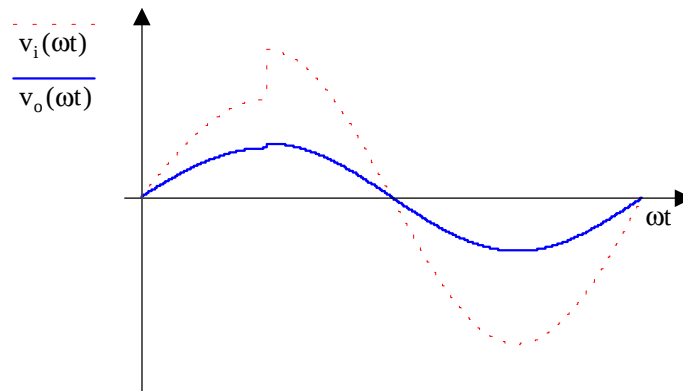


Fig. 1-25 - Tensão de entrada e tensão de saída do estabilizador com seqüência de transistores.

1.8 Estabilizadores usando conversores CA-CA

Os conversores CC-CC clássicos podem ser transformados em conversores CA-CA substituindo-se os interruptores unidirecionais dos mesmos por interruptores bidirecionais.

Com frequência de comutação alta (acima de 20 kHz), usando filtros passivos, pode-se conseguir baixo conteúdo harmônico na saída e resposta dinâmica rápida. O principal inconveniente destes conversores é a comutação, havendo necessidade de circuitos de ajuda à comutação, que resultam em baixo rendimento e perda de robustez.

Na Fig. 1-26 são mostradas as formas de onda da tensão de entrada e da tensão de saída de um estabilizador usando conversor CA-CA. O erro estático é desprezível.

O conversor Buck-Boost isolado (Flyback) [6] é mostrado na Fig. 1-27. Este conversor tem as vantagens de apresentar peso e volume reduzidos com baixa distorção harmônica na tensão de saída. No entanto, apresenta elevados picos de corrente nos interruptores, baixo rendimento e necessidade de circuitos de ajuda à comutação.

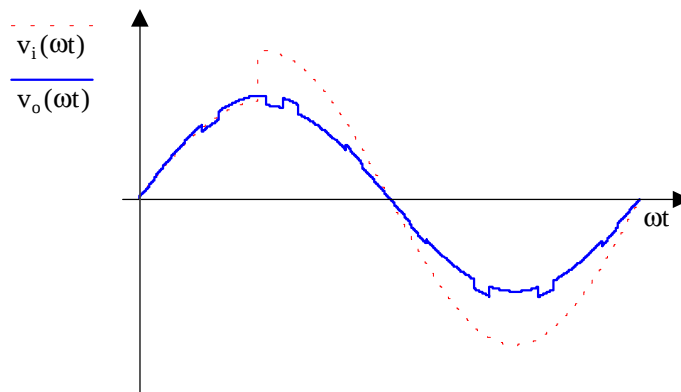


Fig. 1-26 - Formas de onda da tensão de entrada e da tensão de saída dos estabilizadores usando conversores CA-CA.

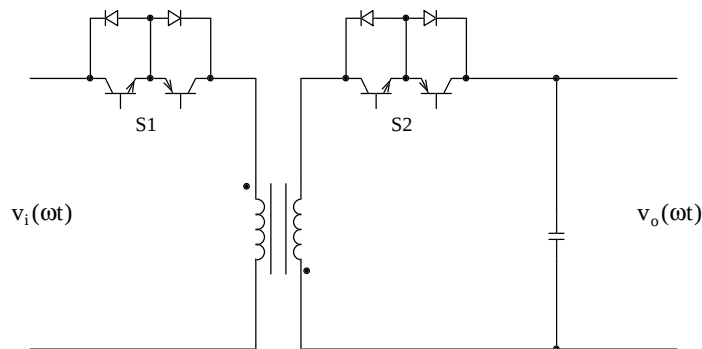


Fig. 1-27 - Estabilizador usando conversor Flyback.

O conversor Buck modificado [8] mostrado na Fig. 1-28 tem a vantagem de resolver o problema de sobretensões nos interruptores, no entanto, só pode atuar como abaixador de tensão.

Na Fig. 1-29 é mostrada uma família de conversores CA-CA [9] operando como estabilizadores de tensão. Todos apresentam a desvantagem de necessitarem de circuitos de ajuda à comutação.

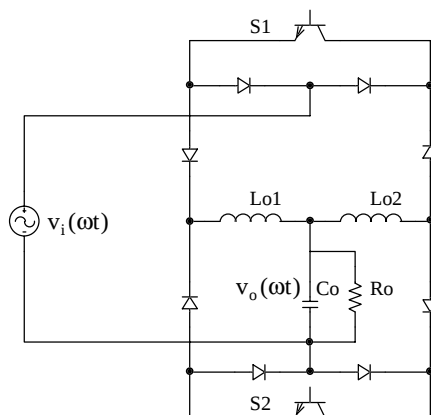


Fig. 1-28 - Estabilizador usando conversor Buck modificado.

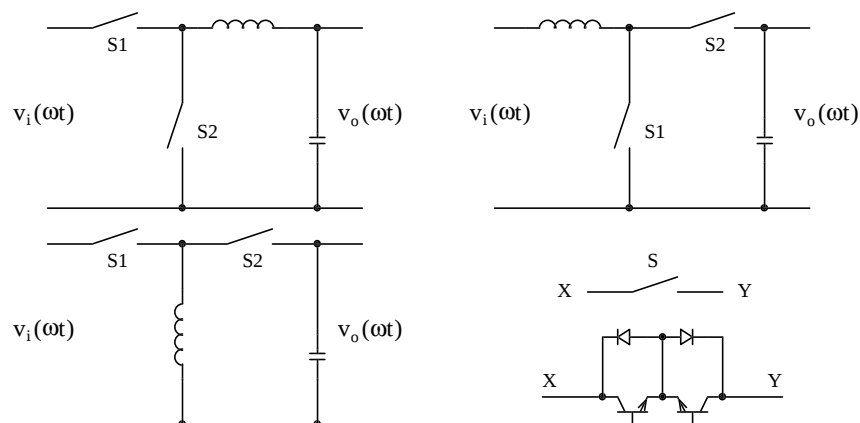


Fig. 1-29 - Família de conversores CA-CA.

Um autotransformador eletrônico é obtido em [15] e usado como estabilizador de tensão. Na Fig. 1-30 mostra-se o circuito elétrico deste conversor. Tem a desvantagem de ter comando complexo e utilizar um grande número de interruptores comandados (quatro), se comparado com conversores que utilizam apenas dois interruptores comandados.

Um conversor meia ponte isolado [12] é mostrado na Fig. 1-31. Neste caso é necessário um terceiro interruptor bidirecional para atuar no papel de diodo de roda-livre. O problema da comutação também se manifesta neste conversor.

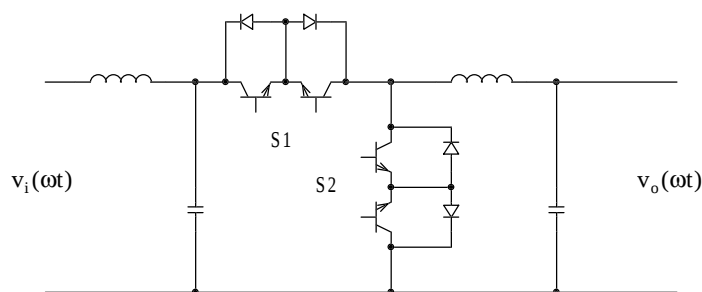


Fig. 1-30 - Autotransformador eletrônico usado como estabilizador.

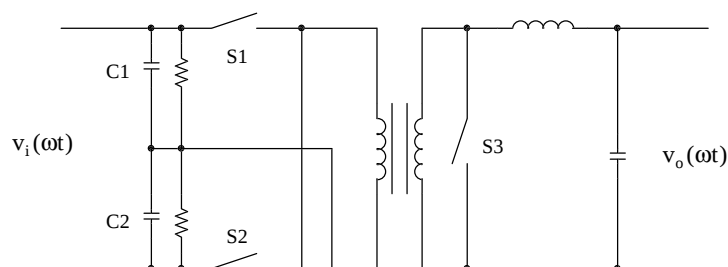


Fig. 1-31 - Estabilizador usando conversor meia ponte.

1.9 Proposição de uma nova topologia

1.9.1 Introdução

Na Fig. 1-17 foi mostrada a estrutura proposta por CARDOSO em 1986 [1]. Tal estrutura tem como principal vantagem o processamento de apenas uma porcentagem da potência da carga, ou seja, atua como um compensador, fornecendo à carga a diferença entre a tensão da rede e a desejável na carga. No entanto, esta estrutura tem como inconveniente as sobretensões nos interruptores, o que leva a necessidade de empregar-se circuitos de ajuda à comutação.

Na Fig. 1-28 foi mostrada a estrutura proposta por FAGUNDES et alli em 1993 [8]. A principal vantagem desta estrutura é a tensão definida sobre os interruptores, não sendo necessários circuitos de ajuda à comutação com a finalidade de limitar as sobretensões sobre os mesmos. A desvantagem desta estrutura é que a mesma, sendo na verdade um conversor Buck, apenas consegue diminuir a tensão aplicada sobre a carga. Desta forma não é possível usá-la, por exemplo, como um estabilizador, com tensão de entrada de $220\text{ V} \pm 20\%$ e saída estabilizada em 220 V .

1.9.2 Conversor Buck

A seguir serão apresentadas as estruturas do conversor Buck que deram origem ao conversor mostrado na Fig. 1-17. Isso é feito com intuito de facilitar a compreensão da origem da topologia proposta no presente estudo.

Na Fig. 1-32 mostra-se a estrutura convencional de um conversor Buck com uma fonte de tensão na entrada.

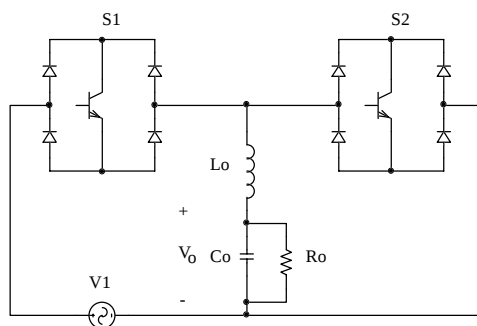


Fig. 1-32 - Estrutura do conversor Buck convencional com uma fonte de tensão na entrada.

Na Fig. 1-33 é mostrada a estrutura de um conversor Buck convencional com duas fontes de tensão na entrada.

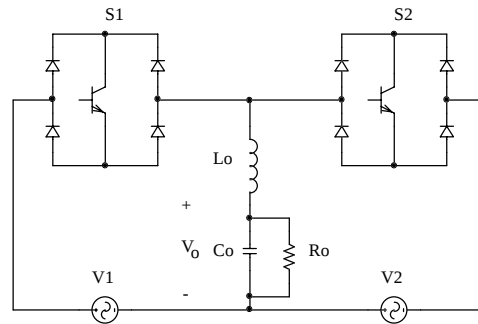


Fig. 1-33 - Estrutura do conversor Buck convencional com duas fontes de tensão na entrada.

Finalmente, na Fig. 1-34 mostra-se a estrutura de um conversor Buck convencional com três fontes de tensão na entrada.

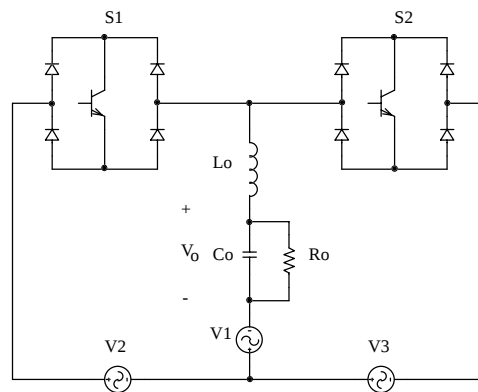


Fig. 1-34 - Estrutura do conversor Buck convencional com três fontes de tensão na entrada.

1.9.3 Estrutura proposta

Com o objetivo de conciliar as principais vantagens das estruturas apresentadas na Fig. 1-17 e na Fig. 1-28 propõe-se uma nova estrutura, seguindo-se o mesmo raciocínio realizado na evolução das estruturas mostradas nas Fig. 1-32 a Fig. 1-34. Mostra-se inicialmente, na Fig. 1-35, a estrutura da Fig. 1-28 desenhada de outra forma.

Na Fig. 1-36 apresenta-se a mesma estrutura da Fig. 1-35, mas agora com duas fontes de tensão.

Finalmente, na Fig. 1-37, é mostrada a estrutura proposta no presente trabalho. Esta concilia a vantagem de não haver sobretensões sobre os interruptores, processar apenas uma porcentagem da potência da carga e funcionar como estabilizador de tensão também para tensões de entrada menores do que a tensão desejada na saída.

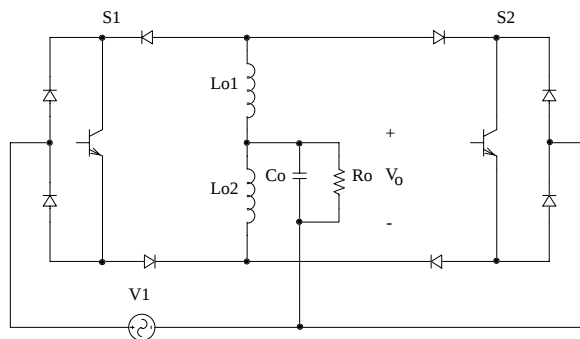


Fig. 1-35 - Estrutura proposta por [8] em 1993 desenhada de forma diferente.

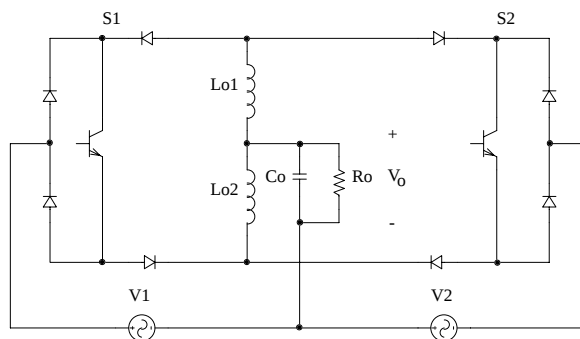


Fig. 1-36 - Estrutura da Fig. 1-35 com duas fontes de tensão.

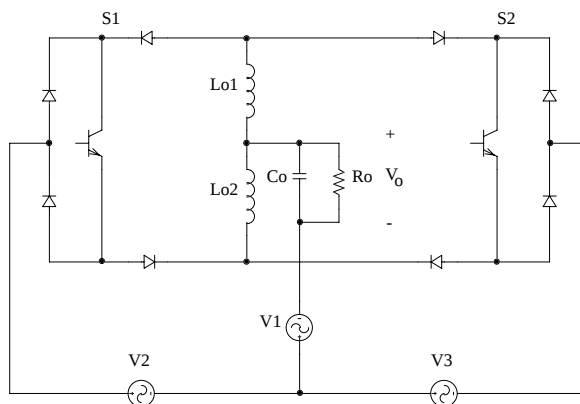


Fig. 1-37 - Nova estrutura para estabilizador de tensão.

Na Fig. 1-38 apresenta-se o diagrama completo da etapa de potência do estabilizador proposto e que será tema de estudo deste trabalho. Visando facilitar a análise do funcionamento do estágio de potência, nos capítulos seguintes, apresenta-se na Fig. 1-39 a estrutura simplificada do estabilizador, sem os transformadores de entrada, ou seja, considera-se que as tensões V_1 , V_2 e V_3 estão disponíveis nos secundários dos transformadores T_1 e T_2 .

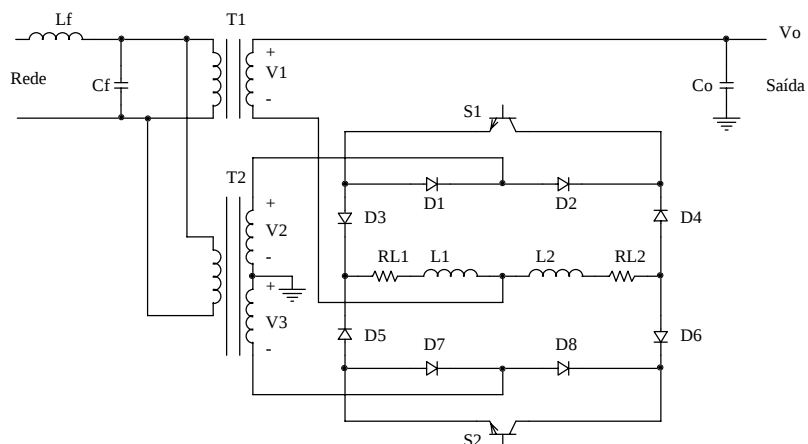


Fig. 1-38 - Estágio de potência do estabilizador proposto.

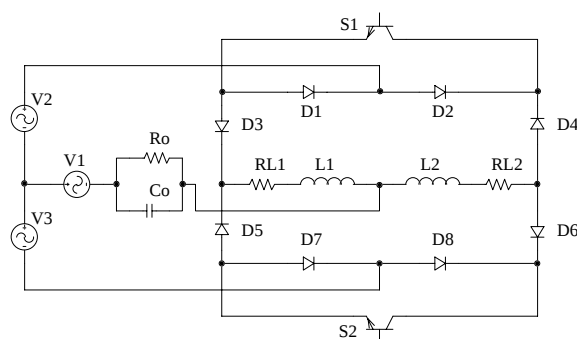


Fig. 1-39 - Estágio de potência simplificado.

1.10 Conclusão

Neste capítulo apresentaram-se as principais estruturas conhecidas no meio científico e industrial que operam como estabilizadores de tensão alternada.

Visando obter um estabilizador que possa atuar como elevador e abaixador de tensão, e melhorar a comutação, eliminando o problema da interrupção da corrente de indutores, propôs-se uma nova estrutura, que apresenta as características citadas.

Foi apresentada a origem da estrutura, obtida de maneira evolutiva de estruturas mais simples e de fácil compreensão.

No próximo capítulo far-se-á o estudo analítico da topologia proposta, mostrando o princípio de funcionamento, as principais formas de onda e o equacionamento do estágio de potência, visando obter o ganho estático, a função de transferência, os esforços nos componentes, a ondulação de corrente nos indutores, a ondulação de tensão na saída, entre outras relações importantes e necessárias para o traçado de ábacos, objetivando o projeto de um estabilizador de tensão, em capítulos subsequentes.

2 Estudo Analítico da Estrutura Proposta

2.1 Introdução

Este capítulo trata da análise do estágio de potência do conversor em estudo, ou seja, da estrutura proposta no primeiro capítulo. Esta análise consiste na apresentação das etapas de funcionamento do conversor e suas principais formas de onda, na obtenção do ganho estático e da função de transferência do conversor, na determinação da ondulação de corrente nos indutores (L_1 e L_2) e da ondulação de tensão no capacitor do filtro de saída e na obtenção de ábacos para determinar o filtro de saída (L_1 , L_2 e C_o). São determinadas também as relações de transformação dos transformadores T_1 e T_2 e os esforços de tensão e corrente nos componentes do estágio de potência.

Consideram-se para esta análise do funcionamento da estrutura proposta, as topologias apresentadas nas Fig. 37 e Fig. 38 do capítulo precedente. Os indutores L_1 e L_2 , juntamente com o capacitor C_o constituem o filtro de saída. As resistências dos enrolamentos dos indutores de filtragem são representadas por R_{L1} e R_{L2} e por serem de pequeno valor não serão consideradas no decorrer deste trabalho. O indutor L_f e o capacitor C_f constituem o filtro de entrada. A carga é representada por R_o , por simplificação. Na verdade a mesma é não-linear, sendo constituída por um retificador com filtro capacitivo.

Toda análise será realizada para o semiciclo positivo da tensão de entrada, visto que para o semiciclo negativo a estrutura tem funcionamento idêntico, com exceção da corrente nos indutores L_1 e L_2 .

2.2 Etapas de funcionamento

Para descrever as etapas de funcionamento é assumido que:

- Os interruptores de potência são ideais;
- Durante um período de comutação, as tensões de entrada e de saída são constantes, isso porque a frequência de comutação (f_s) é muito maior que a frequência da rede (f_r);
- A carga é puramente resistiva.

As etapas de funcionamento são as seguintes:

Primeira etapa (t_0, t_1), (Fig. 2-1): O interruptor S_1 está conduzindo. A corrente de carga circula através de $V_1, V_2, D_2, S_1, D_3, L_1$ e $R_o//C_o$. A corrente do indutor L_2, i_{L2} , circula através de L_2, D_4, S_1, D_3 e L_1 . Durante esta etapa é transferida energia de V_1 e V_2 para a carga. Esta etapa é finalizada no instante t_1 , quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir.

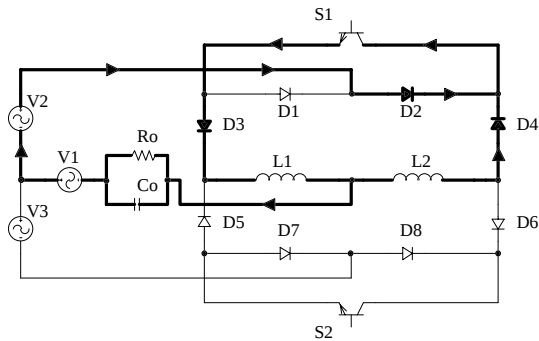


Fig. 2-1- Primeira etapa de funcionamento.

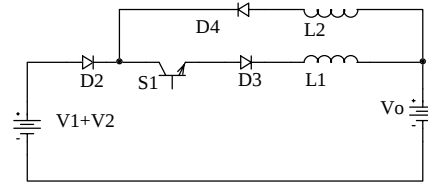


Fig. 2-2 - Circuito equivalente da primeira etapa.

Segunda etapa (t_1, t_2), (Fig. 2-3): Esta etapa tem início no momento da entrada em condução do interruptor S_2 . Os interruptores S_1 e S_2 conduzem. A corrente do indutor L_1, i_{L1} , circula através de $V_1, V_2, D_2, S_1, D_3, L_1$ e $R_o//C_o$. A corrente do indutor L_2, i_{L2} , circula através de $L_2, D_6, S_2, D_7, V_3, V_1$ e $R_o//C_o$. A carga recebe energia das fontes V_1, V_2 e V_3 . Esta etapa termina quando o interruptor S_1 é comandado a abrir, no instante t_2 .

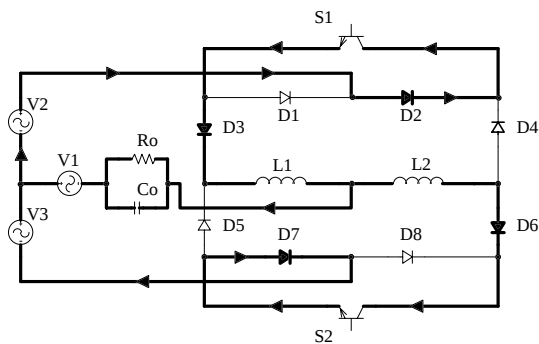


Fig. 2-3 - Segunda etapa de funcionamento.

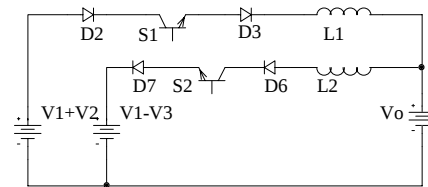


Fig. 2-4 - Circuito equivalente da segunda etapa.

Terceira etapa (t_2, t_3), (Fig. 2-5): No instante t_2 , quando o interruptor S_1 é comandado a abrir tem início a terceira etapa. O interruptor S_2 está conduzindo. A corrente da carga circula por $V_1, V_3, D_8, S_2, D_5, L_1$ e $R_o//C_o$. A corrente i_{L2} circula através de L_2, D_6, S_2, D_5, L_1 e $R_o//C_o$. A carga recebe energia das fontes V_1 e V_3 . A tensão aplicada sobre a mesma é a diferença entre V_1 e V_3 . Esta etapa é finalizada no instante t_3 , quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir.

Os fenômenos de comutação (recuperação reversa, por exemplo) dos diodos D_1 à D_8 não

estão sendo considerados nesta descrição das etapas de funcionamento. Em seção subsequente deste trabalho mostra-se que as recuperações reversas dos diodos, alteram significativamente os valores máximos de corrente nos componentes do circuito, exigindo circuitos de ajuda à comutação, para permitir melhor controlar estes fenômenos.

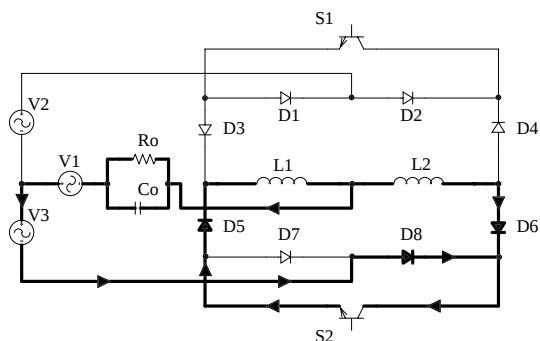


Fig. 2-5 - Terceira etapa de funcionamento.

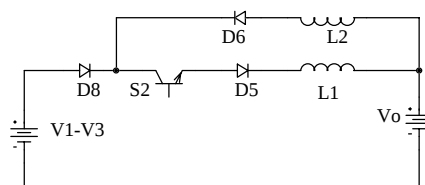


Fig. 2-6 - Circuito equivalente da terceira etapa.

Quarta etapa (t_3 , t_4), (Fig. 2-7): Quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir no instante t_3 tem início a quarta etapa de funcionamento. Assim como na segunda etapa, os interruptores S_1 e S_2 estão conduzindo. A corrente do indutor L_1 , i_{L1} , circula através de V_1 , V_2 , D_2 , S_1 , D_3 , L_1 e $R_o//C_o$. A corrente do indutor L_2 , i_{L2} , circula através de L_2 , D_6 , S_2 , D_7 , V_3 , V_1 e $R_o//C_o$. A carga recebe energia das fontes V_1 , V_2 e V_3 . Esta etapa é finalizada quando o interruptor S_2 é comandado a abrir no instante t_4 .

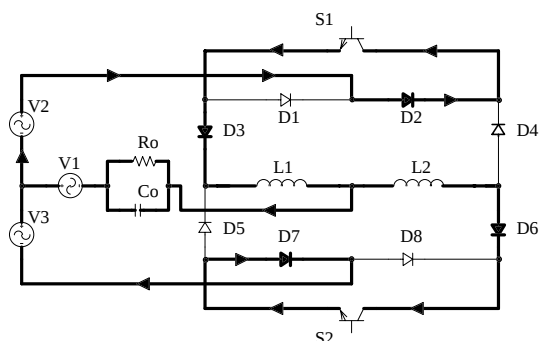


Fig. 2-7 - Quarta etapa de funcionamento.

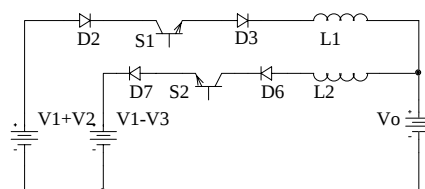


Fig. 2-8 - Circuito equivalente da quarta etapa.

As principais formas de onda, idealizadas, para um período de comutação, e considerando a tensão de entrada no seu valor de amplitude máxima, são mostradas na Fig. 2-9.

Pode-se verificar pela Fig. 2-9 que as tensões sobre os indutores L_1 e L_2 tem polaridades contrárias. Isso significa que, quando um indutor está sendo magnetizado o outro estará sendo desmagnetizado. Com relação às derivadas de corrente, enquanto num indutor a corrente estará

com derivada positiva, no outro terá derivada negativa.

Os intervalos de condução simultânea dos interruptores S_1 e S_2 não afetam as tensões sobre os indutores, conseqüentemente as derivadas de corrente não são alteradas. Já as tensões sobre os interruptores comandados S_1 e S_2 tornam-se nulas durante os intervalos Δt , claro, porque ambos os interruptores estão conduzindo.

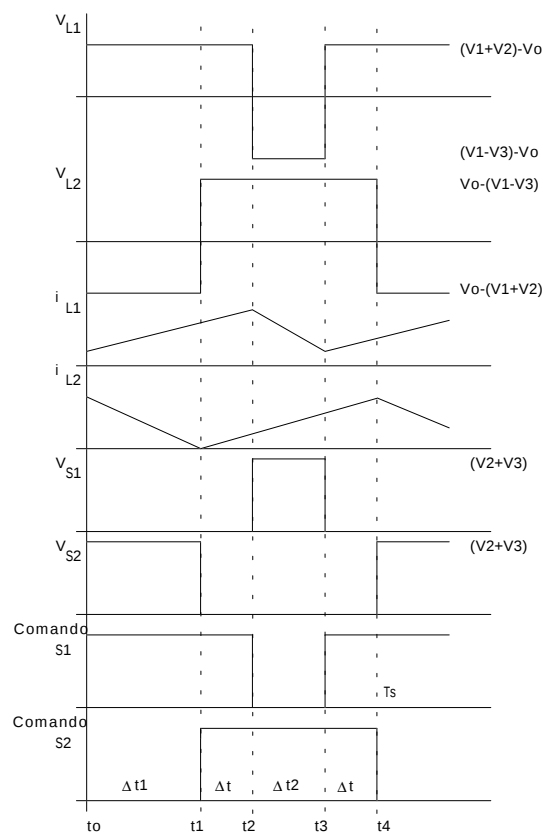


Fig. 2-9 - Principais formas de onda.

2.3 Ganho estático e função de transferência do conversor

2.3.1 Modelo da chave PWM de Vorpérian – Modo contínuo de corrente

Um conversor é um circuito elétrico não-linear devido à comutação dos interruptores (transistores e diodos). Para linearizar um conversor pode ser usado o modelo da chave PWM de Vorpérian [27]. Este modelo fornece um circuito equivalente para o interruptor e o diodo. O modelo da chave PWM de Vorpérian pode ser usado em qualquer conversor. Considere-se o circuito de um conversor Buck mostrado na Fig. 2-10. Neste circuito os interruptores (S e D) serão substituídos pelo modelo da chave PWM. Nota-se a presença de três terminais: o terminal ativo (**a**),

o terminal comum (c) e o terminal passivo (p). O ponto **a** está conectado ao interruptor S, pois o mesmo é o interruptor ativo. O ponto **p** é conectado ao diodo D, pois o mesmo é componente passivo. O ponto **c** é o ponto comum aos dois interruptores.

As relações entre tensões e correntes nos três pontos da chave PWM são dadas por:

$$i_a(t) = \begin{cases} i_c(t) & 0 \leq t \leq DT_s \\ 0 & DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (2.1)$$

$$v_{cp}(t) = \begin{cases} v_{ap}(t) & 0 \leq t \leq DT_s \\ 0 & DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (2.2)$$

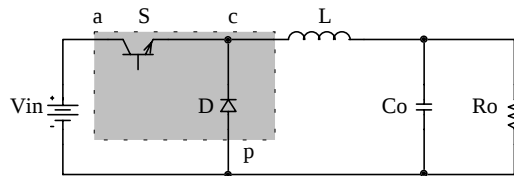


Fig. 2-10 - Conversor Buck.

As relações dadas acima representam os valores instantâneos da corrente e da tensão. Os valores médios das mesmas são dados por:

$$i_a = di_c \quad (2.3)$$

$$v_{cp} = dv_{ap} \quad (2.4)$$

O equacionamento que segue é válido para o conversor Buck.

Com as equações (2.3) e (2.4) pode-se desenhar um circuito para representar seu comportamento. No entanto, é necessário definir o ponto de operação do mesmo. Aplicando-se uma perturbação para linearizar o modelo tem-se:

$$d = D \quad (2.5)$$

$$i_a = Di_c \rightarrow \hat{i}_a = D\hat{i}_c \quad (2.6)$$

$$v_{cp} = D v_{ap} \rightarrow \hat{v}_{cp} = D \hat{v}_{ap} \quad (2.7)$$

O circuito que representa as expressões (2.6) e (2.7) é mostrado na Fig. 2-11. O transformador ali presente é do tipo DC, capaz de transferir tensões contínuas. Este componente não é um componente físico, mas idealizado.

O modelo da chave PWM mostrado na Fig. 2-12 pode ser usado para obter-se o ganho estático do conversor, já que este modelo representa tensões e correntes médias nos terminais **a**, **p** e **c** da chave PWM.

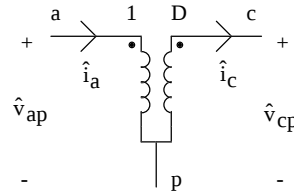


Fig. 2-11 - Circuito equivalente da chave PWM.

Para obter-se a função de transferência do conversor, ou seja, a expressão que representa a resposta do conversor a variações na largura de pulso dos sinais de comando, deve-se causar uma perturbação na largura de pulso “d” nas equações (2.3) e (2.4):

$$i_a = d i_c \rightarrow \hat{i}_a = \hat{d} I_c + D \hat{i}_c \quad (2.8)$$

$$v_{cp} = d v_{ap} \rightarrow \hat{v}_{cp} = \hat{d} V_{ap} + D \hat{v}_{ap} \quad (2.9)$$

Pode-se reescrever a equação (2.9) para obter-se:

$$\hat{v}_{ap} = \frac{\hat{v}_{cp}}{D} - V_{ap} \frac{\hat{d}}{D} \quad (2.10)$$

Desta forma, o modelo equivalente para variações em d é mostrado na Fig. 2-12.

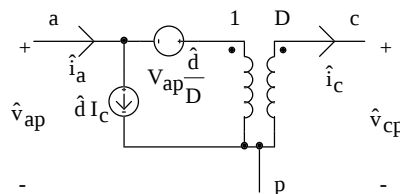


Fig. 2-12 - Modelo da chave PWM para variações em d.

2.3.2 Ganho estático do conversor

Por meio do modelo da chave PWM pode ser obtido o ganho estático do conversor. Na Fig. 2-13 é mostrado o circuito equivalente da segunda etapa de funcionamento do conversor.

O circuito equivalente, com o modelo da chave PWM, é mostrado na Fig. 2-14. Nota-se

que os elementos acumuladores de energia (capacitores e indutores) foram retirados do circuito, pois a tensão média sobre os mesmos é nula, para o caso dos indutores.

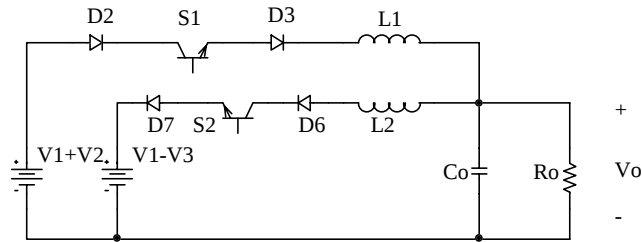


Fig. 2-13 - Circuito equivalente da segunda etapa de funcionamento do conversor.

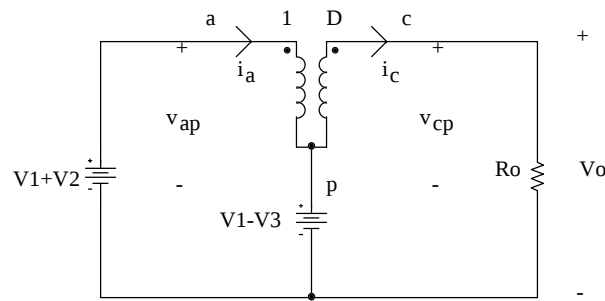


Fig. 2-14 - Circuito equivalente para obter-se o ganho estático.

A tensão v_{ap} é dada por:

$$v_{ap} = (V_1 + V_2) - (V_1 - V_3) = V_2 + V_3 \quad (2.11)$$

Portanto, a tensão v_{cp} será dada por:

$$v_{cp} = D v_{ap} = D(V_2 + V_3) \quad (2.12)$$

Pode-se obter então a tensão de saída:

$$\boxed{V_o = V_1 - V_3 + D(V_2 + V_3)} \quad (2.13)$$

A corrente i_c é igual a corrente i_o , e é dada por:

$$i_c = i_o = \frac{V_o}{R_o} \quad (2.14)$$

2.3.3 Função de transferência do conversor

Para obter-se a função de transferência do conversor deve ser usado o modelo da chave PWM mostrado na Fig. 2-12. O circuito equivalente do conversor usando o modelo da chave PWM é mostrado na Fig. 2-15.

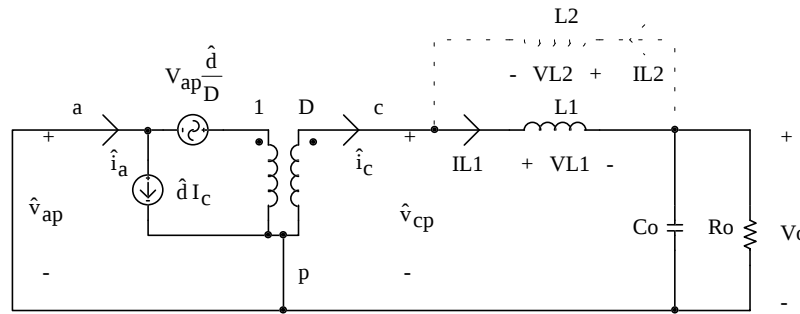


Fig. 2-15 - Circuito equivalente do conversor com o modelo da chave PWM para variações em d .

O indutor L_2 (traço pontilhado) no circuito da Fig. 2-15, será ignorado no equacionamento do circuito para obter-se a função de transferência do conversor, isto pelos seguintes motivos:

1. Durante o semiciclo positivo da tensão da rede o indutor L_2 não transfere energia para a carga;
2. No equacionamento do circuito equivalente mostrado na Fig. 2-15 o indutor L_2 modificaria a função de transferência, levando a uma expressão incorreta;
3. O funcionamento do circuito, para o semiciclo positivo da rede, não é alterado com a retirada do indutor L_2 .

Desta forma, pode-se escrever as tensões $\hat{v}_{ap}$ e $\hat{v}_{cp}$ como sendo:

$$\hat{v}_{ap} = V_{ap} \frac{\hat{d}}{D} \quad (2.15)$$

$$\hat{v}_{cp} = D \left(V_{ap} \frac{\hat{d}}{D} \right) \quad (2.16)$$

Escrevendo o somatório das tensões na malha da direita tem-se:

$$\hat{v}_{cp} = V_{L1} + V_o \quad \therefore \quad D \left(V_{ap} \frac{\hat{d}}{D} \right) = V_{L1} + V_o \quad \therefore \quad V_{ap} \hat{d} = V_{L1} + V_o \quad (2.17)$$

A corrente $\hat{i}_c$ é igual a corrente do indutor L_1 (ignorando o indutor L_2), e é dada por:

$$\hat{i}_c = i_{L1} = i_{Co} + i_{Ro} \quad (2.18)$$

As correntes i_{Co} e i_{Ro} , no domínio da frequência, serão:

$$i_{Co}(s) = s C_o V_o(s) \quad (2.19)$$

$$i_{Ro}(s) = \frac{V_o(s)}{R_o} \quad (2.20)$$

Portanto, a corrente $i_{L1}(s)$ é:

$$i_{L1}(s) = s C_o V_o(s) + \frac{V_o(s)}{R_o} \quad (2.21)$$

Mas a tensão sobre o indutor L_1 pode ser escrita como:

$$V_{L1}(s) = s L_1 i_{L1}(s) \quad (2.22)$$

Portanto:

$$V_{L1}(s) = s L_1 [i_{Co}(s) + i_{Ro}(s)] = s L_1 \left[s C_o V_o(s) + \frac{V_o(s)}{R_o} \right] \quad (2.23)$$

Chamando $L_1 = L_2 = L_o$:

$$V_{L1}(s) = s^2 L_o C_o V_o(s) + s \frac{L_o}{R_o} V_o(s) \quad (2.24)$$

Levando a equação (2.24) na equação (2.17) tem-se:

$$V_{ap} \hat{d}(s) = V_{L1}(s) + V_o(s) = s^2 L_o C_o V_o(s) + s \frac{L_o}{R_o} V_o(s) + V_o(s) \quad (2.25)$$

Mas V_{ap} é obtido da equação (2.11):

$$V_{ap} = V_2 + V_3 \quad (2.26)$$

Portanto:

$$(V_2 + V_3) \hat{d}(s) = V_o(s) \left[s^2 L_o C_o + s \frac{L_o}{R_o} + 1 \right] \quad (2.27)$$

Então finalmente tem-se:

$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = (V_2 + V_3) \frac{1}{s^2 L_o C_o + s \frac{L_o}{R_o} + 1} \quad (2.28)$$

A tensão de controle V_c é dada por:

$$D(s) = \frac{V_C(s)}{V_S(s)} \quad (2.29)$$

Portanto:

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{V_C(s)} = \frac{(V_2 + V_3)}{V_S} \frac{1}{s^2 L_o C_o + s \frac{L_o}{R_o} + 1} \quad (2.30)$$

Usando $s = j\omega$ tem-se a função de transferência do conversor:

$$G(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_C(j\omega)} = \frac{(V_2 + V_3)}{V_S} \frac{1}{(j\omega)^2 L_o C_o + (j\omega) \frac{L_o}{R_o} + 1} \quad (2.31)$$

A partir da expressão (2.31) é possível traçar o diagrama de módulo e o diagrama de fase

do conversor.

Na Fig. 2-16 mostra-se o diagrama de Bode de módulo do conversor em estudo.

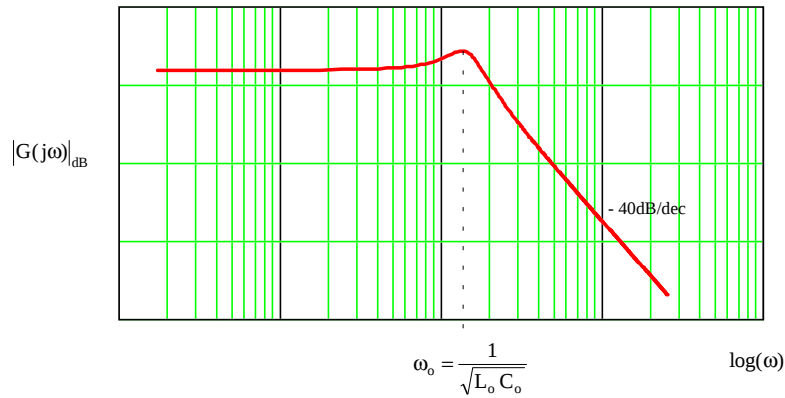


Fig. 2-16 - Diagrama de Bode de módulo de $G(j\omega)$.

Pode-se notar pelo diagrama da Fig. 2-16 que o conversor é estável, com ganho constante até uma década abaixo da frequência de ressonância ω_0 . A partir da frequência de ressonância ω_0 o ganho decresce numa taxa de -40 dB/dec .

Na Fig. 2-17 mostra-se o diagrama de Bode de fase do conversor em estudo. Nota-se pela Fig. 2-17 que a fase de $G(j\omega)$ é de 0° uma década abaixo de ω_0 . Em ω_0 a fase vale -90° e decresce para -180° uma década acima da frequência de ressonância do filtro de saída (ω_0).

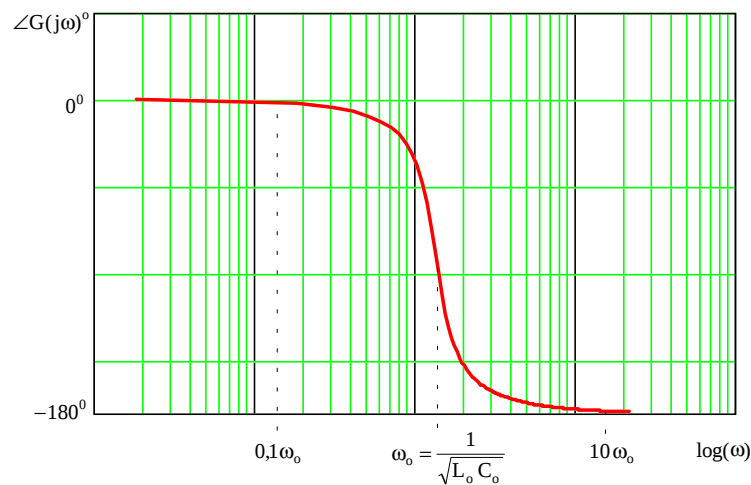


Fig. 2-17 - Diagrama de Bode de fase da função de transferência do conversor.

Sendo o conversor estável, um compensador proporcional seria uma alternativa simples e fácil de ser implementada. Desta forma, em virtude da semelhança da função de transferência do conversor em estudo com a função de transferência de um conversor Buck, tende-se ao uso de um

compensador avanço-atraso de fase, que pode também ser chamado de proporcional-integral-derivativo (PID) modificado. Este compensador acrescenta as seguintes características à função de transferência em malha fechada:

1. Ganho em baixas frequências elevado, eliminando o erro estático;
2. Filtragem das altas frequências devido à comutação;
3. Resposta em malha fechada com característica de sistema de primeira ordem;
4. Compensação da resistência série equivalente do capacitor de saída (RSE).

O circuito elétrico do compensador de tensão é mostrado na Fig. 2-18. A função de transferência deste compensador é dada por:

$$C(s) = \frac{(1 + s R_2 C_1)(1 + s R_4 C_2)}{s(R_1 + R_2)C_2 \left[1 + s \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_1 \right]} \quad (2.32)$$

Substituindo $s = j\omega$ tem-se:

$$C(j\omega) = \frac{[1 + (j\omega) R_2 C_1][1 + (j\omega) R_4 C_2]}{(j\omega)(R_1 + R_2)C_2 \left[1 + (j\omega) \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_1 \right]} \quad (2.33)$$

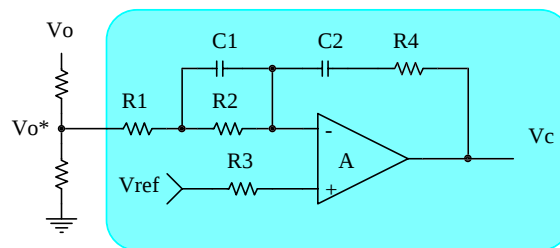


Fig. 2-18 - Circuito elétrico do compensador de tensão avanço-atraso de fase.

Na Fig. 2-19 mostra-se o diagrama de módulo idealizado do conversor e do compensador avanço-atraso de fase. Na mesma figura visualiza-se o diagrama de Bode de módulo resultante da soma dos módulos do conversor mais o compensador.

Já na Fig. 2-20 são mostrados os diagramas de Bode de fase do conversor, compensador e resultante.

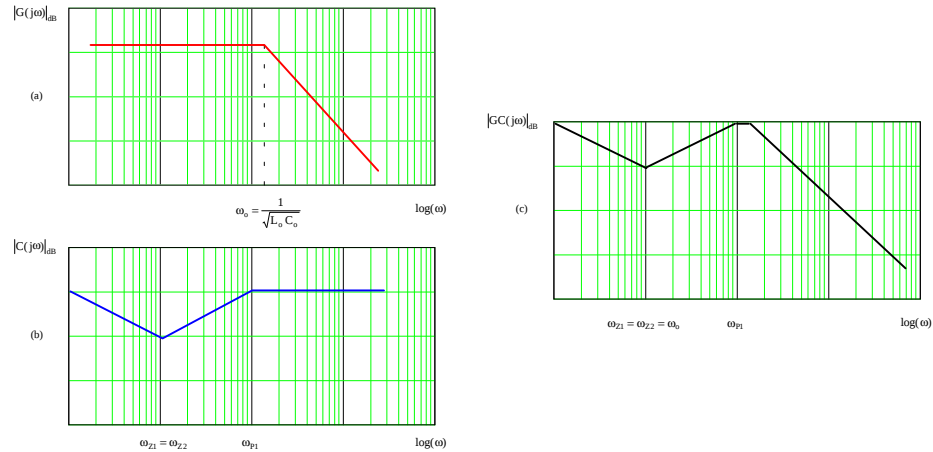


Fig. 2-19 - Diagramas de Bode de módulo idealizados do conversor (a), do compensador (b) e resultante (c).

O sistema de controle completo, usando o compensador avanço-atraso de fase é mostrado na Fig. 2-21. O divisor resistivo para amostrar a tensão na saída é representado pelo bloco denominado de G.

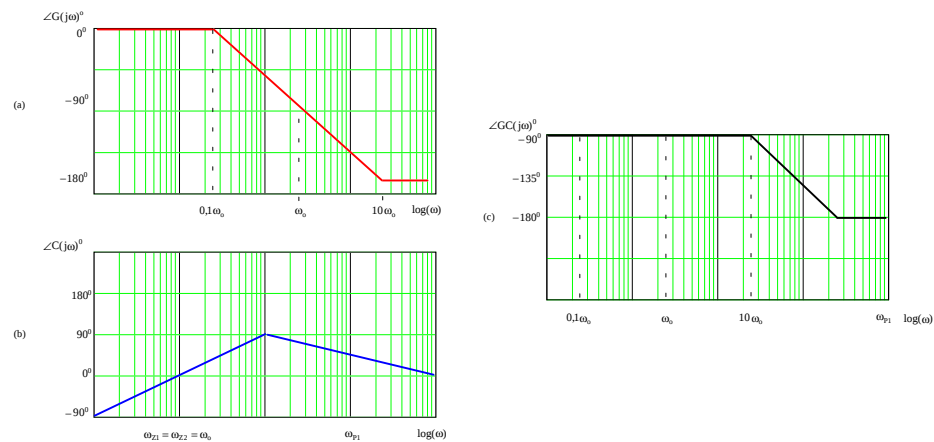


Fig. 2-20 - Diagramas de Bode de fase idealizados do conversor (a), do compensador (b) e resultante (c).

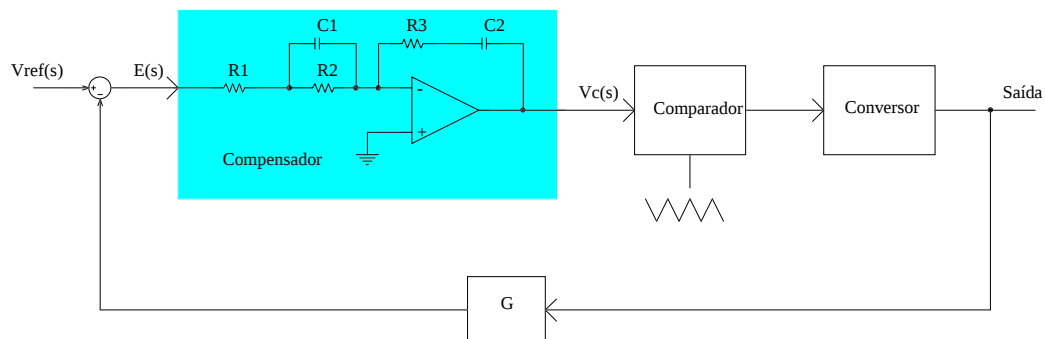


Fig. 2-21 - Sistema de controle usando compensador avanço-atraso.

Um dos problemas dos conversores, e também do conversor buck, é a dependência da função de transferência da carga do circuito. Isso faz com que um compensador projetado para um determinado ponto de operação do conversor possa não ser adequado para um novo ponto de operação, que pode ser determinado por uma variação na carga do circuito, na tensão de entrada ou na tensão de referência. Para o caso de cargas não-lineares o problema é evidenciado a cada período de rede, pois a carga não-linear caracteriza-se por variações extremas, ou seja, parte do tempo o circuito opera sem carga, enquanto em outros instantes opera com carga máxima. Um compensador capaz de estabilizar a operação do conversor em malha fechada para tais aplicações (cargas não-lineares) deve ser robusto e rápido o suficiente para manter a qualidade na forma de onda da tensão de saída. Conciliar estas duas características é algo difícil de conseguir com um compensador do tipo linear, que é o caso do avanço-atraso de fase. Nestas situações os controladores não-lineares, modo deslizante, por exemplo, mostram-se mais eficientes e estáveis.

Na Fig. 2-22 mostra-se os diagramas de módulo e fase de um compensador do tipo modo deslizante.

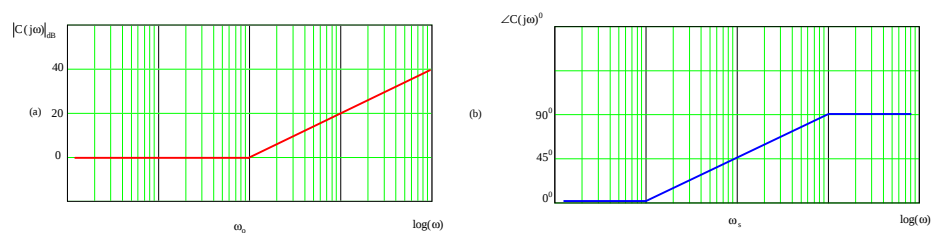


Fig. 2-22 - Diagramas de Bode idealizados de módulo (a) e de fase (b).

O sistema de controle completo, usando o compensador do tipo modo deslizante é mostrado na Fig. 2-23. O divisor resistivo para amostrar a tensão na saída é representado pelo bloco denominado de G_0 . O bloco representado pelo ganho G_1 é um amplificador de tensão, o que é necessário para adequar o ganho de malha aberta do sistema para o valor desejado.

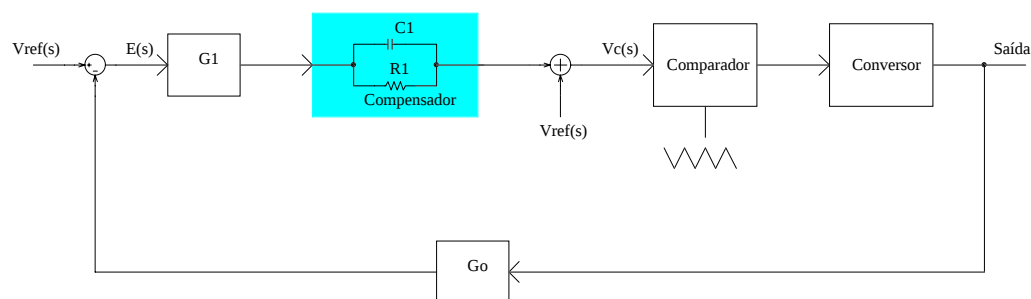


Fig. 2-23 - Sistema de controle usando modo deslizante.

Na Fig. 2-24 mostra-se a tensão de saída amostrada pelo sensor de tensão e a tensão de referência.

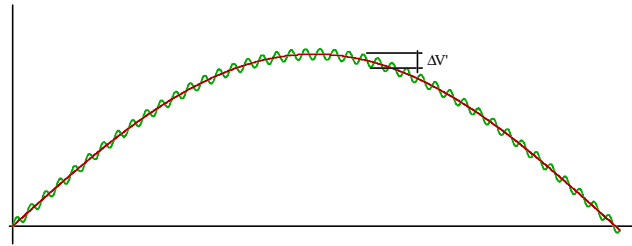


Fig. 2-24 - Tensão de saída amostrada e tensão de referência.

A ondulação de tensão é dada por:

$$\Delta V' = \Delta V_o G_o \quad (2.34)$$

Onde ΔV_o é a ondulação na tensão de saída e G_o é o ganho do atenuador de tensão.

O erro será:

$$\varepsilon = V_{\text{ref}} - \Delta V' \quad (2.35)$$

Pode-se concluir que, subtrair $\Delta V'$ de V_{ref} é o mesmo que eliminar a componente média de V_o . Portanto:

$$\Delta \varepsilon = \Delta V' = \Delta V_o G_o \quad (2.36)$$

A frequência de $\Delta V'$ é igual a frequência de comutação. O ganho do compensador (SD) na frequência de comutação em dB é nulo.

Na Fig. 2-25 mostra-se a forma de onda da tensão triangular e da tensão de comparação.

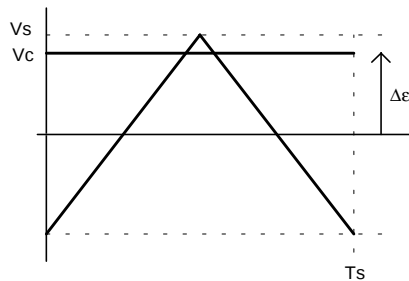


Fig. 2-25 - Tensão triangular e tensão de comparação.

Verifica-se pela Fig. 2-25 que:

$$\Delta \epsilon \leq V_s \quad (2.37)$$

$$\Delta \epsilon G_1 \leq V_s \quad (2.38)$$

$$\boxed{G_1 \leq \frac{V_s}{\Delta V_o G_o}} \quad (2.39)$$

O ganho G_1 é definido como o ganho na região plana do controlador.

2.4 Escolha inicial das relações de transformação

Para determinar os componentes do filtro de saída é necessário o conhecimento dos valores de tensão (V_1 , V_2 e V_3) disponíveis para o circuito de potência do conversor. Assim sendo, faz-se inicialmente uma escolha das relações de transformação dos transformadores T_1 e T_2 (Fig. 1-38). Em seguida, projeta-se o filtro de saída. Após esta etapa, pode-se escolher novas relações de transformação visando melhorar o desempenho do circuito.

A escolha das relações de transformação dos transformadores T_1 e T_2 é de fundamental importância para obter-se um bom funcionamento do conversor como estabilizador e como filtro ativo de tensão.

A principal função do transformador T_1 é isolamento, portanto, sua relação de transformação pode ser unitária, ou seja, $n_1 = 1$. Já as relações de transformação de T_2 , que são n_2 e n_3 , para as saídas V_2 e V_3 respectivamente, não podem ser arbitradas de forma tão simples. Em seção seguinte será verificado que n_3 está relacionada com n_2 . Assim, basta especificar a relação de transformação n_2 . As relações de transformação são definidas por $n_1 = V_i / V_1 = 1$, $n_2 = V_2 / V_1$ e $n_3 = V_3 / V_1$.

A ondulação de corrente nos indutores do filtro de saída (L_1 e L_2) depende das tensões de entrada (V_1 , V_2 e V_3) do conversor. Conseqüentemente a ondulação de tensão na saída também é dependente destas tensões, visto que esta ondulação depende da ondulação de corrente. Nota-se assim, uma dependência entre as tensões de entrada, que dependem das relações de transformação dos transformadores, e os elementos do filtro de saída. Outra relação está no fato de que a corrente de carga circulando pelos elementos do filtro de saída, especialmente dos indutores, provoca quedas de tensão. Estas quedas de tensão devem ser levadas em conta no momento da escolha das relações de transformação.

Na Fig. 2-26 mostra-se o estágio de potência do conversor, destacando o intervalo de tempo em que o interruptor S_1 está conduzindo.

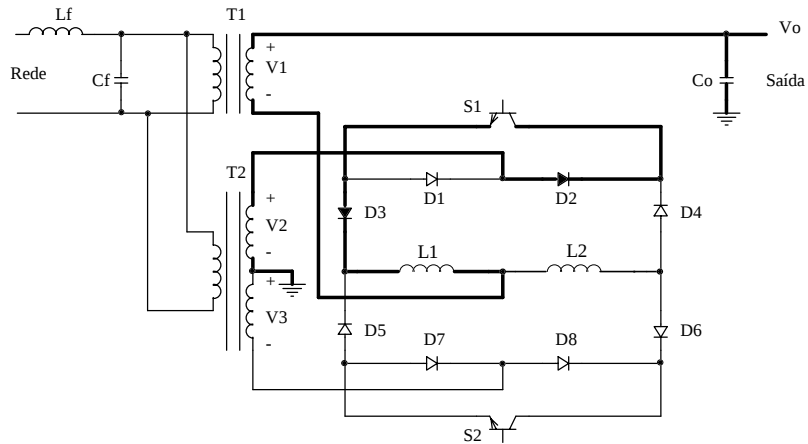


Fig. 2-26 - Estágio de potência do estabilizador para S_1 conduzindo.

Pela Fig. 2-26 pode-se escrever a tensão sobre o indutor L_1 como sendo:

$$V_{L1} = V_1 + V_2 - V_o - V_{\text{semi}} \quad (2.40)$$

A tensão V_{semi} é a queda de tensão sobre os elementos semicondutores do circuito, ou seja, em S_1 , D_2 e D_3 .

Visto que a relação de transformação n_1 é unitária, pode-se escrever a tensão V_2 em função da relação de transformação n_2 como sendo:

$$V_2 = n_2 V_1 = n_2 V_i \quad (2.41)$$

Portanto, a tensão sobre o indutor L_1 é dada por:

$$V_{L1} = V_1(1 + n_2) - V_o - V_{\text{semi}} \quad (2.42)$$

Para uma dada carga não-linear, que provoca as maiores quedas de tensão nos indutores do filtro, é necessário conhecer a derivada de corrente da mesma. Pode-se escrever a indutância de L_1 e L_2 em função da tensão sobre os mesmos e da derivada de corrente:

$$L = L_1 = L_2 = \frac{V_1(1 + n_2) - V_o - V_{\text{semi}}}{di/dt} \quad (2.43)$$

A queda de tensão provocada pelos elementos do circuito é dada por:

$$\Delta V = V_1(1 + n_2) - V_o - V_{\text{semi}} \quad (2.44)$$

A frequência de corte do filtro de saída deve estar uma década abaixo da frequência de comutação. Portanto, a capacitância do filtro de saída (C_o), é dada por:

$$C_o \geq \frac{100}{(2\pi f_s)^2 L} \quad (2.45)$$

Com as expressões (2.43), (2.44) e (2.45) pode-se obter o ábaco mostrado na Fig. 2-27. Para obtenção deste ábaco considerou-se:

$$f_s = 20 \text{ kHz} \quad V_1 = V_n - 20\% = 311 \cdot 0,8 \cong 250 \text{ V} \quad V_o = 311 \text{ V} \quad di/dt = 0,15 \text{ A}/\mu\text{s}$$

$$V_{\text{semi}} = 3 \cdot 2 = 6 \text{ V}$$

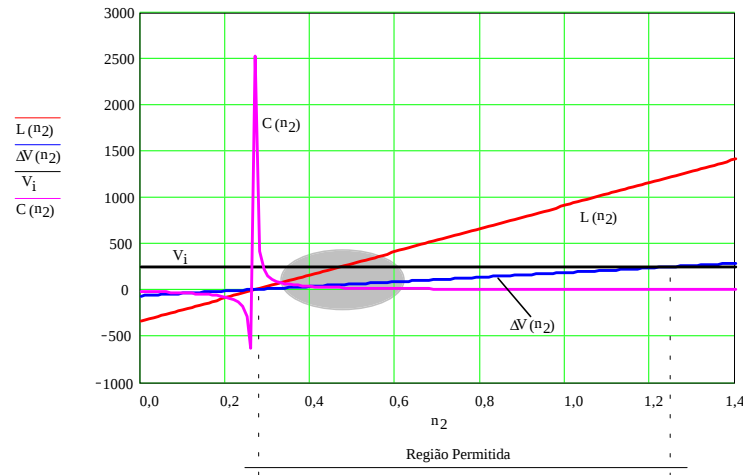


Fig. 2-27 - Ábaco para determinar n_2 .

Verifica-se pelo ábaco da Fig. 2-27 que existem limites para a escolha de n_2 . Estes limites são dados pela região de valores positivos de L e onde a queda de tensão (ΔV) no indutor é menor do que a tensão de entrada. Nota-se também que a medida que se aumenta n_2 faz-se necessário indutores maiores, aumentando também a queda de tensão nos mesmos. Já para indutores muito pequenos torna-se necessária a escolha de capacitores de valor muito elevado, o que também não é vantajoso. Pode-se escolher então n_2 próximo de 0,4. Tem-se aí baixos valores para C_o e pouca queda de tensão sobre o indutor.

2.5 Filtro de saída

Com a determinação das relações de transformação de T_1 e T_2 pode-se determinar os componentes do filtro de saída (L_1 , L_2 e C_o).

Com a tensão V_2 , obtida através da relação de transformação n_2 , calcula-se o indutor do filtro de saída em função da derivada de corrente na carga não-linear através da expressão (2.46):

$$L_o = L_1 = L_2 = \frac{V_1(1+n_2) - V_o - V_{semi}}{di/dt} \quad (2.46)$$

Para determinar o valor do capacitor do filtro de saída (C_o) faz-se necessário estabelecer algumas relações. Inicialmente estabelece-se a máxima derivada de tensão no capacitor C_o , sendo que esta é uma restrição devido ao circuito de controle.

Na Fig. 2-28 mostra-se a forma de onda triangular que será comparada ao sinal de saída do compensador de tensão para gerar os pulsos de comando (PWM) dos interruptores.

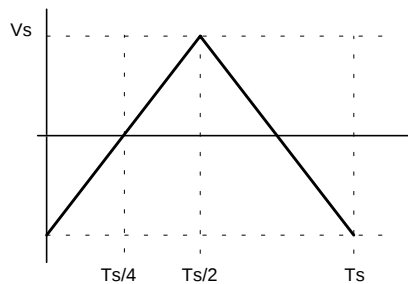


Fig. 2-28 - Tensão triangular.

A derivada da rampa de subida ou descida da triangular é dada por:

$$\Delta V_{rampa} = \frac{V_s}{T_s/4} \quad (2.47)$$

A ondulação de tensão no capacitor de saída é propagada ao circuito de controle através do divisor resistivo que amostra a tensão de saída para comparação com a referência. O ganho do divisor resistivo é denominado de A_{ten} , pois na verdade não é um ganho, mas sim, uma atenuação. Denominando o ganho do controlador (linear ou não-linear) na frequência de comutação de G_{fs} , pode-se escrever a derivada da tensão no capacitor de saída como sendo:

$$dvo/dt = \frac{\Delta V_{\text{rampa}}}{A_{\text{ten}} G_{\text{fs}}} \quad (2.48)$$

Na Fig. 2-29 mostra-se o filtro de saída do conversor para posterior análise.

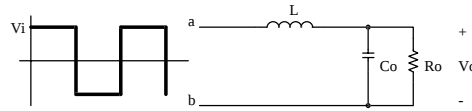


Fig. 2-29 - Filtro de saída.

Desprezando-se R_o , pois o mesmo tem valor bastante elevado, quando o circuito opera com carga não-linear, e considerando apenas a componente fundamental da tensão V_{ab} tem-se:

$$V_{ab} = \frac{4}{\pi} V_i \quad (2.49)$$

A tensão de saída pode ser escrita em função das impedâncias dos elementos do circuito como sendo:

$$V_o = V_{ab} \frac{Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (2.50)$$

$$\frac{V_o}{V_{ab}} = \frac{1}{1 + \omega_s^2 L C_o} \quad (2.51)$$

A tensão de saída também pode ser escrita por:

$$V_o = i_c Z_o = \frac{1}{\omega_s C} dvo/dt \quad (2.52)$$

Levando a equação (2.52) na equação (2.51) obtém-se uma relação para L e C_o dada por:

$$L C_o = \frac{\frac{\omega_s}{\omega_s^2} \frac{4 V_i}{\pi} - 1}{\omega_s^2} \quad (2.53)$$

A tensão V_i é dada por:

$$V_i = V_1(1 + n_2) - V_{\text{semi}} \quad (2.54)$$

Levando as equações (2.48) e (2.54) na equação (2.53) obtém-se:

$$C_o = \frac{\frac{\omega_s \text{Aten } G_{Fs}}{\Delta V_{\text{rampa}}} \frac{4(V_1(1 + n_2) - V_{\text{semi}})}{\pi} - 1}{\omega_s^2 L} \quad (2.55)$$

O capacitor é escolhido então pela equação (2.55) ou pela equação (2.56), sendo que é adotado o maior valor.

$$C_o = \frac{100}{(2\pi f_s)^2 L} \quad (2.56)$$

2.5.1 Problema do ângulo de fase do filtro

Para obter-se as expressões apresentadas neste trabalho, desconsidera-se a defasagem entre a fundamental da tensão e a fundamental da corrente nos componentes do estágio de potência do conversor. A impedância do filtro de saída é dada por:

$$Z_o = X_{L_o} + \frac{R_o X_{C_o}}{R_o + X_{L_o}} \quad (2.57)$$

Na Fig. 2-30 mostra-se a corrente na carga e no interruptor S_1 . Pode-se notar claramente que durante a passagem por zero da corrente de carga, a corrente no interruptor não é zero. Isto provoca um aumento nas correntes média e eficaz no mesmo. Na verdade este fenômeno ocorre em todos os componentes do circuito de potência.

Uma forma simples de levar em consideração o efeito da defasagem, é considerar que a corrente de carga é formada por uma componente em fase com a tensão de saída (V_o) e outra em quadratura. Na Fig. 2-31 mostra-se o diagrama vetorial da corrente de carga levando em consideração uma composição vetorial de uma corrente em fase e uma em quadratura.

Desta forma, com o valor da corrente de carga que está em fase com a tensão de carga, $I_{o_{0^\circ}}$, e com o ângulo de defasagem introduzido pelo filtro, pode-se obter a corrente de carga corrigida, dada por:

$$I_o = \frac{I_{o_0^\circ}}{\cos(\theta_o)} \quad (2.58)$$

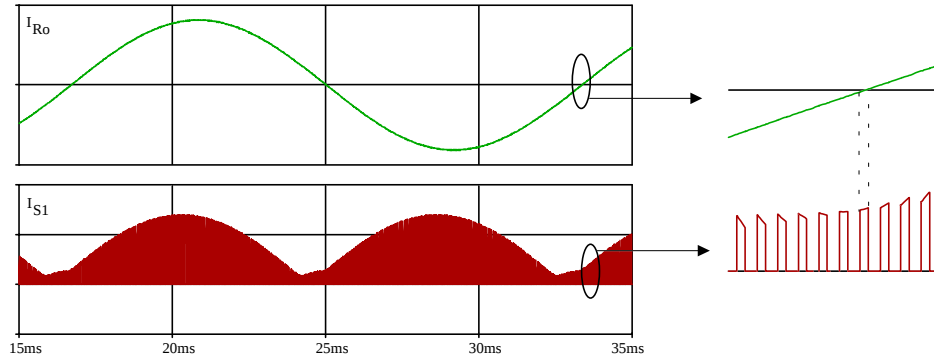


Fig. 2-30 - Corrente na carga e no interruptor S_1 .

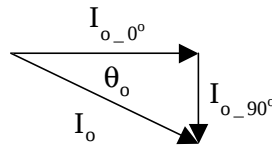


Fig. 2-31 - Diagrama fasorial para a corrente de carga.

2.6 Relações de transformação dos transformadores T_1 e T_2

Nesta seção tem-se por objetivo determinar as relações de transformação (RT) para os transformadores T_1 e T_2 em função da variação na tensão de entrada desejada, da máxima razão cíclica e das quedas de tensão nos elementos do circuito. Tem-se assim, um refinamento da escolha inicial, realizada no item 2.4.

A relação de transformação do transformador T_1 é considerada unitária, ou seja, a tensão V_1 é especificada igual à V_o .

2.6.1 RT para $D_{\max} = 1$ e $D_{\min} = 0$

As variações na tensão de entrada são definidas como segue:

- ΔV_1^+ - Variação positiva na tensão de entrada;
- ΔV_1^- - Variação negativa na tensão de entrada.

Desta forma, quando ocorrer uma variação máxima positiva na tensão de entrada, o

interruptor S_1 deverá ficar sempre desligado, enquanto o interruptor S_2 deverá ficar sempre ligado, ou seja, a razão cíclica deverá estar no seu valor mínimo. Portanto, pode-se escrever que:

$$V_1^+ = V_1 + \Delta V_1^+ \quad (2.59)$$

$$V_o = V_1^+ - V_3 \quad (2.60)$$

$$V_o = V_1 + \Delta V_1^+ - V_3 \quad (2.61)$$

Como o objetivo é ter a tensão de saída igual à tensão de entrada:

$$V_o = V_1 \quad (2.62)$$

$$V_3 = \Delta V_1^+ \quad (2.63)$$

Portanto:

$$n_3 = \frac{V_3}{V_1^+} = \frac{\Delta V_1^+}{V_1 + \Delta V_1^+} \quad (2.64)$$

Da mesma forma, quando ocorrer uma variação máxima negativa na tensão de entrada, o interruptor S_1 deverá ficar sempre ligado, enquanto o interruptor S_2 deverá ficar sempre desligado, ou seja, a razão cíclica deverá estar no seu valor máximo. Tem-se então:

$$V_1^- = V_1 - \Delta V_1^- \quad (2.65)$$

$$V_o = V_1^- + V_2 \quad (2.66)$$

$$V_o = V_1 - \Delta V_1^- + V_2 \quad (2.67)$$

Como o objetivo é ter a tensão de saída igual à tensão de entrada:

$$V_o = V_1 \quad (2.68)$$

$$V_2 = \Delta V_1^- \quad (2.69)$$

Portanto:

$$n_2 = \frac{V_2}{V_1^-} = \frac{\Delta V_1^-}{V_1 - \Delta V_1^-} \quad (2.70)$$

Normalmente as variações positivas na tensão de entrada são iguais às variações negativas, portanto:

$$\Delta V_1^+ = \Delta V_1^- = \Delta V_1 \quad (2.71)$$

Desta forma:

$$\boxed{n_2 = \frac{\Delta V_1}{V_1 - \Delta V_1}} \quad (2.72)$$

$$\boxed{n_3 = \frac{\Delta V_1}{V_1 + \Delta V_1}} \quad (2.73)$$

2.6.2 RT para $D_{\max} < 1$ e $D_{\min} > 0$

Quando a tensão de entrada variar para seu valor máximo tem-se:

$$D = D_{\min} \quad (2.74)$$

$$V_o = V_1 + \Delta V_1^+ - V_3 + (V_2 + V_3)D_{\min} \quad (2.75)$$

$$V_o = V_1 \quad (2.76)$$

$$V_2 = \frac{V_3(1 - D_{\min}) - \Delta V_1^+}{D_{\min}} \quad (2.77)$$

Quando a tensão de entrada variar para seu valor mínimo ter-se-á:

$$D = D_{\max} \quad (2.78)$$

$$V_o = V_1 - \Delta V_1^- - V_3 + (V_2 + V_3)D_{\max} \quad (2.79)$$

$$V_3 = \frac{V_2 D_{\max} - \Delta V_1^-}{1 - D_{\max}} \quad (2.80)$$

Considerando-se que a variação positiva da tensão da rede é igual à variação negativa e usando a equação (2.77) na equação (2.80) tem-se:

$$\Delta V_1^+ = \Delta V_1^- = \Delta V_1 \quad (2.81)$$

$$V_2 D_{\min} = \frac{V_2 D_{\max} - \Delta V_1}{1 - D_{\max}} (1 - D_{\min}) - \Delta V_1 \quad (2.82)$$

Usando as relações dadas na equação (2.77) e na equação (2.80) tem-se:

$$D_{\min} = 1 - D_{\max} \quad (2.83)$$

$$D_{\max} = 1 - D_{\min} \quad (2.84)$$

$$V_2 = \frac{\Delta V_1}{2D_{\max} - 1} \quad (2.85)$$

Usando a equação (2.72) tem-se:

$$n_2 = \frac{\Delta V_1}{(V_1 - \Delta V_1)(2D_{\max} - 1)} \quad (2.86)$$

Usando a equação (2.77) na equação (2.80) tem-se:

$$V_3 = \frac{\Delta V_1}{2D_{\max} - 1} \quad (2.87)$$

Usando a equação (2.73) tem-se-á:

$$n_3 = \frac{\Delta V_1}{(V_1 + \Delta V_1)(2D_{\max} - 1)} \quad (2.88)$$

2.6.3 Algoritmo e ábaco para cálculo da RT dos transformadores

Em virtude das limitações físicas do circuito de potência e do circuito de controle, a razão cíclica máxima não pode ser igual a um (1). Também em virtude da alimentação de cargas não-lineares a razão cíclica sofre uma redução, pois para uma tensão de entrada fixa, a mesma irá variar, dentro de um período de rede, para compensar as quedas de tensão nos elementos semicondutores do circuito e nos elementos armazenadores de energia (indutores de filtragem).

Estas limitações na razão cíclica máxima, e conseqüentemente mínima, levam à necessidade de tensões maiores nas saídas do transformador T_2 (V_2 e V_3). Desta forma, a seguir

apresenta-se um algoritmo que permite estimar com boa precisão as relações de transformação do transformador T_2 .

1. Dados de entrada

- V_1 – tensão de pico de entrada;
- V_o – tensão de pico na saída;
- ΔV_1 - variação máxima na tensão de entrada;
- ΔV - queda de tensão nos elementos do circuito devido à carga não-linear;
- V_{semi} - queda de tensão nos interruptores;
- D_{max_real} - razão cíclica máxima permitida pelo controle.

2. Especificar uma razão cíclica máxima inicial

- $D_{max_ini} = D_{max_real}$

3. Cálculo das RT ($D_{max} = D_{max_ini}$)

- $n_2 = \frac{\Delta V_1}{(V_1 - \Delta V_1)(2D_{max} - 1)}$
- $n_3 = \frac{\Delta V_1}{(V_1 + \Delta V_1)(2D_{max} - 1)}$

4. Cálculo das tensões de saída de T_2

- $V_2 = n_2 V_1$
- $V_3 = n_3 V_1$

5. Cálculo da razão cíclica de operação

- $D_{oper} = \frac{V_o - V_1 + V_3 + 3V_{semi}}{V_2 + V_3}$

6. Cálculo do acréscimo de razão cíclica devido à carga não-linear

- $D_+ = \frac{V_o - V_1 + V_3 + 3V_{semi} + \Delta V}{V_2 + V_3}$

7. Cálculo da perda de razão cíclica

- $\Delta D = D_+ - D_{oper}$

8. Cálculo da nova razão cíclica máxima

- $D_{max_fin} = D_{max_real} - \Delta D$

9. Voltar ao item 2 até $D_{max_ini} = D_{max_fin}$

Na Fig. 2-32 mostra-se um ábaco que relaciona a queda de tensão nos elementos do circuito devido à carga não-linear (ΔV) em função de $D_{\max}$ para uma razão cíclica real de 0,98.

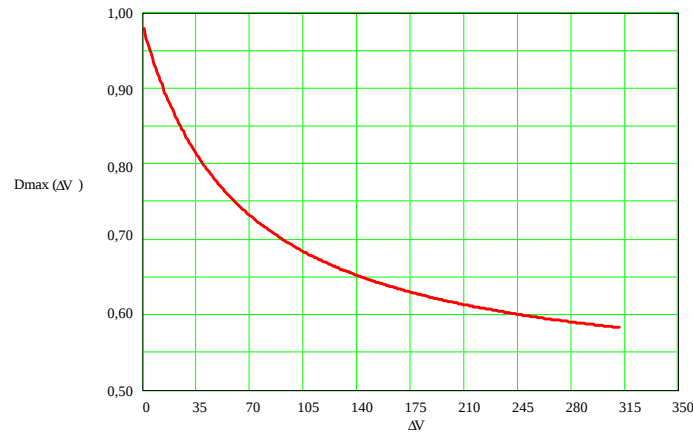


Fig. 2-32 - Ábaco para determinar $D_{\max}$.

2.6.4 Potência dos transformadores

A variação na tensão de entrada é dada pela equação (2.89) onde Δ é a variação desejada e V_1 é a tensão de entrada:

$$\Delta V_1 = \Delta \cdot V_1 \quad (2.89)$$

As equações (2.86) e (2.88) podem ser alteradas para:

$$n_2 = \frac{\Delta V_1}{(V_1 - \Delta V_1)(2D_{\max} - 1)} = \frac{\Delta}{(1 - \Delta)(2D_{\max} - 1)} \quad (2.90)$$

$$n_3 = \frac{\Delta V_1}{(V_1 + \Delta V_1)(2D_{\max} - 1)} = \frac{\Delta}{(1 + \Delta)(2D_{\max} - 1)} \quad (2.91)$$

As tensões máximas nos secundários dos transformadores T_1 e T_2 são dadas por:

$$V_{1_{\max}} = V_1 + \Delta V_1 = V_1(1 + \Delta) \quad (2.92)$$

$$V_{2_{\max}} = n_2 V_{1_{\max}} = n_2 V_1(1 + \Delta) \quad (2.93)$$

$$V_{3_{\max}} = n_3 V_{1_{\max}} = n_3 V_1(1 + \Delta) \quad (2.94)$$

A potência do transformador T_1 será dada por:

$$P_1 = I_1 V_{1_{\max}} = I_1 V_1 (1 + \Delta) \quad (2.95)$$

Mas a tensão V_1 e a corrente I_1 são iguais à tensão e corrente na carga, portanto:

$$I_1 = I_o \quad (2.96)$$

$$V_1 = V_o \quad (2.97)$$

$$P_1 = V_o I_o (1 + \Delta) \quad (2.98)$$

$$\boxed{P_1 = P_o (1 + \Delta)} \quad (2.99)$$

A potência do transformador T_2 devido ao secundário dois será:

$$P_2' = I_2 V_{2_{\max}} = I_2 n_2 V_1 (1 + \Delta) \quad (2.100)$$

$$P_2' = V_o I_o n_2 (1 + \Delta) \quad (2.101)$$

$$\boxed{P_2' = P_o n_2 (1 + \Delta)} \quad (2.102)$$

Já a potência de T_2 devido ao secundário três será:

$$P_2'' = I_3 V_{3_{\max}} = I_3 n_3 V_1 (1 + \Delta) \quad (2.103)$$

$$P_2'' = V_o I_o n_3 (1 + \Delta) \quad (2.104)$$

$$\boxed{P_2'' = P_o n_3 (1 + \Delta)} \quad (2.105)$$

Portanto, a potência total do transformador T_2 é dada por:

$$\boxed{P_2 = P_o \frac{2\Delta}{1 - \Delta} \frac{1}{2D_{\max} - 1}} \quad (2.106)$$

2.7 Ondulação de corrente nos indutores

Durante o equacionamento do circuito de potência serão desconsideradas a segunda e a quarta etapa de funcionamento do conversor. Isto pode ser feito, pois a segunda e quarta etapa ocupam um intervalo de tempo muito pequeno durante um período de funcionamento do conversor.

Primeira etapa de funcionamento

Na Fig. 2-33 mostra-se o circuito equivalente do conversor em estudo durante sua primeira etapa de funcionamento.

A tensão sobre o indutor L_1 é dada por:

$$V_{L1} = L_1 \frac{d(i_{L1})}{dt} \quad (2.107)$$

Mas:

$$V_{L1} = (V_1 + V_2) - V_o \quad (2.108)$$

Portanto:

$$\frac{d(i_{L1})}{dt} = \frac{(V_1 + V_2) - V_o}{L_1} \quad (2.109)$$

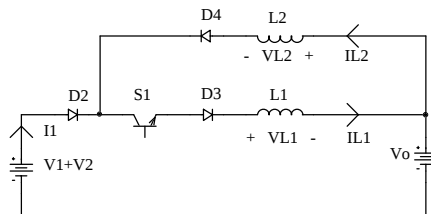


Fig. 2-33 - Circuito para a primeira etapa de funcionamento.

A tensão sobre o indutor L_2 é dada por:

$$V_{L2} = L_2 \frac{d(i_{L2})}{dt} \quad (2.110)$$

Mas:

$$V_{L2} = V_o - (V_1 + V_2) \quad (2.111)$$

Portanto:

$$\frac{d(i_{L2})}{dt} = \frac{V_o - (V_1 + V_2)}{L_2} \quad (2.112)$$

Desta forma obtém-se:

$$i_{L1}(t) = I_{m1} + \frac{(V_1 + V_2) - V_o}{L_1} t \quad (2.113)$$

$$i_{L2}(t) = I_{M2} - \frac{(V_1 + V_2) - V_o}{L_2} t \quad (2.114)$$

A corrente i_1 é dada por:

$$i_1(t) = i_{L1}(t) - i_{L2}(t) = I_{m1} - I_{M2} + [(V_1 + V_2) - V_o] \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) t \quad (2.115)$$

Terceira etapa de funcionamento

Na Fig. 2-34 mostra-se o circuito equivalente do conversor em estudo durante sua terceira etapa de funcionamento.

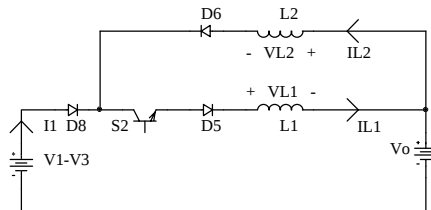


Fig. 2-34 - Circuito para a terceira etapa de funcionamento.

A tensão sobre o indutor L_1 é dada por:

$$V_{L1} = L_1 \frac{d(i_{L1})}{dt} \quad (2.116)$$

Mas:

$$V_{L1} = (V_1 - V_3) - V_o \quad (2.117)$$

Portanto:

$$\frac{d(i_{L1})}{dt} = \frac{(V_1 - V_3) - V_o}{L_1} \quad (2.118)$$

A tensão sobre o indutor L_2 é dada por:

$$V_{L2} = L_2 \frac{d(i_{L2})}{dt} \quad (2.119)$$

Mas:

$$V_{L2} = V_o - (V_1 - V_3) \quad (2.120)$$

Portanto:

$$\frac{d(i_{L2})}{dt} = \frac{V_o - (V_1 - V_3)}{L_2} \quad (2.121)$$

Desta forma obtém-se:

$$i_{L1}(t) = I_{M1} - \frac{V_o - (V_1 - V_3)}{L_1} t \quad (2.122)$$

$$i_{L2}(t) = I_{m2} + \frac{V_o - (V_1 - V_3)}{L_2} t \quad (2.123)$$

A corrente i_1 é dada por:

$$i_1(t) = i_{L1}(t) - i_{L2}(t) = I_{M1} - I_{m2} + [(V_1 - V_3) - V_o] \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) t \quad (2.124)$$

Com base no equacionamento apresentado para a primeira e terceira etapa de funcionamento e considerando as formas de onda mostradas na Fig. 2-9, desprezando os intervalos de condução simultânea de S_1 e S_2 , pode-se determinar os tempos de condução (t_a) e de bloqueio (t_c) do interruptor S_1 , como segue:

$$t_c = DT_s \quad (2.125)$$

$$t_a = (1 - D)T_s \quad (2.126)$$

No instante $t = t_c$ tem-se que:

$$i_{L1}(t_c) = I_{M1} \quad (2.127)$$

Desta forma:

$$I_{M1} = I_{m1} + \frac{(V_1 + V_2) - V_o}{L_1} t_c \quad (2.128)$$

$$\Delta i_{L1} = I_{M1} - I_{m1} = \frac{(V_1 + V_2) - V_o}{L_1 f_s} D \quad (2.129)$$

No instante $t = t_a$ tem-se que:

$$i_{L2}(t_a) = I_{M2} \quad (2.130)$$

Desta forma:

$$I_{M2} = I_{m2} - \frac{(V_1 - V_3) - V_o}{L_2} t_a \quad (2.131)$$

$$\Delta i_{L2} = I_{M2} - I_{m2} = \frac{V_o - (V_1 - V_3)}{L_2 f_s} (1 - D) \quad (2.132)$$

2.7.1 Condição de igualdade entre Δi_{L1} e Δi_{L2}

Usando as equações (2.129) e (2.132) tem-se:

$$\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2} \quad (2.133)$$

$$\frac{(V_1 + V_2) - V_o}{L_1 f_s} D = \frac{V_o - (V_1 - V_3)}{L_2 f_s} (1 - D) \quad (2.134)$$

Fazendo $L_1 = L_2$ e usando:

$$V_o = V_1 - V_3 + (V_2 + V_3)D \quad (2.135)$$

$$0 = 0 \quad (2.136)$$

Donde fica demonstrado que, efetivamente, $\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2}$.

Considerando-se componentes reais, com perdas, por exemplo, a resistência do fio dos indutores e a resistência série dos interruptores (MOSFETs ou IGBTs e diodos), a ondulação de corrente em L_1 será diferente da ondulação de L_2 .

2.7.2 Correntes iniciais nos indutores

Tomando-se por base a Fig. 2-9, a Fig. 2-33 e a Fig. 2-34 e sabendo que $\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2}$ tem-se:

$$\Delta i_1 = I_{M1} - I_{m2} - I_{m1} + I_{M2} \quad (2.137)$$

$$\Delta i_1 = (I_{M1} - I_{m1}) + (I_{M2} - I_{m2}) \quad (2.138)$$

$$\Delta i_1 = \Delta i_{L1} + \Delta i_{L2} = 2 \Delta i_{L1} = 2 \Delta i_{L2} \quad (2.139)$$

Portanto, a amplitude máxima da corrente i_1 é dada por:

$$I_{1p} = I_{op} + \frac{\Delta i_1}{2} \quad (2.140)$$

$$\boxed{I_{1p} = I_{op} + \Delta i_{L1} = I_{op} + \Delta i_{L2}} \quad (2.141)$$

Assim:

$$\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2} = I_{1p} - I_{op} \quad (2.142)$$

Se $I_{m2} = 0$, então:

$$\boxed{I_{M2} = I_{1p} - I_{op}} \quad (2.143)$$

Sabe-se que:

$$i_{L1}(t) = i_1(t) + i_{L2}(t) \quad (2.144)$$

$$\boxed{I_{M1} = I_{1p} + I_{m2} = I_{1p}} \quad (2.145)$$

Como:

$$\Delta i_{L1} = I_{M1} - I_{m1} \quad (2.146)$$

$$\boxed{I_{m1} = I_{1p} - \Delta i_{L1}} \quad (2.147)$$

2.7.3 Ondulação de tensão na saída

Admitindo-se que o indutor tem comportamento de fonte de corrente, o circuito da Fig. 2-33 pode ser redesenhado conforme mostrado na Fig. 2-35. Na Fig. 2-36 são mostradas as principais formas de onda do filtro de saída.

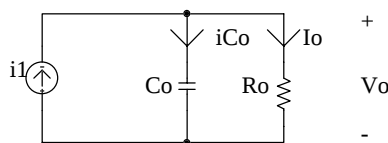


Fig. 2-35 - Circuito para cálculo da ondulação de tensão em C_o .

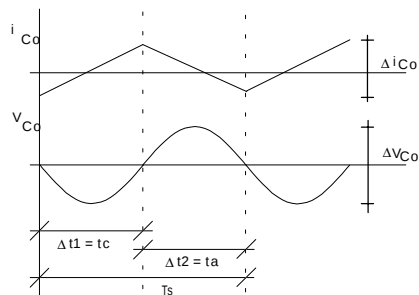


Fig. 2-36 - Principais formas de onda do filtro de saída.

A corrente i_1 (Fig. 2-33) é dada por:

$$i_1(t) = i_{L1}(t) - i_{L2}(t) \quad (2.148)$$

Admitindo-se que a componente alternada de $i_1(t)$ circule apenas por C_o tem-se:

$$\Delta i_1 = \Delta i_{C_o} \quad (2.149)$$

Pela Fig. 2-36 pode-se escrever:

$$\Delta i_{Co} = I_{M1} - I_{m2} - I_{m1} + I_{M2} \quad (2.150)$$

$$\Delta i_{Co} = (I_{M1} - I_{m1}) + (I_{M2} - I_{m2}) \quad (2.151)$$

$$\Delta i_{Co} = \Delta i_{L1} + \Delta i_{L2} \quad (2.152)$$

Decompondo i_{Co} em série de Fourier e conservando o termo fundamental tem-se:

$$i_{Co} = \frac{4}{\pi^2} \Delta i_1 \cos(\omega t) \quad (2.153)$$

A ondulação máxima é dada por:

$$\frac{i_{Co\max}}{2} = \frac{4}{\pi^2} \Delta i_{1\max} \quad (2.154)$$

A ondulação de tensão sobre o capacitor de saída é dada por:

$$V_{Co} = i_{Co} X_{Co} = i_{Co} \frac{1}{\omega C_o} \quad (2.155)$$

$$V_{Co} = \frac{4}{\pi^2} \Delta i_1 \frac{1}{2\pi f_s C_o} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = \frac{2}{\pi^3 f_s C_o} \Delta i_1 \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.156)$$

A amplitude da componente alternada da tensão V_{Co} será:

$$\frac{\Delta V_{Co}}{2} = \frac{2}{\pi^3 f_s C_o} \Delta i_1 \quad (2.157)$$

Seu valor máximo será dado por:

$$\frac{\Delta V_{Co\max}}{2} = \frac{2}{\pi^3 f_s C_o} \Delta i_{1\max} = \frac{2}{\pi^3 f_s C_o} \Delta i_{Co\max} \quad (2.158)$$

Usando as equações (2.129) e (2.132) na equação (2.152) tem-se:

$$\Delta i_{C_{o_{\max}}} = \frac{(V_1 + V_2) - V_o}{L_1 f_s} D_{\max} + \frac{V_o - (V_1 - V_3)}{L_2 f_s} (1 - D_{\max}) \quad (2.159)$$

$$\Delta V_{C_{o_{\max}}} = \frac{4}{\pi^3 f_s^2 C_o} \left[\frac{(V_1 + V_2) - V_o}{L_1 f_s} D_{\max} + \frac{V_o - (V_1 - V_3)}{L_2 f_s} (1 - D_{\max}) \right] \quad (2.160)$$

Usando $L_1 = L_2 = L_o$ tem-se:

$$\Delta V_{C_{o_{\max}}} = \frac{4}{\pi^3 f_s^2 C_o L_o} [V_o - (V_1 - V_3) + (2V_1 + V_2 - V_3 - 2V_o) D_{\max}] \quad (2.161)$$

2.8 Ábacos para ondulação de corrente e ondulação de tensão

Intuitivamente poderia-se concluir que a maior ondulação de corrente ocorre para a máxima tensão de entrada, já que a tensão de saída é estabilizada. No entanto, como será mostrado a seguir, através de ábacos, isto não é verdade, sendo que este raciocínio levaria ao projeto de um indutor com maior volume do que o necessário, se a ondulação fosse o critério para o projeto do indutor.

Das seções anteriores obtêm-se as expressões da ondulação de corrente e tensão como sendo:

$$\Delta i_{L1} = \frac{(V_1 + V_2) - V_o}{L_1 f_s} D \quad (2.162)$$

$$\Delta V_{C_o} = \frac{4}{\pi^3 f_s^2 C_o L_o} [V_o - (V_1 - V_3) + (2V_1 + V_2 - V_3 - 2V_o) D] \quad (2.163)$$

O ganho estático do conversor, considerando-se as quedas de tensão sobre os interruptores é dado por:

$$D = \frac{V_o - V_1 + V_3 + 3 \cdot V_{\text{semi}}}{V_2 + V_3} \quad (2.164)$$

Para obter-se uma relação da ondulação de corrente em função da indutância e da tensão de entrada, todas as variáveis de interesse precisam ser definidas em função destas duas grandezas. Portanto, as tensões são definidas como:

$$V_1 = V_{in} \quad (2.165)$$

$$V_2 = V_2(V_{in}) = n_2 V_{in} \quad (2.166)$$

$$V_3 = V_3(V_{in}) = n_3 V_{in} \quad (2.167)$$

$$V_o = V_o \quad (2.168)$$

O ganho estático pode também ser definido em função de V_{in} :

$$D(V_{in}) = \frac{V_o - V_{in} + V_3(V_{in}) + 3 \cdot V_{semi}}{V_2(V_{in}) + V_3(V_{in})} \quad (2.169)$$

A indutância varia conforme mostrado na equação (2.170).

$$L_1 = 0...10 \cdot 10^{-3} \text{ H} \quad (2.170)$$

A ondulação de corrente em função da indutância dos indutores de saída e da tensão de entrada é dada por:

$$\Delta I\%(V_{in}, L_1) = \frac{V_{in} + V_2(V_{in}) - V_o}{L_1 \sqrt{2} I_o F_s} D(V_{in}) \cdot 100 \quad (2.171)$$

Para obter-se o ábaco para determinar ΔI , a partir da expressão (2.171), considerou-se:

$$V_{in} = [248 \dots 374] V_{pico} \quad V_{semi} = 2 \text{ V} \quad n_2 = 0,4 \quad n_3 = 0,267$$

$$V_o = 311 \text{ V} \quad P_o = 1000 \text{ W} \quad I_o = \frac{\sqrt{2} P_o}{V_o} \quad f_s = 20 \text{ kHz}$$

O ábaco da ondulação de corrente ($\Delta I\%$) em função da tensão de entrada (V_{in}) e da indutância (L) é mostrado na Fig. 2-37. Pode-se notar que existe um ponto de máxima ondulação de corrente em função da tensão de entrada. Esta ondulação é bastante grande, maior até que a corrente da carga, para carga linear. No entanto, a indutância tem que ser pequena devido à queda de tensão causada pela mesma em virtude da derivada de corrente da carga não-linear.

Para traçar o ábaco da ondulação na tensão de saída pode-se proceder da mesma forma. Assim, faz-se variar a capacitância do capacitor de saída conforme a equação (2.172):

$$C_o = 0 \dots 1 \cdot 10^{-3} \text{ F} \quad (2.172)$$

Reescrevendo a expressão que define a ondulação de tensão no capacitor de saída tem-se:

$$\Delta V_{C_o} \% (V_{in}, L_1, C_o) = \frac{4}{\pi^3 f_s^2 C_o V_o L_1} \left[V_o - (V_{in} - V_3(V_{in})) + (2V_{in} + V_2(V_{in}) - V_3(V_{in}) - 2V_o) D(V_{in}) \right] \quad (2.173)$$

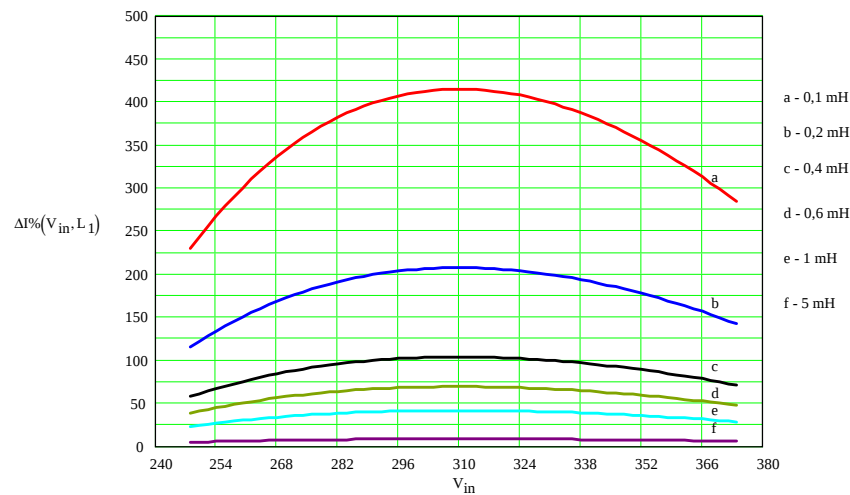


Fig. 2-37 - Ábaco da ondulação de corrente em função da tensão de entrada e da indutância.

Assim, na Fig. 2-38 mostra-se o ábaco da ondulação de tensão na saída em função da tensão de entrada e da capacitância do capacitor de saída, obtido a partir da equação (2.173).

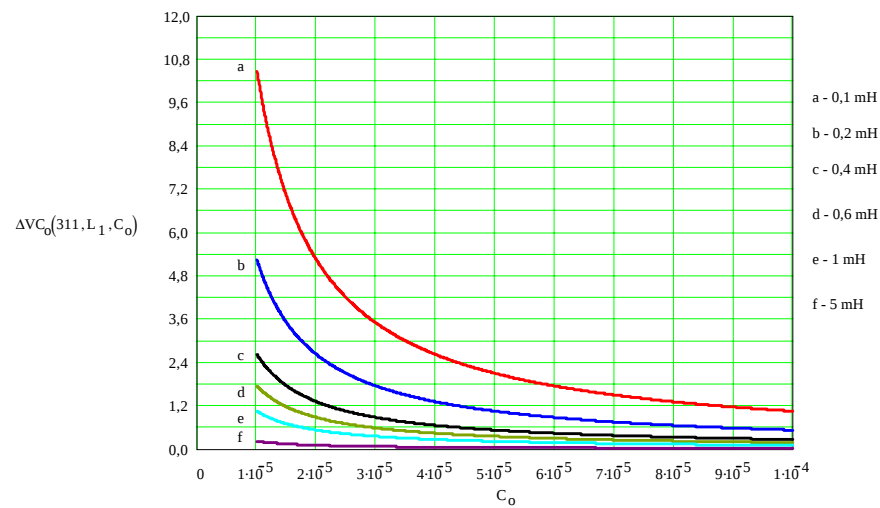


Fig. 2-38 - Ondulação de tensão em função da tensão de entrada e do capacitor da saída.

2.9 Esforços nos componentes do conversor

2.9.1 Introdução

Nesta seção apresentam-se as expressões e ábacos que permitem obter as correntes e tensões nos componentes (semicondutores, indutores e capacitores) do estágio de potência do conversor em estudo.

2.9.2 Metodologia de cálculo

Na Fig. 2-39 mostra-se o estágio de potência do conversor em estudo. Para a determinação dos esforços nos componentes serão desprezadas as resistências dos enrolamentos dos indutores ($R_1 = R_2 = 0$).

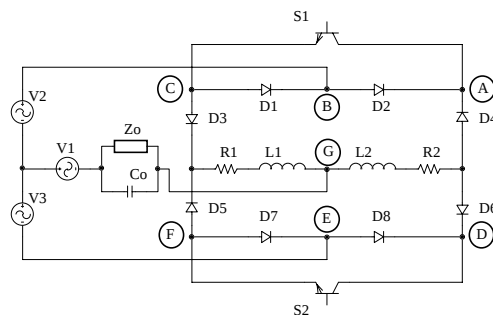


Fig. 2-39 - Estágio de potência do estabilizador.

As formas de onda da corrente nos indutores foram mostradas na Fig. 2-9. As etapas de condução simultânea dos interruptores S_1 e S_2 serão desprezadas para a determinação dos esforços nos componentes, por se tratar de etapas de duração muito curta.

Desprezando-se as etapas de condução simultânea dos interruptores, representadas pelos intervalos Δt na Fig. 2-9, restam duas etapas de operação: a primeira quando o interruptor S_1 está conduzindo e a segunda quando o interruptor S_2 está conduzindo.

Para ilustrar melhor a análise realizada, é mostrado na Fig. 2-40 o circuito equivalente durante o semiciclo positivo da tensão da rede e condução do interruptor S_1 . No circuito da Fig. 2-40 todos os diodos estão conduzindo, exceto D_1 .

Durante o semiciclo positivo da tensão da rede e durante o intervalo de condução do interruptor S_1 a corrente da carga circula através de V_1 , V_2 , D_2 , S_1 , D_3 e L_1 .

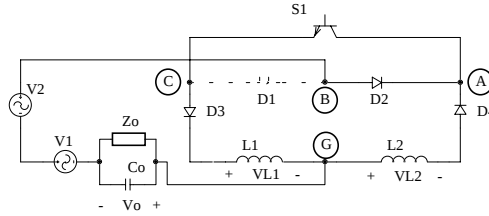


Fig. 2-40 - Circuito equivalente durante semiciclo positivo e S_1 ON.

Escrevendo as tensões sobre os indutores tem-se:

$$V_{L1} = (V_1 + V_2 - V_o) \quad (2.174)$$

$$V_{L2} = -(V_1 + V_2 - V_o) \quad (2.175)$$

$$V_{L1} = -V_{L2} \quad (2.176)$$

Portanto pode-se escrever que:

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -L_2 \frac{di_{L2}}{dt} \quad (2.177)$$

Como as indutâncias L_1 e L_2 são iguais, então se conclui que as derivadas de corrente nos indutores são iguais em amplitude e com sinal contrário, ou seja, enquanto num indutor a derivada de corrente é positiva, no outro é negativa. Neste texto a ondulação de corrente máxima em L_1 e em L_2 será denominada de ΔI .

A corrente do indutor L_1 , com base na Fig. 2-40, pode ser escrita como sendo composta por duas componentes, uma devida à ondulação de corrente em alta frequência (Δi_{L1}) e a outra devida à carga (I_o).

No instante $t = t_0$ pode-se escrever que:

$$t = 0 \begin{cases} i_{L1}(0) = I_o \\ i_{L2}(0) = \Delta I \end{cases} \quad (2.178)$$

Já no instante $t = DT_s$ tem-se:

$$t = DT_s \begin{cases} i_{L1}(DT_s) = I_o + \Delta I \\ i_{L2}(DT_s) = 0 \end{cases} \quad (2.179)$$

A partir da equação (2.178) e da equação (2.179) e observando-se o somatório das correntes no nó “A”, pode-se obter a corrente no diodo D_2 :

$$\begin{aligned} t = 0 \quad i_{D2}(0) &= i_{L1}(0) - i_{L2}(0) = I_o - \Delta I \\ t = DT_s \quad i_{D2}(DT_s) &= i_{L1}(DT_s) - i_{L2}(DT_s) = I_o + \Delta I \end{aligned} \quad (2.180)$$

Pode-se, a partir da equação (2.180), obter a ondulação de corrente no diodo D_2 . Esta é dada por:

$$\Delta I_{D2} = i_{D2}(DT_s) - i_{D2}(0) = I_o + \Delta I - I_o + \Delta I \quad \therefore \quad \Delta I_{D2} = 2\Delta I \quad (2.181)$$

Na Fig. 2-41 mostra-se as formas de onda da corrente nos indutores L_1 e L_2 e da corrente no diodo D_2 . A corrente do interruptor S_1 é a própria corrente do indutor L_1 , isso enquanto S_1 está conduzindo. A corrente do interruptor S_2 , por sua vez, é a corrente do indutor L_2 , mas isso enquanto S_2 está conduzindo. Durante o semiciclo negativo da tensão da rede valem as mesmas considerações, pois a corrente nos indutores é unidirecional, sendo que agora os papéis de L_1 e L_2 são trocados entre si.

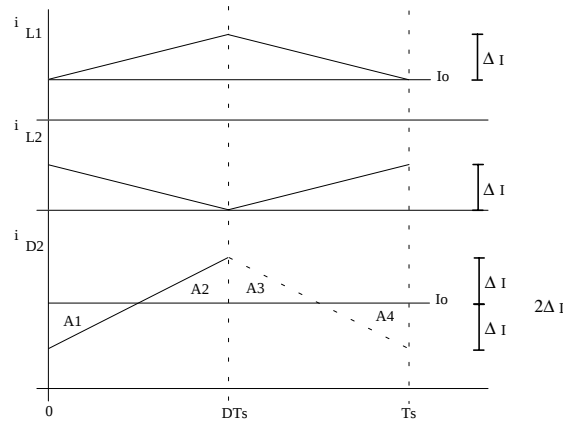


Fig. 2-41 - Formas de onda da corrente nos indutores e no diodo D_2 .

A corrente no capacitor C_o é a própria ondulação de corrente do diodo D_2 , sendo então:

$$\Delta I_{C_o} = \Delta I_{D2} = 2\Delta I \quad (2.182)$$

As formas de onda das correntes mostradas na Fig. 2-9 e na Fig. 2-41 são válidas dentro de um período de comutação. A corrente de carga (I_o) foi considerada constante porque a frequência de comutação é muito maior do que a frequência da rede. Durante um período da rede

todas as correntes variam senoidalmente. Assim, para determinar correntes médias e eficazes nos componentes durante um período da rede é feita uma extensão da corrente média ou eficaz durante um período de comutação.

Na Fig. 2-41, a corrente mostrada em pontilhado, durante o intervalo de DT_s até T_s é a corrente no diodo D_8 . Vale salientar que, quando o interruptor S_2 é posto em condução a corrente do indutor L_2 flui pelo diodo D_6 .

Na Fig. 2-42 mostra-se, a fim de ilustrar melhor o que foi exposto anteriormente, a forma de onda da corrente nos interruptores S_1 e S_2 .

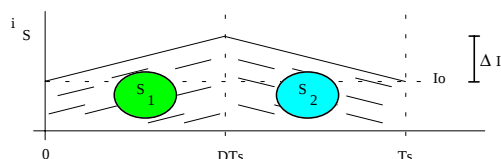


Fig. 2-42 - Formas de onda da corrente nos interruptores S_1 e S_2 .

Na Fig. 2-43 mostra-se a corrente na carga e nos interruptores S_1 e S_2 para um período da rede. Nota-se que as mesmas variam senoidalmente.

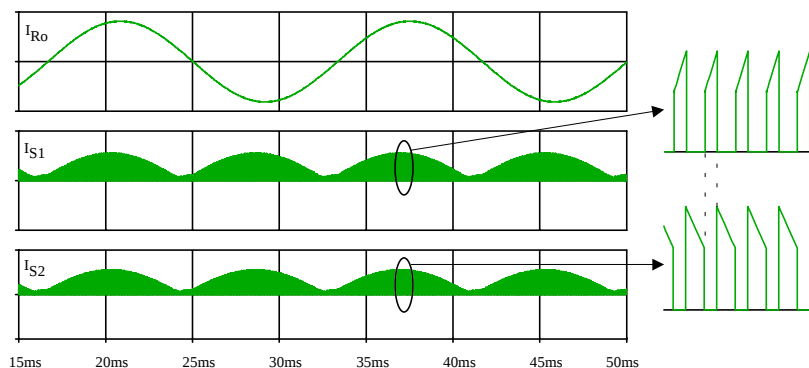


Fig. 2-43 - Corrente na carga e nos interruptores S_1 e S_2 .

Na Fig. 2-44 mostra-se a corrente na carga e nos diodos D_1 , D_2 , D_7 e D_8 . Pode-se notar que os diodos D_1/D_2 e D_7/D_8 atuam de forma complementar entre si, ou seja, no semiciclo positivo da rede atuam D_1 e D_8 e no semiciclo negativo D_2 e D_7 .

Na Fig. 2-45 mostra-se a corrente na carga e nos diodos D_3 e D_4 . Nota-se que durante o semiciclo positivo, o diodo D_3 tem uma corrente igual ao interruptor S_1 . Durante o semiciclo negativo, sua corrente é apenas a ondulação devida ao indutor L_1 . Já para o diodo D_4 , durante o semiciclo positivo, este conduz a corrente de ondulação de L_2 e no semiciclo negativo a corrente do interruptor S_1 .

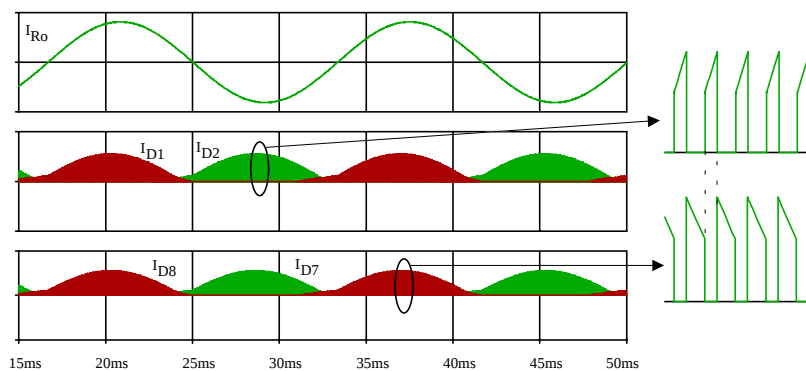


Fig. 2-44 - Corrente na carga e nos diodos D_1 , D_2 , D_7 e D_8 .

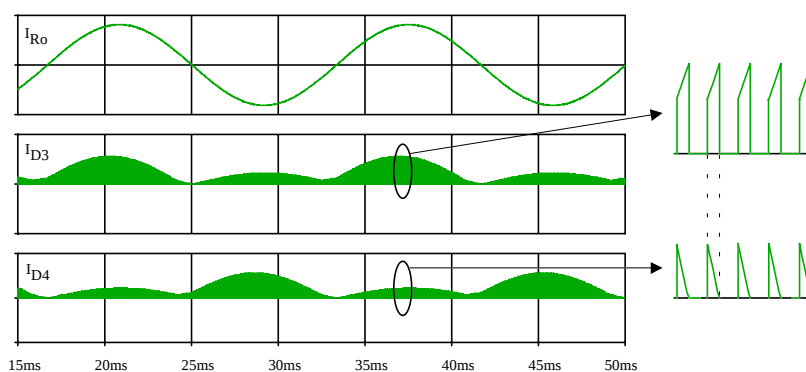


Fig. 2-45 - Corrente na carga e nos diodos D_3 e D_4 .

Na Fig. 2-46 mostra-se a corrente na carga e nos diodos D_5 e D_6 . Nota-se que durante o semiciclo positivo, o diodo D_5 tem uma corrente igual ao interruptor S_2 . Durante o semiciclo negativo, sua corrente é apenas a ondulação devida ao indutor L_1 . Já para o diodo D_6 , durante o semiciclo positivo, este conduz a corrente de ondulação de L_2 e no semiciclo negativo a corrente do interruptor S_2 .

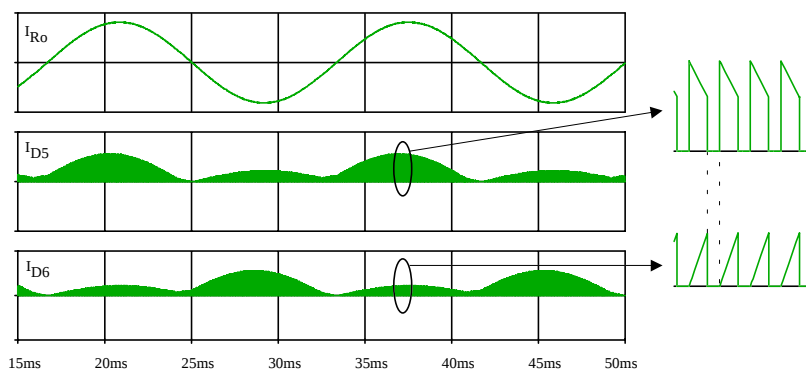


Fig. 2-46 - Corrente na carga e nos diodos D_5 e D_6 .

Para determinar os esforços de corrente nos diodos D_1 à D_8 serão feitas as seguintes considerações, valendo para valores máximos, médios e eficazes num período da rede (2π):

$$I_{D_1} = I_{D_2} \quad I_{D_3} = I_{D_4} \quad I_{D_5} = I_{D_6} \quad I_{D_7} = I_{D_8} \quad I_{L_1} = I_{L_2} \quad (2.183)$$

As tensões são definidas como valores de pico, em todo este trabalho.

2.9.3 Esforços em S_1

A tensão máxima sobre o interruptor S_1 , para o circuito operando sem snubber, é dada por:

$$\boxed{V_{S1_max} = V_2 + V_3} \quad (2.184)$$

A corrente máxima no interruptor S_1 , observando-se a forma de onda da Fig. 2-42, é dada por:

$$I_{S1_p} = I_o + \Delta I \quad (2.185)$$

Mas a ondulação de corrente num período da rede é dada por:

$$\Delta I(\omega t) = \frac{D(V_1 \sin(\omega t) + V_2 \sin(\omega t) - V_o \sin(\omega t))}{L_o F_s} \quad (2.186)$$

$$\boxed{I_{S1_p} = I_o + \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s}} \quad (2.187)$$

Esta expressão é válida para carga linear. No caso de carga não-linear deve-se substituir I_o da equação (2.187) pelo valor de pico da carga não-linear.

Para determinar a corrente média serão consideradas as contribuições individuais da corrente de carga e da ondulação de corrente em alta frequência. Sabe-se que a corrente no interruptor S_1 é dada por:

$$I_{S1} = I_{D2} + I_{D4} \quad (2.188)$$

O interruptor S_1 é submetido a esforços de corrente durante o intervalo de 0 até DT_s . Pela

Fig. 2-41 pode-se notar que a contribuição da corrente de D_2 para a corrente média no interruptor S_1 é apenas a corrente média devido a I_o , pois a área A_1 e a área A_2 da Fig. 2-41 são iguais. Já a corrente no diodo D_4 é igual à corrente do indutor L_2 durante o intervalo de condução de S_1 . Calculando-se então a corrente média devido à D_4 , durante um período de comutação, tem-se:

$$i_{S1_AI}(t) = \Delta I(\omega t) - \frac{\Delta I(\omega t)}{DT_s} t \quad (2.189)$$

$$I_{S1_med_HF_AI} = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} i_{S1_AI}(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \left(\Delta I(\omega t) - \frac{\Delta I(\omega t)}{DT_s} t \right) dt \quad (2.190)$$

$$I_{S1_med_HF_AI} = \frac{\Delta I(\omega t)}{2} D \quad (2.191)$$

O símbolo “HF” será usado para identificar as correntes médias e eficazes em alta frequência, ou seja, durante um período de comutação. Já o símbolo “BF” será usado para identificar as correntes médias e eficazes num período da rede, ou seja, em baixa frequência. Quando aparece o símbolo “ ΔI ” na identificação da variável tem-se o intuito de explicitar que o cálculo efetuado é devido à ondulação de corrente. Quando aparece a palavra “carga” na identificação da variável tem-se o intuito de ressaltar que o cálculo é devido à contribuição da corrente de carga.

Estendendo a corrente média para um período da rede tem-se:

$$i_{S1_BF_AI}(\omega t) = I_{S1_med_HF_AI} = \frac{\Delta I(\omega t)}{2} D \quad (2.192)$$

$$I_{S1_med_BF_AI} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{S1_BF_AI}(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{\Delta I(\omega t)}{2} D \right) d(\omega t) \quad (2.193)$$

$$I_{S1_med_BF_AI} = \frac{D^2 (V_1 + V_2 - V_o)}{\pi L_o f_s} \quad (2.194)$$

A corrente média devido à carga, para uma carga linear, é dada por:

$$i_{S1_carga}(t) = I_{o_p} \sin(\omega t) \quad (2.195)$$

$$I_{S1_med_HF_carga} = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} i_{S1_carga}(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} I_{o_p} \sin(\omega t) dt \quad (2.196)$$

$$I_{S1_med_HF_carga} = I_{o_p} D \sin(\omega t) \quad (2.197)$$

Estendendo-se a corrente média para um período da rede tem-se:

$$i_{S1_BF_carga}(\omega t) = I_{S1_med_HF_carga} = I_{o_p} D \sin(\omega t) \quad (2.198)$$

$$I_{S1_med_BF_carga} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{S1_BF_carga}(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{o_p} D \sin(\omega t) d(\omega t) \quad (2.199)$$

$$\boxed{I_{S1_med_BF_carga} = \frac{2 D I_{o_p}}{\pi}} \quad (2.200)$$

Portanto, a corrente média no interruptor S_1 , para carga linear será:

$$I_{S1_med} = I_{S1_med_BF_AI} + I_{S1_med_BF_carga} \quad (2.201)$$

$$\boxed{I_{S1_med} = \frac{D^2 (V_1 + V_2 - V_o)}{\pi L_o f_s} + \frac{2 D I_{o_p}}{\pi}} \quad (2.202)$$

A corrente média devido à carga, para uma carga não-linear, é dada por:

$$i_{S1_carga}(t) = f(\omega t) \quad (2.203)$$

$$I_{S1_med_HF_carga} = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} i_{S1_carga}(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} f(\omega t) dt \quad (2.204)$$

$$I_{S1_med_HF_carga} = D f(\omega t) \quad (2.205)$$

Estendendo-se a corrente média para um período da rede tem-se:

$$i_{S1_BF_carga}(\omega t) = I_{S1_med_HF_carga} = D f(\omega t) \quad (2.206)$$

$$I_{S1_med_BF_carga} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{S1_BF_carga}(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} D f(\omega t) d(\omega t) \quad (2.207)$$

$$\boxed{I_{S1_med_BF_carga} = D I_{o_med}} \quad (2.208)$$

Portanto, a corrente média no interruptor S_1 , para carga não-linear será:

$$I_{S1_med} = I_{S1_med_BF_AI} + I_{S1_med_BF_carga} \quad (2.209)$$

$$I_{S1_med} = \frac{D^2 (V_1 + V_2 - V_o)}{\pi L_o f_s} + DI_{o_med} \quad (2.210)$$

Para determinar a corrente eficaz no interruptor S_1 será seguido o mesmo procedimento adotado para o cálculo da corrente média.

Para determinar a corrente eficaz no interruptor S_1 devido à ondulação de corrente deve-se considerar tanto a corrente proveniente de D_2 como a corrente proveniente de D_4 . Vale ainda observar a Fig. 2-41 para notar a composição das correntes que formam a corrente do interruptor S_1 .

Calculando-se então a componente da corrente eficaz que flui por D_2 durante um período de comutação tem-se:

$$i_{S1_AI_1}(t) = \frac{2\Delta I(\omega t)}{DT_s} t \quad (2.211)$$

$$I_{S1_ef_HF_AI_1} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} (i_{S1_AI_1}(t))^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \left(\frac{2\Delta I(\omega t)}{DT_s} t \right)^2 dt} \quad (2.212)$$

$$I_{S1_ef_HF_AI_1} = \Delta I(\omega t) \sqrt{\frac{4D}{3}} \quad (2.213)$$

Estendendo a corrente eficaz para um período da rede tem-se:

$$i_{S1_BF_AI_1}(\omega t) = I_{S1_ef_HF_AI_1} = \Delta I(\omega t) \sqrt{\frac{4D}{3}} \quad (2.214)$$

$$I_{S1_ef_BF_AI_1} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (i_{S1_BF_AI_1}(\omega t))^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\Delta I(\omega t) \sqrt{\frac{4D}{3}} \right)^2 d(\omega t)} \quad (2.215)$$

$$I_{S1_ef_BF_AI_1} = \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \sqrt{\frac{2D}{3}} \quad (2.216)$$

Calculando-se então a corrente eficaz que circula por D_4 , durante um período de comutação tem-se:

$$i_{S1_AI_2}(t) = \frac{\Delta I(\omega t)}{DT_s} t \quad (2.217)$$

$$I_{S1_ef_HF_AI_2} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} (i_{S1_AI_2}(t))^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \left(\frac{\Delta I(\omega t)}{DT_s} t \right)^2 dt} \quad (2.218)$$

$$I_{S1_ef_HF_AI_2} = \Delta I(\omega t) \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (2.219)$$

Estendendo a corrente eficaz para um período da rede tem-se:

$$i_{S1_BF_AI_2}(\omega t) = I_{S1_ef_HF_AI_2} = \Delta I(\omega t) \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (2.220)$$

$$I_{S1_ef_BF_AI_2} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (i_{S1_BF_AI_2}(\omega t))^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\Delta I(\omega t) \sqrt{\frac{D}{3}} \right)^2 d(\omega t)} \quad (2.221)$$

$$I_{S1_ef_BF_AI_2} = \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \sqrt{\frac{D}{6}} \quad (2.222)$$

A corrente eficaz devido à carga, para uma carga linear, é dada por:

$$i_{S1_carga}(t) = I_{o_p} \sin(\omega t) \quad (2.223)$$

$$I_{S1_ef_HF_carga} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} (i_{S1_carga}(t))^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} (I_{o_p} \sin(\omega t))^2 dt} \quad (2.224)$$

$$I_{S1_ef_HF_carga} = I_{o_p} \sin(\omega t) \sqrt{D} \quad (2.225)$$

Estendendo-se a corrente eficaz para um período da rede tem-se:

$$i_{S1_BF_carga}(\omega t) = I_{S1_ef_HF_carga} = I_{o_p} \sin(\omega t) \sqrt{D} \quad (2.226)$$

$$I_{S1_ef_BF_carga} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (i_{S1_BF_carga}(\omega t))^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{o_p} \sin(\omega t) \sqrt{D})^2 d(\omega t)} \quad (2.227)$$

$$I_{S1_ef_BF_carga} = I_{o_p} \sqrt{\frac{D}{2}} \quad (2.228)$$

Portanto, a corrente eficaz no interruptor S_1 , para carga linear será:

$$I_{S1_ef} = \sqrt{(I_{S1_ef_BF_AI_1})^2 + (I_{S1_ef_BF_AI_2})^2 + (I_{S1_ef_BF_carga})^2} \quad (2.229)$$

$$I_{S1_ef} = \sqrt{\left(\frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \right)^2 \frac{5D}{6} + (I_{o_p})^2 \frac{D}{2}} \quad (2.230)$$

A corrente eficaz devido à carga, para uma carga não-linear, é dada por:

$$i_{S1_carga}(t) = f(\omega t) \quad (2.231)$$

$$I_{S1_ef_HF_carga} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} (i_{S1_carga}(t))^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} (f(\omega t))^2 dt} \quad (2.232)$$

$$I_{S1_ef_HF_carga} = f(\omega t) \sqrt{D} \quad (2.233)$$

Estendendo-se a corrente eficaz para um período da rede tem-se:

$$i_{S1_BF_carga}(\omega t) = I_{S1_ef_HF_carga} = f(\omega t) \sqrt{D} \quad (2.234)$$

$$I_{S1_ef_BF_carga} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (i_{S1_BF_carga}(\omega t))^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (f(\omega t) \sqrt{D})^2 d(\omega t)} \quad (2.235)$$

$$\boxed{I_{S1_ef_BF_carga} = I_{o_ef} \sqrt{D}} \quad (2.236)$$

Portanto, a corrente eficaz no interruptor S_1 , para carga não-linear será:

$$I_{S1_ef} = \sqrt{(I_{S1_ef_BF_AI_1})^2 + (I_{S1_ef_BF_AI_2})^2 + (I_{S1_ef_BF_carga})^2} \quad (2.237)$$

$$\boxed{I_{S1_ef} = \sqrt{\left(\frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \right)^2 \frac{5D}{6} + (I_{o_ef})^2 D}} \quad (2.238)$$

Ábacos para I_{med} e I_{ef} em S_1

Na Fig. 2-47 mostra-se os ábacos da corrente média e da corrente eficaz em função da variação na tensão de entrada.

Ábaco para corrente máxima em todos os componentes

Na Fig. 2-48 mostra-se o ábaco da corrente máxima em função da variação na tensão de entrada. Este ábaco serve para todos os componentes do circuito de potência, por isso será

apresentado somente neste momento.

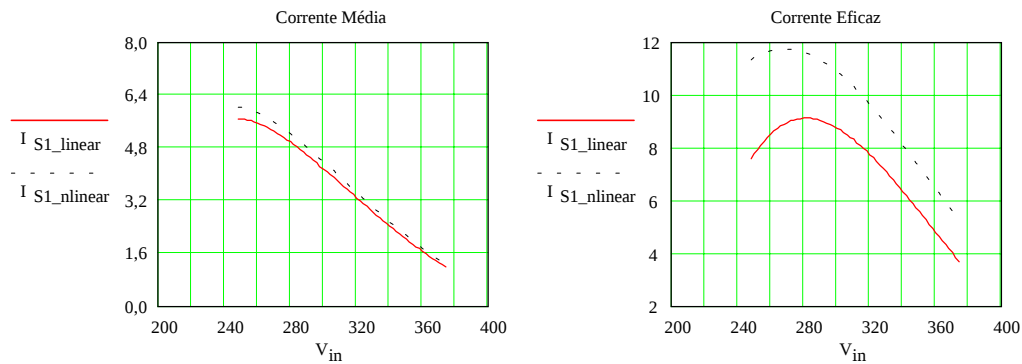


Fig. 2-47 - Ábacos das correntes média e eficaz no interruptor S_1 .

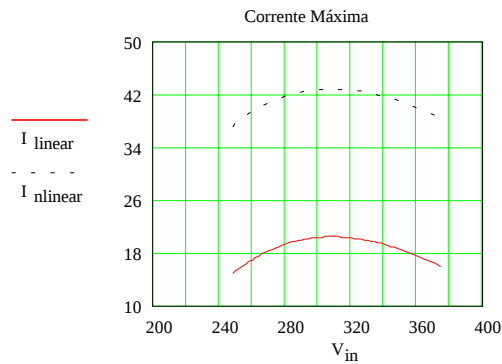


Fig. 2-48 - Ábaco da corrente máxima nos componentes.

2.9.4 Esforços em S_2

A tensão máxima sobre o interruptor S_2 é igual à tensão máxima sobre o interruptor S_1 e é dada por:

$$V_{S2_max} = V_{S1_max} = V_2 + V_3 \quad (2.239)$$

A corrente máxima no interruptor S_2 também é idêntica à corrente máxima do interruptor S_1 , sendo:

$$I_{S2_p} = I_{S1_p} = I_o + \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \quad (2.240)$$

Conforme enunciado anteriormente, seguir-se-á o mesmo procedimento que foi adotado

para determinar a corrente média no interruptor S_1 . A única ressalva é que a razão cíclica do interruptor S_2 é dada por $(1-D)T_s$. A corrente do interruptor S_2 é dada por:

$$I_{S2} = I_{D6} + I_{D8} \quad (2.241)$$

A corrente média no interruptor S_2 devido à ondulação se deve à corrente proveniente do diodo D_6 e é dada por:

$$I_{S2_med_BF_AI} = \frac{D(1-D)(V_1 + V_2 - V_o)}{\pi L_o f_s} \quad (2.242)$$

A corrente média devido à carga, para uma carga linear, é dada por:

$$I_{S2_med_BF_carga} = \frac{2(1-D)I_{o_p}}{\pi} \quad (2.243)$$

Portanto, a corrente média no interruptor S_2 , para carga linear será:

$$I_{S2_med} = I_{S2_med_BF_AI} + I_{S2_med_BF_carga} \quad (2.244)$$

$$I_{S2_med} = \frac{D(1-D)(V_1 + V_2 - V_o)}{\pi L_o f_s} + \frac{2(1-D)I_{o_p}}{\pi} \quad (2.245)$$

A corrente média devido à carga, para uma carga não-linear, é dada por:

$$I_{S2_med_BF_carga} = (1-D)I_{o_med} \quad (2.246)$$

Portanto, a corrente média no interruptor S_2 , para carga não-linear será:

$$I_{S2_med} = I_{S2_med_BF_AI} + I_{S2_med_BF_carga} \quad (2.247)$$

$$I_{S2_med} = \frac{D(1-D)(V_1 + V_2 - V_o)}{\pi L_o f_s} + (1-D)I_{o_med} \quad (2.248)$$

Para determinar a corrente eficaz no interruptor S_2 seguir-se-á o mesmo procedimento adotado para o cálculo da corrente eficaz do interruptor S_1 . Para determinar a corrente eficaz no

interruptor S_2 devido à ondulação de corrente deve-se considerar tanto a corrente proveniente de D_8 como a corrente proveniente de D_6 . Calculando-se, então, a corrente eficaz devido à D_8 tem-se:

$$I_{S2_ef_BF_AI_1} = \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \sqrt{\frac{2(1-D)}{3}} \quad (2.249)$$

Calculando-se então a corrente eficaz devido à D_4 tem-se:

$$I_{S2_ef_BF_AI_2} = \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \sqrt{\frac{1-D}{6}} \quad (2.250)$$

A corrente eficaz devido à carga, para uma carga linear, é dada por:

$$I_{S2_ef_BF_carga} = I_{o_p} \sqrt{\frac{1-D}{2}} \quad (2.251)$$

Portanto, a corrente eficaz no interruptor S_2 , para carga linear será:

$$I_{S2_ef} = \sqrt{(I_{S2_ef_BF_AI_1})^2 + (I_{S2_ef_BF_AI_2})^2 + (I_{S2_ef_BF_carga})^2} \quad (2.252)$$

$$I_{S2_ef} = \sqrt{\left(\frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \right)^2 \frac{5(1-D)}{6} + (I_{o_p})^2 \frac{1-D}{2}} \quad (2.253)$$

A corrente eficaz devido à carga, para uma carga não-linear, é dada por:

$$I_{S2_ef_BF_carga} = I_{o_ef} \sqrt{1-D} \quad (2.254)$$

Portanto, a corrente eficaz no interruptor S_2 , para carga não-linear será:

$$I_{S2_ef} = \sqrt{(I_{S2_ef_BF_AI_1})^2 + (I_{S2_ef_BF_AI_2})^2 + (I_{S2_ef_BF_carga})^2} \quad (2.255)$$

$$I_{S2_ef} = \sqrt{\left(\frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \right)^2 \frac{5(1-D)}{6} + (I_{o_ef})^2 (1-D)} \quad (2.256)$$

Ábacos para I_{med} e I_{ef} em S_2

Na Fig. 2-49 mostra-se os ábacos da corrente média e da corrente eficaz em função da variação na tensão de entrada.

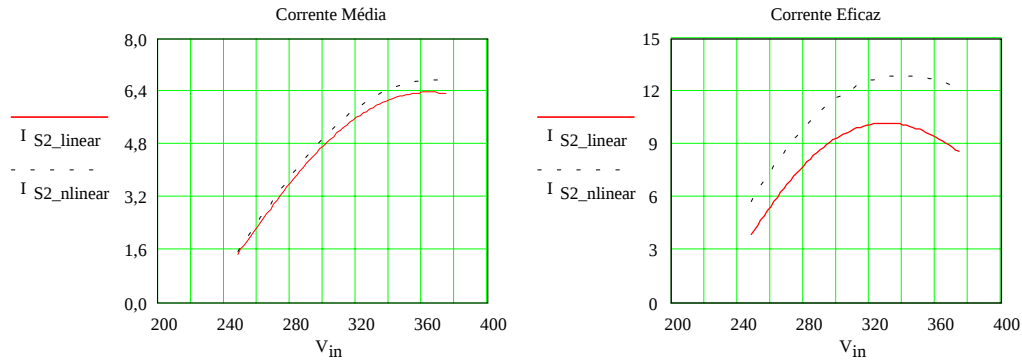


Fig. 2-49 - Ábacos das correntes média e eficaz no interruptor S_2 .

2.9.5 Esforços em D_2/D_1

A tensão máxima sobre o diodo D_2 é igual à tensão máxima sobre o interruptor S_1 e é dada por:

$$V_{D2_max} = V_{S1_max} = V_2 + V_3 \quad (2.257)$$

A corrente máxima no diodo D_2 é idêntica à corrente máxima do interruptor S_1 , sendo:

$$I_{D2_p} = I_{S1_p} = I_o + \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \quad (2.258)$$

Para determinar a corrente média no diodo D_2 considera-se apenas a componente devido à carga, já que a componente da ondulação em alta frequência, conforme pode-se ver pela Fig. 2-41, é nula. Também deve-se notar que a corrente no semiciclo negativo é nula, só havendo corrente no semiciclo positivo.

A corrente média devido à carga, para uma carga linear, é dada por:

$$I_{D2_med_BF_carga} = \frac{D I_{o_p}}{\pi} \quad (2.259)$$

Portanto, a corrente média no diodo D_2 , para carga linear será:

$$I_{D2_med} = I_{D2_med_BF_AI} + I_{D2_med_BF_carga} = I_{D2_med_BF_carga} \quad (2.260)$$

$$I_{D2_med} = \frac{D I_{o_p}}{\pi} \quad (2.261)$$

A corrente média devido à carga, para uma carga não-linear, é dada por:

$$I_{D2_med_BF_carga} = \frac{D I_{o_med}}{2} \quad (2.262)$$

Portanto, a corrente média no diodo D_2 , para carga não-linear será:

$$I_{D2_med} = I_{D2_med_BF_AI} + I_{D2_med_BF_carga} = I_{D2_med_BF_carga} \quad (2.263)$$

$$I_{D2_med} = \frac{D I_{o_med}}{2} \quad (2.264)$$

Para determinar a corrente eficaz no diodo D_2 deve ser considerada tanto a contribuição da carga, como a contribuição da ondulação em alta frequência.

Calculando-se então a corrente eficaz devido à ondulação em alta frequência tem-se:

$$I_{D2_ef_BF_AI} = \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (2.265)$$

A corrente eficaz devido à carga, para uma carga linear, é dada por:

$$I_{D2_ef_BF_carga} = I_{o_p} \sqrt{\frac{D}{4}} \quad (2.266)$$

Portanto, a corrente eficaz no diodo D_2 , para carga linear será:

$$I_{D2_ef} = \sqrt{(I_{D2_ef_BF_AI})^2 + (I_{D2_ef_BF_carga})^2} \quad (2.267)$$

$$I_{D2_ef} = \sqrt{\left(\frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \right)^2 \frac{D}{3} + (I_{o_p})^2 \frac{D}{4}} \quad (2.268)$$

A corrente eficaz devido à carga, para uma carga não-linear, é dada por:

$$I_{D2_ef_BF_carga} = I_{o_ef} \sqrt{\frac{D}{2}} \quad (2.269)$$

Portanto, a corrente eficaz no diodo D_2 , para carga não-linear será:

$$I_{D2_ef} = \sqrt{(I_{D2_ef_BF_AI})^2 + (I_{D2_ef_BF_carga})^2} \quad (2.270)$$

$$I_{D2_ef} = \sqrt{\left(\frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \right)^2 \frac{D}{3} + (I_{o_ef})^2 \frac{D}{2}} \quad (2.271)$$

Ábacos para I_{med} e I_{ef} em D_2

Na Fig. 2-50 mostra-se os ábacos da corrente média e da corrente eficaz.

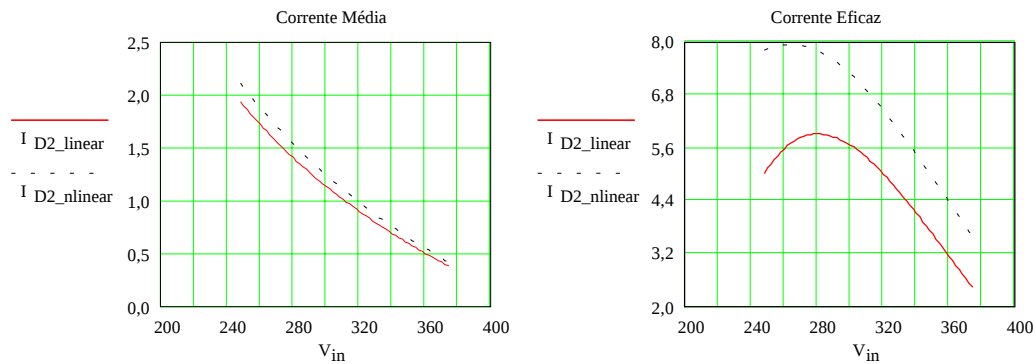


Fig. 2-50 - Ábacos das correntes média e eficaz no diodo D_2 .

2.9.6 Esforços em D_3/D_4

A tensão máxima sobre o diodo D_3 é igual à tensão máxima sobre o interruptor S_1 , e é dada por:

$$V_{D3_max} = V_{S1_max} = V_2 + V_3 \quad (2.272)$$

A corrente máxima no diodo D_3 é idêntica à corrente máxima do interruptor S_1 , sendo:

$$I_{D3_p} = I_{S1_p} = I_o + \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \quad (2.273)$$

Para determinar a corrente média em D_3 considera-se a componente em alta frequência e a componente devido à carga. Também deve ser ressaltado que durante o semiciclo positivo da rede a corrente é diferente que no semiciclo negativo.

A corrente média no diodo D_3 devido à ondulação se deve à corrente proveniente do diodo D_2 e do diodo D_4 , e é dada por:

$$I_{D3_med_BF_AI} = \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{2\pi L_o f_s} \quad (2.274)$$

A corrente média devido à carga, para uma carga linear, é dada por:

$$I_{D3_med_BF_carga} = \frac{D I_{o_p}}{\pi} \quad (2.275)$$

Portanto, a corrente média no diodo D_3 , para carga linear será:

$$I_{D3_med} = I_{D3_med_BF_AI} + I_{D3_med_BF_carga} \quad (2.276)$$

$$I_{D3_med} = \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{2\pi L_o f_s} + \frac{D I_{o_p}}{\pi} \quad (2.277)$$

A corrente média devido à carga, para uma carga não-linear, é dada por:

$$I_{D3_med_BF_carga} = \frac{D I_{o_med}}{2} \quad (2.278)$$

Portanto, a corrente média no diodo D_3 , para carga não-linear será:

$$I_{D3_med} = I_{D3_med_BF_AI} + I_{D3_med_BF_carga} \quad (2.279)$$

$$I_{D3_med} = \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{2\pi L_o f_s} + \frac{D I_{o_med}}{2} \quad (2.280)$$

Para determinar a corrente eficaz no diodo D_3 deve ser considerada tanto a contribuição

da carga como a contribuição da ondulação em alta frequência.

Para determinar a corrente eficaz no diodo D_3 devido à ondulação de corrente deve-se considerar tanto a corrente proveniente de D_2 como a corrente proveniente de D_4 . Calculando-se então a corrente eficaz devido à D_2 tem-se:

$$I_{D3_ef_BF_AI_1} = \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (2.281)$$

Calculando-se a corrente eficaz devido à D_4 tem-se:

$$I_{D3_ef_BF_AI_2} = \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \sqrt{\frac{1}{12}} \quad (2.282)$$

A corrente eficaz devido à carga, para uma carga linear, é dada por:

$$I_{D3_ef_BF_carga} = I_{o_p} \sqrt{\frac{D}{4}} \quad (2.283)$$

Portanto, a corrente eficaz no diodo D_3 , para carga linear será:

$$I_{D3_ef} = \sqrt{(I_{D3_ef_BF_AI_1})^2 + (I_{D3_ef_BF_AI_2})^2 + (I_{D3_ef_BF_carga})^2} \quad (2.284)$$

$$I_{D3_ef} = \sqrt{\left(\frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \right)^2 \frac{4D+1}{12} + (I_{o_p})^2 \frac{D}{4}} \quad (2.285)$$

A corrente eficaz devido à carga, para uma carga não-linear, é dada por:

$$I_{D3_ef_BF_carga} = I_{o_ef} \sqrt{\frac{D}{2}} \quad (2.286)$$

Portanto, a corrente eficaz no diodo D_3 , para carga não-linear será:

$$I_{D3_ef} = \sqrt{(I_{D3_ef_BF_AI_1})^2 + (I_{D3_ef_BF_AI_2})^2 + (I_{D3_ef_BF_carga})^2} \quad (2.287)$$

$$I_{D3_ef} = \sqrt{\left(\frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \right)^2 \frac{4D+1}{12} + (I_{o_ef})^2 \frac{D}{2}} \quad (2.288)$$

Ábacos para I_{med} e I_{ef} em D_3

Na Fig. 2-51 mostra-se os ábacos da corrente média e da corrente eficaz em função da variação na tensão de entrada.

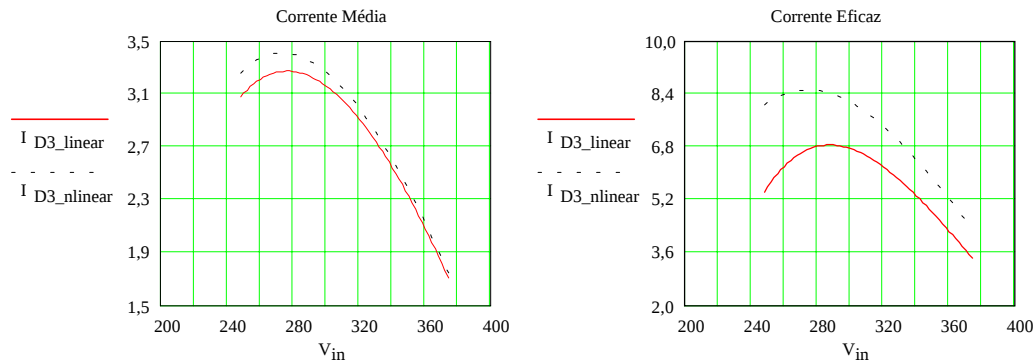


Fig. 2-51 - Ábacos das correntes média e eficaz no diodo D_3 .

2.9.7 Esforços em D_5/D_6

A tensão máxima sobre o diodo D_5 é igual à tensão máxima sobre o interruptor S_1 , e é dada por:

$$V_{D5_max} = V_{S1_max} = V_2 + V_3 \quad (2.289)$$

A corrente máxima no diodo D_5 é idêntica à corrente máxima do interruptor S_1 , sendo:

$$I_{D5_p} = I_{S1_p} = I_o + \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \quad (2.290)$$

Para determinar a corrente média em D_5 considera-se a componente em alta frequência e a componente devido à carga. Também deve ser ressaltado que durante o semiciclo positivo da rede a corrente é diferente que no semiciclo negativo.

A corrente média no diodo D_5 devido à ondulação se deve à corrente proveniente do diodo D_6 e do diodo D_8 , e é dada por:

$$I_{D5_med_BF_AI} = \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{2\pi L_o f_s} \quad (2.291)$$

A corrente média devido à carga, para uma carga linear, é dada por:

$$I_{D5_med_BF_carga} = \frac{(1-D)I_{o_p}}{\pi} \quad (2.292)$$

Portanto, a corrente média no diodo D_5 , para carga linear será:

$$I_{D5_med} = I_{D5_med_BF_AI} + I_{D5_med_BF_carga} \quad (2.293)$$

$$I_{D5_med} = \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{2\pi L_o f_s} + \frac{(1-D)I_{o_p}}{\pi} \quad (2.294)$$

A corrente média devido à carga, para uma carga não-linear, é dada por:

$$I_{D5_med_BF_carga} = \frac{(1-D)I_{o_med}}{2} \quad (2.295)$$

Portanto, a corrente média no diodo D_5 , para carga não-linear será:

$$I_{D5_med} = I_{D5_med_BF_AI} + I_{D5_med_BF_carga} \quad (2.296)$$

$$I_{D5_med} = \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{2\pi L_o f_s} + \frac{(1-D)I_{o_med}}{2} \quad (2.297)$$

Para determinar a corrente eficaz no diodo D_5 deve ser considerada tanto a contribuição da carga como a contribuição da ondulação em alta frequência.

Para determinar a corrente eficaz no diodo D_5 devido à ondulação de corrente deve-se considerar tanto a corrente proveniente de D_6 como a corrente proveniente de D_8 . Calculando-se então a corrente eficaz devido à D_8 tem-se:

$$I_{D5_ef_BF_AI_1} = \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \sqrt{\frac{1-D}{3}} \quad (2.298)$$

Calculando-se a corrente eficaz devido à D_6 tem-se:

$$I_{D5_ef_BF_AI_2} = \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \sqrt{\frac{1}{12}} \quad (2.299)$$

A corrente eficaz devido à carga, para uma carga linear, é dada por:

$$I_{D5_ef_BF_carga} = I_{o_p} \sqrt{\frac{1-D}{4}} \quad (2.300)$$

Portanto, a corrente eficaz no diodo D_5 , para carga linear será:

$$I_{D5_ef} = \sqrt{(I_{D5_ef_BF_AI_1})^2 + (I_{D5_ef_BF_AI_2})^2 + (I_{D5_ef_BF_carga})^2} \quad (2.301)$$

$$I_{D5_ef} = \sqrt{\left(\frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \right)^2 \frac{5-4D}{12} + (I_{o_p})^2 \frac{1-D}{4}} \quad (2.302)$$

A corrente eficaz devido à carga, para uma carga não-linear, é dada por:

$$I_{D5_ef_BF_carga} = I_{o_ef} \sqrt{\frac{1-D}{2}} \quad (2.303)$$

Portanto, a corrente eficaz no diodo D_5 , para carga não-linear será:

$$I_{D5_ef} = \sqrt{(I_{D5_ef_BF_AI_1})^2 + (I_{D5_ef_BF_AI_2})^2 + (I_{D5_ef_BF_carga})^2} \quad (2.304)$$

$$I_{D5_ef} = \sqrt{\left(\frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \right)^2 \frac{5-4D}{12} + (I_{o_ef})^2 \frac{1-D}{2}} \quad (2.305)$$

Ábacos para I_{med} e I_{ef} em D_5

Na Fig. 2-52 mostra-se os ábacos da corrente média e da corrente eficaz em função da variação na tensão de entrada.

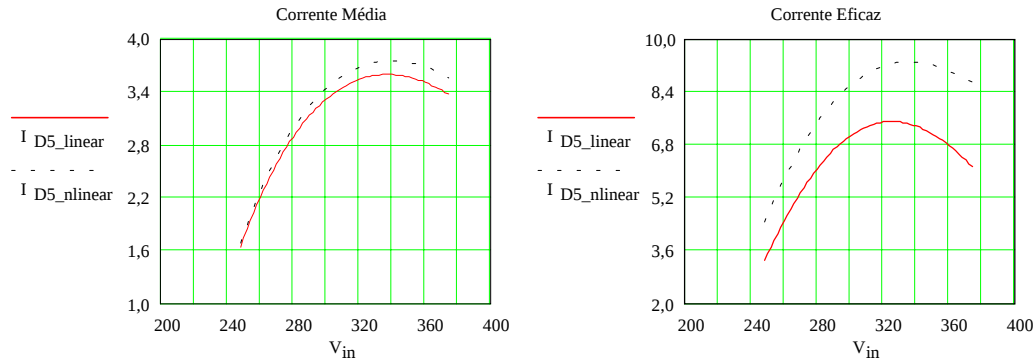


Fig. 2-52 - Ábacos das correntes média e eficaz no diodo D_5 .

2.9.8 Esforços em D_8/D_7

A tensão máxima sobre o diodo D_8 é igual à tensão máxima sobre o interruptor S_1 , e é dada por:

$$V_{D8_max} = V_{S1_max} = V_2 + V_3 \quad (2.306)$$

A corrente máxima no diodo D_8 é idêntica à corrente máxima do interruptor S_1 , sendo:

$$I_{D8_p} = I_{S1_p} = I_o + \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \quad (2.307)$$

Para determinar a corrente média no diodo D_8 considera-se apenas a componente devido à carga, já que a componente da ondulação em alta frequência é nula. Também se deve notar que a corrente no semiciclo negativo é nula, só havendo corrente no semiciclo positivo.

A corrente média devido à carga, para uma carga linear, é dada por:

$$I_{D8_med_BF_carga} = \frac{I_{o_p}(1-D)}{\pi} \quad (2.308)$$

Portanto, a corrente média no diodo D_8 , para carga linear será:

$$I_{D8_med} = I_{D8_med_BF_AI} + I_{D8_med_BF_carga} = I_{D8_med_BF_carga} \quad (2.309)$$

$$I_{D8_med} = \frac{I_{o_p}(1-D)}{\pi} \quad (2.310)$$

A corrente média devido à carga, para uma carga não-linear, é dada por:

$$I_{D8_med_BF_carga} = \frac{(1-D)I_{o_med}}{2} \quad (2.311)$$

Portanto, a corrente média no diodo D_8 , para carga não-linear será:

$$I_{D8_med} = I_{D8_med_BF_AI} + I_{D8_med_BF_carga} = I_{D8_med_BF_carga} \quad (2.312)$$

$$I_{D8_med} = \frac{(1-D)I_{o_med}}{2} \quad (2.313)$$

Para determinar a corrente eficaz no diodo D_8 deve ser considerada tanto a contribuição da carga como a contribuição da ondulação em alta frequência.

Calculando-se então a corrente eficaz devido à ondulação em alta frequência tem-se:

$$I_{D8_ef_BF_AI} = \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \sqrt{\frac{1-D}{3}} \quad (2.314)$$

A corrente eficaz devido à carga, para uma carga linear, é dada por:

$$I_{D8_ef_BF_carga} = I_{o_p} \sqrt{\frac{1-D}{4}} \quad (2.315)$$

Portanto, a corrente eficaz no diodo D_8 , para carga linear será:

$$I_{D8_ef} = \sqrt{(I_{D8_ef_BF_AI})^2 + (I_{D8_ef_BF_carga})^2} \quad (2.316)$$

$$I_{D8_ef} = \sqrt{\left(\frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \right)^2 \frac{1-D}{3} + (I_{o_p})^2 \frac{1-D}{4}} \quad (2.317)$$

A corrente eficaz devido à carga, para uma carga não-linear, é dada por:

$$I_{D8_ef_BF_carga} = I_{o_ef} \sqrt{\frac{1-D}{2}} \quad (2.318)$$

Portanto, a corrente eficaz no diodo D_8 , para carga não-linear será:

$$I_{D8_ef} = \sqrt{(I_{D8_ef_BF_AI})^2 + (I_{D8_ef_BF_carga})^2} \quad (2.319)$$

$$I_{D8_ef} = \sqrt{\left(\frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \right)^2 \frac{1-D}{3} + (I_{o_ef})^2 \frac{1-D}{2}} \quad (2.320)$$

Ábacos para I_{med} e I_{ef} em D_8

Na Fig. 2-53 mostra-se os ábacos da corrente média e da corrente eficaz em função da variação na tensão de entrada.

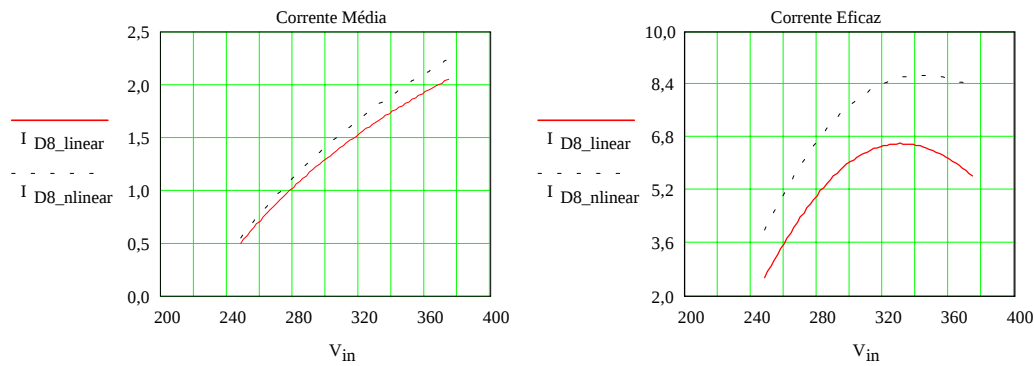


Fig. 2-53 - Ábacos das correntes média e eficaz no diodo D_8 .

2.9.9 Esforços em L_1/L_2

A tensão máxima sobre o indutor L_1 é dada por:

$$V_{L1_max} = V_1 + V_2 - V_o \quad (2.321)$$

A corrente máxima no indutor L_1 também é idêntica à corrente máxima do interruptor S_1 , sendo:

$$I_{L1_p} = I_{S1_p} = I_o + \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \quad (2.322)$$

Para determinar a corrente média no indutor L_1 deve ser considerada a contribuição da corrente proveniente dos diodos D_3 e D_5 .

A corrente média no indutor L_1 devido à ondulação é dada por:

$$I_{L1_med_BF_AI} = \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{\pi L_o f_s} \quad (2.323)$$

A corrente média devido à carga, para uma carga linear, é dada por:

$$I_{L1_med_BF_carga} = \frac{I_{o_p}}{\pi} \quad (2.324)$$

Portanto, a corrente média no indutor L_1 , para carga linear será:

$$I_{L1_med} = I_{L1_med_BF_AI} + I_{L1_med_BF_carga} \quad (2.325)$$

$$I_{L1_med} = \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{\pi L_o f_s} + \frac{I_{o_p}}{\pi} \quad (2.326)$$

A corrente média devido à carga, para uma carga não-linear, é dada por:

$$I_{L1_med_BF_carga} = \frac{I_{o_med}}{2} \quad (2.327)$$

Portanto, a corrente média no indutor L_1 , para carga não-linear será:

$$I_{L1_med} = I_{L1_med_BF_AI} + I_{L1_med_BF_carga} \quad (2.328)$$

$$I_{L1_med} = \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{\pi L_o f_s} + \frac{I_{o_med}}{2} \quad (2.329)$$

Para determinar a corrente eficaz no indutor L_1 devido à ondulação de corrente deve-se considerar tanto a corrente proveniente de D_3 como a corrente proveniente de D_5 . Calculando-se então a corrente eficaz devido à D_3 tem-se:

$$I_{L1_ef_BF_AI_1} = \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \sqrt{\frac{D}{2}} \quad (2.330)$$

Calculando-se então a corrente eficaz devido à D_5 tem-se:

$$I_{L1_ef_BF_AI_2} = \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \sqrt{\frac{1-D}{2}} \quad (2.331)$$

A corrente eficaz devido à carga, para uma carga linear, é dada por:

$$I_{L1_ef_BF_carga} = \frac{I_{o_p}}{2} \quad (2.332)$$

Portanto, a corrente eficaz no indutor L_1 , para carga linear será:

$$I_{L1_ef} = \sqrt{(I_{L1_ef_BF_AI_1})^2 + (I_{L1_ef_BF_AI_2})^2 + (I_{L1_ef_BF_carga})^2} \quad (2.333)$$

$$I_{L1_ef} = \sqrt{\left(\frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \right)^2 \frac{1}{2} + \left(\frac{I_{o_p}}{2} \right)^2} \quad (2.334)$$

A corrente eficaz devido à carga, para uma carga não-linear, é dada por:

$$I_{L1_ef_BF_carga} = \frac{I_{o_ef}}{\sqrt{2}} \quad (2.335)$$

Portanto, a corrente eficaz no indutor L_1 , para carga não-linear será:

$$I_{L1_ef} = \sqrt{(I_{L1_ef_BF_AI_1})^2 + (I_{L1_ef_BF_AI_2})^2 + (I_{L1_ef_BF_carga})^2} \quad (2.336)$$

$$I_{L1_ef} = \sqrt{\left(\frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \right)^2 \frac{1}{2} + \frac{(I_{o_ef})^2}{2}} \quad (2.337)$$

Ábacos para I_{med} e I_{ef} em L_1

Na Fig. 2-54 mostra-se os ábacos da corrente média e da corrente eficaz em função da

variação na tensão de entrada.

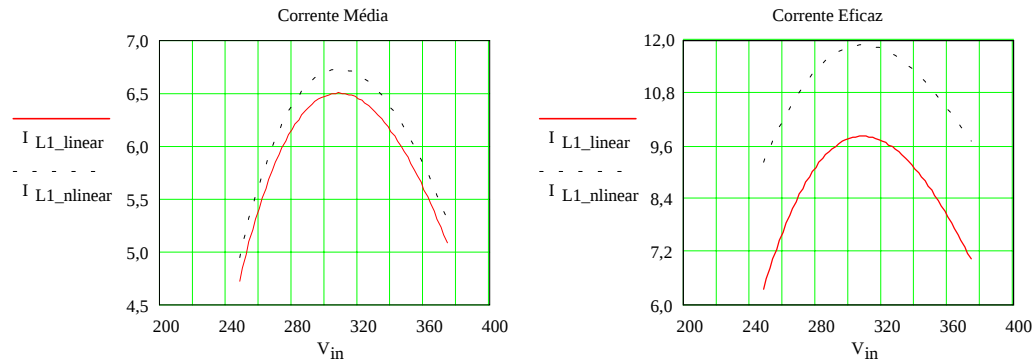


Fig. 2-54 - Ábacos das correntes média e eficaz no indutor L_1 .

2.9.10 Esforços em C_o

A tensão máxima e a corrente eficaz sobre C_o são dadas por:

$$V_{Co_max} = V_o \quad (2.338)$$

$$I_{Co} = \frac{D(V_1 + V_2 - V_o)}{L_o f_s} \sqrt{\frac{1}{3}} \quad (2.339)$$

Ábaco para I_{ef} em C_o

Na Fig. 2-55 mostra-se o ábaco da corrente eficaz em função da variação na tensão de entrada.

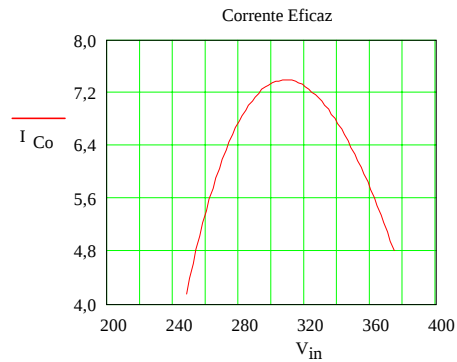


Fig. 2-55 - Ábaco da corrente eficaz no capacitor C_o .

2.9.11 Verificação por simulação dos esforços nos componentes

Para validar as expressões obtidas nesta seção simulou-se o circuito mostrado na Fig. 2-56. A simulação foi realizada em malha aberta. Os componentes e parâmetros usados para a simulação foram:

$$\begin{aligned}
 V_1 &= 311\text{V} & V_2 &= 125\text{V} & V_3 &= 83\text{V} & V_o &= 311\text{V} & f_s &= 20\text{kHz} \\
 \Delta T &= 500\text{ns} & D &= 0,4 & L_1 = L_2 &= 200\mu\text{H} & C_o &= 35\mu\text{F} & R_{\text{semi}} &= 0,1\Omega \\
 D_1 \text{ a } D_8 &= D_{\text{break}} & S_1 = S_2 &= S_{\text{break}} & V_{g1} = V_{g2} &= V_{\text{pulse}}
 \end{aligned}$$

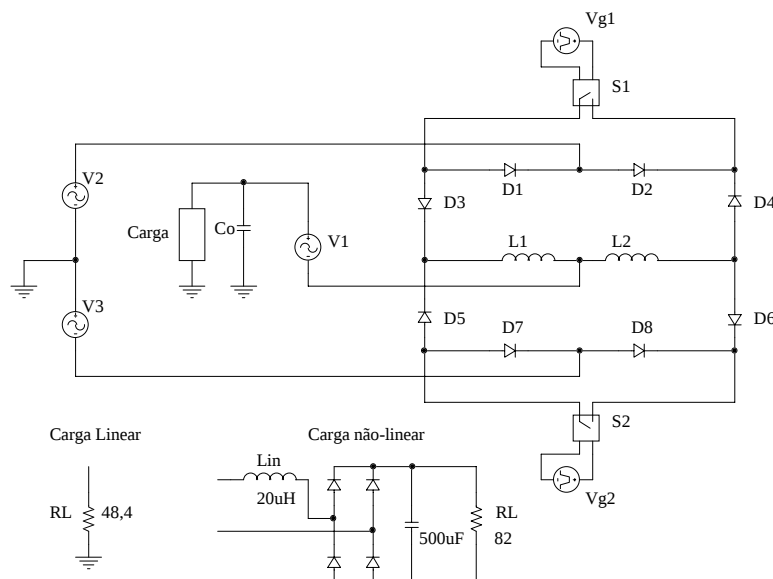


Fig. 2-56 - Circuito simulado.

Na Tabela 2-1 são mostrados os valores calculados e os valores obtidos por simulação.

Deve-se salientar que o resultado obtido pela metodologia de cálculo apresentada neste trabalho tem apenas caráter indicativo, desta forma, não devem ser usados para projeto sem a simulação do circuito com componentes reais, considerando-se na simulação a maior quantidade possível de não idealidades.

Os ábacos apresentados anteriormente servem para indicar o ponto de operação em que ocorrem os maiores esforços em determinado componente, facilitando assim, a verificação por simulação.

Tabela 2-1 – Resultados calculados versus resultados de simulação.

Componente	Variável	Expressão	Carga linear		Carga não-linear	
			Calculado	Simulação	Calculado	Simulação
S₁	V _{S1_max}	(2.184)	207,5 V	212,4 V	207,5 V	212,4 V
	I _{S1_p}	(2.187)	20,4 A	19,4 A	42,8 A	42,7 A
	I _{S1_med}	(2.202) e (2.210)	3,7 A	3,7 A	3,9 A	4,5 A
	I _{S1_ef}	(2.230) e (2.238)	8,3 A	6,5 A	10,2 A	9,5 A
S₂	V _{S2_max}	(2.239)	207,5 V	212,4 V	207,5 V	212,4 V
	I _{S2_p}	(2.240)	20,4 A	19,4 A	42,8 A	42,7 A
	I _{S2_med}	(2.245) e (2.248)	5,3 A	5,4 A	5,5 A	7,2 A
	I _{S2_ef}	(2.253) e (2.256)	9,9 A	7,7 A	12,3 A	11,5 A
D₂/ D₁	V _{D2_max}	(2.257)	207,5 V	212,4 V	207,5 V	212,4 V
	I _{D2_p}	(2.258)	20,4 A	19,4 A	42,8 A	42,7 A
	I _{D2_med}	(2.261) e (2.264)	1,0 A	1,2 A	1,1 A	1,5 A
	I _{D2_ef}	(2.268) e (2.271)	5,3 A	3,4 A	6,8 A	5,2 A
D₃/ D₄	V _{D3_max}	(2.272)	207,5 V	212,4 V	207,5 V	212,4 V
	I _{D3_p}	(2.273)	20,4 A	19,4 A	42,8 A	42,7 A
	I _{D3_med}	(2.277) e (2.280)	3,0 A	2,6 A	3,1 A	3,3 A
	I _{D3_ef}	(2.285) e (2.288)	6,5 A	4,8 A	7,8 A	7,2 A
D₅/ D₆	V _{D5_max}	(2.289)	207,5 V	212,4 V	207,5 V	212,4 V
	I _{D5_p}	(2.290)	20,4 A	19,4 A	42,8 A	42,7 A
	I _{D5_med}	(2.294) e (2.297)	3,5 A	3,7 A	3,6 A	5 A
	I _{D5_ef}	(2.302) e (2.305)	7,4 A	6,0 A	8,9 A	8,8 A
D₈/ D₇	V _{D8_max}	(2.306)	207,5 V	212,4 V	207,5 V	212,4 V
	I _{D8_p}	(2.307)	20,4 A	19,4 A	42,8 A	42,7 A
	I _{D8_med}	(2.310) e (2.313)	1,5 A	1,7 A	1,6 A	2,3 A
	I _{D8_ef}	(2.317) e (2.320)	6,4 A	4,0 A	8,1 A	6,2 A
L₁	V _{L1_max}	(2.321)	124,4 V	127 V	124,4 V	127 V
	I _{L1_p}	(2.322)	20,4 A	19,4 A	42,8 A	42,7 A
	I _{L1_med}	(2.326) e (2.329)	6,5 A	6,2 A	6,7 A	8,1 A
	I _{L1_ef}	(2.334) e (2.337)	9,8 A	7,7 A	11,9 A	11,4 A
C_o	V _{Co_max}	(2.338)	311 V	311,2 V	311 V	315 V
	I _{Co_ef}	(2.339)	7,4 A	6,0 A	7,4 A	6,1 A

Pode-se notar pelos resultados apresentados na Tabela 2-1 que os valores calculados

condizem com os valores obtidos por simulação. As maiores diferenças ocorrem nos valores das correntes médias e eficazes. Isto é devido às aproximações realizadas, por exemplo, o desprezo das etapas de condução simultânea dos interruptores S_1 e S_2 .

No projeto e especificação dos componentes do circuito devem ser escolhidos componentes com capacidade superior a obtida por cálculo ou por simulação, tornando assim o projeto conservativo.

2.10 Conclusão

Neste capítulo apresentou-se o princípio de funcionamento da topologia proposta e suas principais formas de onda.

Através do modelo da chave PWM de Vorpérian determinou-se o ganho estático e a função de transferência do conversor. Duas estratégias de controle foram discutidas, sendo uma linear e a outra não-linear.

Mostrou-se como determinar os componentes do filtro de saída, as relações de transformação dos transformadores T_1 e T_2 e as potências destes transformadores.

Foram determinadas expressões para os esforços nos componentes, traçando-se ábacos, para que de forma simples e rápida, os mesmos possam ser levantados durante a fase de projeto do conversor.

Obtiveram-se expressões para a ondulação de corrente nos indutores e para a ondulação de tensão na saída. Através de ábacos pode-se determinar estas ondulações, em função de parâmetros do circuito, como o valor da tensão de entrada, a indutância dos indutores do filtro de saída e a capacitância do capacitor de saída do conversor.

Foram comparados os valores obtidos dos ábacos de esforços nos componentes com os resultados de simulação, mostrando-se que os mesmos podem ser usados na etapa de projeto de um estabilizador de tensão.

No capítulo subsequente apresenta-se a metodologia de projeto de um estabilizador e o exemplo de um projeto completo, incluindo os circuitos auxiliares, necessários na implementação de um protótipo de laboratório.

3 Metodologia de Projeto e Realização de um Protótipo

3.1 Introdução

O objetivo inicial deste capítulo é fornecer uma metodologia de projeto dos componentes do estágio de potência e do circuito de controle. Em seguida será realizado um projeto completo de um estabilizador usando todos os elementos abordados neste trabalho. Desta forma, mostrar-se-á também, como são projetados os circuitos auxiliares.

Na Fig. 3-1 mostra-se a arquitetura do sistema, ou seja, um diagrama de blocos do estabilizador com todos os circuitos necessários ao seu correto funcionamento.

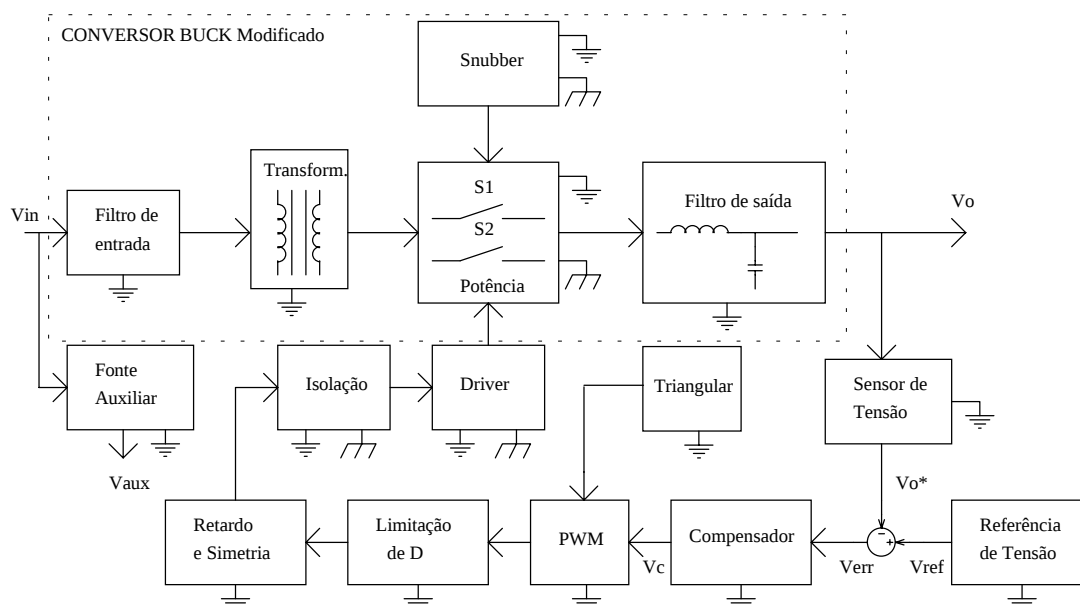


Fig. 3-1 - Diagrama de blocos do estabilizador.

As funções de cada bloco são comentadas a seguir.

1. Filtro de entrada – Devido a natureza pulsada da corrente solicitada da rede pelo estabilizador é necessário um filtro para diminuir o conteúdo harmônico da mesma;
2. Transformadores – A isolação e as tensões V_1 , V_2 e V_3 são geradas a partir de um único transformador com três secundários, ou mais comumente através de dois transformadores de baixa frequência, o primeiro com relação de transformação unitária n_1 e o segundo com dois secundários, com relações de transformação n_2 e n_3 ;
3. Potência – Célula de comutação do conversor, formada pelos interruptores S_1 e S_2 e

pelos diodos D_1 à D_8 ;

4. Snubber – Circuito de ajuda à comutação, discutido em seção posterior deste capítulo;
5. Filtro de saída – Circuito formado pelos indutores L_1 , L_2 e C_o que tem a finalidade de diminuir o conteúdo harmônico presente na tensão de saída do estágio de potência do estabilizador;
6. Fonte auxiliar – Conversor CA-CC linear que tem por objetivo alimentar o circuito de comando e controle do estabilizador;
7. Sensor de tensão – Divisor resistivo que tem por objetivo reduzir a tensão de saída a níveis compatíveis com os componentes do circuito de controle do estabilizador;
8. Referência de tensão – Circuito que tem por finalidade gerar uma tensão senoidal de baixa amplitude (referência) isenta de deformações e sincronizada com a rede de energia elétrica;
9. Controlador – Circuito que compara a tensão amostrada da saída (V_o^*) com a tensão de referência (V_{ref}), gerando através do sinal de erro (V_{err}) a tensão de controle (V_c);
10. Triangular – Circuito que gera uma tensão triangular na frequência de comutação;
11. PWM – Circuito que compara a tensão de controle com a triangular para gerar o sinal de comando dos interruptores;
12. Limitação de D – Para evitar a destruição dos interruptores durante os transitórios de partida e de regime deve-se limitar a razão cíclica máxima e mínima, ou seja, fazer $D_{max} < 1$ e $D_{min} > 0$;
13. Retardo e simetria – Circuito que gera os sinais de comando para os interruptores S_1 e S_2 a partir de um sinal de comando, inserindo o tempo de condução simultânea dos interruptores;
14. Isolação – Como os interruptores estão em massas diferentes, e que não é a mesma do circuito de comando, deve-se isolar os sinais de comando dos mesmos;
15. Driver – Circuito que adapta os níveis de corrente dos sinais de comando provenientes do circuito de comando com os níveis necessários ao comando dos interruptores.

3.2 Metodologia de projeto

De maneira simplificada, a metodologia para projeto do estabilizador consistirá, com base nas especificações de entrada, determinar os elementos do estágio de potência, do circuito de controle e dos circuitos auxiliares, como apresentado nos itens que seguem.

Os dados necessários ao projeto são:

- V_1 - Tensão de pico de entrada;
- V_o - Tensão de pico de saída;
- ΔV_1 - Variação na tensão de entrada;
- $\Delta V_{Co} \%$ - Ondulação máxima da tensão de saída;
- $\Delta I \%$ - Ondulação máxima de corrente nos indutores L_1 e L_2 ;
- P_o - Potência de saída;
- V_{semi} - Queda de tensão aproximada nos interruptores;
- f_s - Frequência de operação;
- D_{max} - Razão cíclica máxima;
- $Aten$ - Atenuação do sensor da tensão de saída;
- V_s - Tensão de pico da triangular;
- I_{o_p} - Corrente de pico da carga não-linear;
- I_{o_med} - Corrente média da carga não-linear;
- I_{o_ef} - Corrente eficaz da carga não-linear;
- di/dt - Derivada de corrente máxima da carga não-linear;
- T_a - Temperatura ambiente.

3.2.1 Estágio de Potência

Os elementos do estágio de potência são determinados tomando-se como base os estudos apresentados no capítulo precedente, devendo-se orientar pelos seguintes passos:

1. Escolher uma relação de transformação (n_2) para T_2 e determinar o filtro de saída (L_1 , L_2 e C_o)
 - Usar o ábaco da Fig. 2-27;
 - Determinar a ondulação máxima da tensão na saída;
 - Determinar o ganho do controlador usando a equação (2.39);
 - Determinar a indutância de L_1 e L_2 usando a equação (2.46);
 - Calcular a tensão máxima sobre L_1/L_2 (Equação (2.321));
 - Calcular a corrente de carga corrigida (Equação (2.58));
 - Calcular a corrente média e eficaz em L_1/L_2 (Fig. 2-54);
 - Projetar fisicamente os indutores L_1/L_2 ;
 - Determinar o capacitor de saída através das equações (2.55) e (2.56);

- Calcular a tensão máxima sobre C_o (Equação (2.338));
 - Calcular a corrente eficaz em C_o (Fig. 2-55);
 - Especificar o capacitor de filtragem C_o .
2. Determinar a ondulação de corrente e ondulação de tensão
 - Usar os ábacos das Fig. 2-37 e Fig. 2-38.
 3. Determinar as relações de transformação dos transformadores T_1 e T_2
 - Usar o algoritmo do Capítulo 2, item 2.6.3.
 4. Determinar as potências dos transformadores T_1 e T_2
 - Usar as equações (2.99), (2.102), (2.105) e (2.106);
 - Projetar fisicamente os transformadores T_1 e T_2
 5. Determinar os esforços nos componentes
 - Calcular a tensão máxima sobre os semicondutores (Equação (2.184));
 - Calcular a corrente de pico nos semicondutores (Fig. 2-48);
 - Calcular a corrente média e eficaz em S_1 (Fig. 2-47);
 - Calcular a corrente média e eficaz em S_2 (Fig. 2-49);
 - Calcular a corrente média e eficaz em D_1/D_2 (Fig. 2-50);
 - Calcular a corrente média e eficaz em D_3/D_4 (Fig. 2-51);
 - Calcular a corrente média e eficaz em D_5/D_6 (Fig. 2-52);
 - Calcular a corrente média e eficaz em D_7/D_8 (Fig. 2-53);
 6. Especificar os semicondutores de potência
 7. Realizar o cálculo térmico
 - Simular o estágio para obter as perdas nos componentes;
 - Determinar a resistência térmica do dissipador;
 - Especificar o dissipador.

3.2.2 Circuito de Controle

Compensador linear do tipo avanço-atraso de fase [21]

O projeto do compensador de tensão, do tipo avanço-atraso de fase, pode ser realizado utilizando-se os seguintes passos:

1. Posicionar a frequência de cruzamento quatro vezes abaixo da frequência de comutação:

- $$f_c = \frac{f_s}{4}$$

2. Determinar o ganho do conversor na frequência de cruzamento:

$$\bullet \quad G(2\pi f_c) = \frac{(V_2 + V_3)}{V_s} A_{ten} \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L_o C_o + (2\pi f_c) \frac{L_o}{R_o} + 1}$$

3. Posicionar os zeros do controlador na frequência de ressonância do filtro de saída do conversor:

$$\bullet \quad f_{Z1} = f_{Z2} = f_o$$

4. Posicionar o primeiro pólo do controlador na origem:

$$\bullet \quad f_{P1} = 0$$

5. Posicionar o segundo pólo do controlador inicialmente numa frequência quinze vezes maior que a frequência de ressonância:

$$\bullet \quad f_{P2} = 15f_o$$

6. Determinar o ganho H_2 do controlador, necessário para que na frequência de cruzamento o ganho resultante seja zero:

- Para que o ganho resultante $GC(2\pi f_c)$ seja zero em f_c o ganho do controlador deve ser igual a menos o ganho do conversor em f_c :

$$|G(2\pi f_c)| = -|C(2\pi f_c)|$$

Desta forma, o ganho do controlador em F_{P2} será:

$$H_2 = |C(2\pi f_c)| + 20 \log \left(\frac{f_{P2}}{f_c} \right) = -|G(2\pi f_c)| + 20 \log \left(\frac{f_{P2}}{f_c} \right)$$

$$A_2 = 10^{\frac{H_2}{20}}$$

7. Determinar o ganho H_1 do controlador:

$$\bullet \quad H_1 = H_2 - 20 \log \left(\frac{f_{P2}}{f_o} \right)$$

$$\bullet \quad A_1 = 10^{\frac{H_1}{20}}$$

8. Determinar os componentes do compensador:

- Atribuir um valor comercial para o capacitor C_1 :

$$C_1 = \text{valor comercial}$$

- Determinar o restante dos componentes:

$$R_2 = \frac{1}{2\pi C_1 f_{Z1}}$$

$$R_1 = R_2 \frac{A_1}{A_2 - A_1}$$

$$R_4 = A_2 R_1$$

$$C_2 = C_1 \frac{R_2}{R_4}$$

$$R_3 = \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4}$$

9. Verificar a margem de fase:

- $MF = 180^\circ + \angle G(2\pi f_c) + \angle C(2\pi f_c)$
- Caso a margem de fase esteja fora do intervalo $-180^\circ < MF < 0^\circ$ deve-se voltar ao item 5, escolhendo outra frequência para F_{p2} e refazer o projeto.

Compensador não-linear do tipo modo deslizante [23, 24 e 25]

Para o caso de um controlador do tipo modo deslizante, o projeto do compensador de tensão do tipo não-linear pode ser realizado seguindo-se os conforme os seguintes passos:

1. Determinar o ganho do sensor de saída

$$\bullet \quad G_o = \frac{V_{ref_pico}}{V_{o_pico}}$$

2. Determinar o ganho na região plana (G_i) (Equação (2-39))

3. Posicionar o zero do controlador na frequência de comutação

$$\bullet \quad f_z = f_s$$

4. Determinar os componentes do controlador

- Escolher um valor para C_1
- Determinar R_1

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_z C_1}$$

3.3 Realização de um protótipo

Tomando-se como base a metodologia determinada, projetou-se um protótipo completo, com o objetivo de realizarem-se estudos experimentais, visando comprovar, na prática, os estudos teóricos apresentados.

As especificações do protótipo a ser projetado e implementado são as seguintes:

- $V_1 = [248..311..373]V$ - Tensão de pico de entrada;
- $V_o = 311V$ - Tensão de pico de saída;
- $\Delta V_1 = 20\%$ - Variação na tensão de entrada;
- $\Delta V_{Co} \% = 3\%$ - Ondulação máxima da tensão de saída;
- $\Delta I \% = 50\%$ - Ondulação máxima da corrente nos indutores L_1 e L_2 ;
- $P_o = 1kW$ - Potência de saída;
- $V_{semi} = 2V$ - Queda de tensão aproximada nos interruptores;
- $f_s = 20kHz$ - Frequência de operação;
- $D_{max} = 0,98$ - Razão cíclica máxima;
- $Aten = 62,2:1$ - Atenuação do sensor da tensão de saída;
- $V_s = 5V$ - Tensão de pico da triangular;
- $I_{o_p} = 30A$ - Corrente de pico da carga não-linear;
- $I_{o_med} = 5,3A$ - Corrente média da carga não-linear;
- $I_{o_ef} = 9A$ - Corrente eficaz da carga não-linear;
- $di/dt = 0,17A/\mu s$ - Derivada de corrente máxima da carga não-linear;
- $T_a = 40^\circ C$ - Temperatura ambiente.

3.3.1 Projeto do estágio de potência

Transformadores e filtro de saída

Primeiramente necessita-se estabelecer uma relação de transformação inicial (n_2) para o transformador T_2 , a qual pode ser obtida fazendo uso do ábaco da Fig. 2-27 podendo ser adotado o valor de 0,4. Este valor está dentro da região permitida de valores de n_2 , e, com o mesmo, consegue-se valores pequenos para o capacitor de saída.

Determinação dos indutores (L_1 e L_2)

A indutância dos indutores de saída, considerando-se o valor de n_2 adotado inicialmente, será:

$$L = L_1 = L_2 = \frac{V_1(1 + n_2) - V_o - V_{semi}}{di/dt} = \frac{250(1 + 0,4) - 311 - 3 \cdot 2}{0,17} = 194,12\mu H$$

Adotar-se-á o valor de $L = L_1 = L_2 = 200\mu\text{H}$

A tensão máxima sobre os indutores do filtro de saída é dada por:

$$V_{L1_max} = V_1 + V_2 - V_o = 373 + 149,2 - 311 = 211,2 \text{ V}, \text{ para } n_2 = 0,4.$$

Para determinar as correntes média e eficaz nos indutores é necessário conhecer o ângulo de defasagem do filtro de saída. Considerando-se uma carga linear de 1 kW tem-se:

$$R_o = \frac{V_o^2}{2P_o} = \frac{311^2}{2 \cdot 1000} = 48,4 \Omega$$

$$Z_o = X_{L_o} + \frac{R_o X_{C_o}}{R_o + X_{C_o}} = j \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 200 \cdot 10^{-6} + \frac{48,4 \cdot \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 35 \cdot 10^{-6}}}{48,4 + \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 35 \cdot 10^{-6}}} = 40,75 \angle -32,47^\circ \Omega$$

Desta forma, as correntes média e eficaz nos indutores L_1/L_2 podem ser obtidas do ábaco da Fig. 2-54:

$$I_{L1/L2_med} = 6,8 \frac{1}{\cos(-32,47)} = 8 \text{ A} \text{ e } I_{L1/L2_ef} = 12 \frac{1}{\cos(-32,47)} = 14,22 \text{ A}$$

A corrente de pico nos indutores é dada pelo ábaco da Fig. 2-48 e vale aproximadamente 43A. No entanto, o fator de correção devido a defasagem deve ser usado, portanto:

$$I_{sem_p} = 43 \frac{1}{\cos(-32,47)} \cong 51 \text{ A}$$

Para determinar o núcleo é necessário especificar os seguintes parâmetros:

- $k = 0,7$ - Fator de utilização da janela do núcleo;
- $J = 500 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$ - Densidade máxima de corrente nos enrolamentos;
- $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$ - Permeabilidade do ar;
- $B = 0,48 \text{ T}$ - Máxima densidade de fluxo magnético para ferrites do tipo IP 12

fabricados pela Thorton.

A máxima excursão de fluxo é dada por:

$$\Delta B = B \frac{\Delta I_{L1}}{I_{L1_p}} = 0,48 \frac{13,5}{51} = 0,127 \text{ T}$$

Portanto, o produto $A_e A_w$ do núcleo será:

$$A_e A_w = \frac{L_1 I_{L1_p} I_{L1_ef}}{k B J} 10^4 = \frac{200 \cdot 10^{-6} \cdot 51 \cdot 14,22}{0,7 \cdot 0,48 \cdot 500} 10^4 = 8,6 \text{ cm}^4$$

Poderia ser escolhido o núcleo EE – 55, no entanto, como se deseja diminuir as perdas nos indutores, deve-se acrescentar condutores em paralelo visando diminuir a resistência dos enrolamentos. Desta forma, o núcleo escolhido foi o *EE 65/39 da Thorton*. As principais características deste núcleo são:

- $A_e = 7,98 \text{ cm}^2$ - Área da perna central do núcleo;
- $L_t = 11 \text{ cm}$ - Comprimento médio de uma espira;
- $A_w = 3,7 \text{ cm}^2$ - Área da janela;
- $V_e = 117,3 \text{ cm}^3$ - Volume do núcleo;
- $A_e A_w = 29,5 \text{ cm}^4$ - Produto de áreas.

O número de espiras do indutor é determinado por:

$$N = \frac{L_1 I_{L1_p}}{B A_e} 10^4 = \frac{200 \cdot 10^{-6} \cdot 51}{0,48 \cdot 7,98} 10^4 = 27 \text{ espiras}$$

O entreferro é calculado por:

$$\delta = \frac{lg}{2} = \frac{N^2 \mu_o A_e}{2 L_1} 10^{-2} = \frac{26^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 7,98}{400 \cdot 10^{-6}} 10^{-2} = 0,18 \text{ cm}$$

A profundidade de penetração, para uma temperatura de 100°C , é dada por:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{20000}} = 0,053 \text{ cm}$$

O diâmetro adequado para o condutor elementar, com vistas a minimizar-se a influência do efeito pelicular da corrente, é dado por $d = 2\Delta = 2 \cdot 0,053 = 0,106 \text{ cm}$.

O condutor que mais se aproxima desta condição é o 18 AWG, o qual tem diâmetro de 0,102 cm. No entanto, para facilitar a confecção do indutor especificou-se o condutor de número 24 AWG, com diâmetro de 0,051 cm, e cujas características principais são:

- $S_{\text{fio}} = 0,002047 \text{ cm}^2$ - Área de cobre;
- $\rho = 0,001125 \frac{\Omega}{\text{cm}}$ - Resistividade @ 100 °C;
- $S_{\text{fio_isolado}} = 0,002586 \text{ cm}^2$ - Área com isolamento.

A seção total de cobre necessária para a circulação da corrente é:

$$S = \frac{I_{L1_ef}}{J} = \frac{14,22}{500} = 0,028 \text{ cm}^2$$

O número de condutores elementares em paralelo será:

$$N_{\text{fios}} = \frac{S}{S_{\text{fio}}} = \frac{0,028}{0,002047} \cong 14 \text{ fios}$$

Para diminuir a resistência dos enrolamentos, verificando-se a capacidade de acomodação de mais condutores em paralelo, especificou-se, então:

$$N_{\text{fios}} = 35 \text{ fios de } 0,002047 \text{ cm}^2$$

Para um material do tipo IP 12 da Thorton tem-se [26]:

$$C_m = 7,9292 \cdot 10^{-3} \quad x = 1,4017 \quad y = 2,3294.$$

As perdas no núcleo serão dadas por:

$$P_{\text{nucleo}} = Cm(f_s)^x \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^y \frac{V_e}{1000} = 7,9292 \cdot 10^{-3} \cdot (20000)^{1,4017} \left(\frac{0,127}{2} \right)^{2,3294} \frac{117,3}{1000} = 1,6 \text{ W}$$

As perdas no cobre serão:

$$P_{\text{cobre}} = R_{\text{fio}} (I_{L1_ef})^2 = N \frac{\rho}{N_{\text{fios}}} L_t (I_{L1_ef})^2 = 27 \frac{0,000842}{35} 11(14,22)^2 = 1,44 \text{ W}$$

Portanto, a perda total será:

$$P = P_{\text{nucleo}} + P_{\text{cobre}} = 1,6 + 1,44 = 3,04 \text{ W}$$

A elevação de temperatura será:

$$\Delta T = R_t P = 23(A_e A_w)^{-0,37} P = 23(29,5)^{-0,37} 3,04 \cong 20^\circ \text{C}$$

A possibilidade de construção pode ser verificada pela relação entre a área de janela necessária e a disponível, sendo dada por:

$$\frac{A_{w_nec}}{A_w} = \frac{\frac{N N_{\text{fios}} S_{\text{fio_isolado}}}{0,7}}{3,7} = \frac{\frac{27 \cdot 35 \cdot 0,002586}{0,7}}{3,7} = \frac{3,49}{3,7} = 0,94$$

Comprovando, desta forma, a possibilidade física de construção.

Com a especificação dos indutores pode-se, com o ábaco da Fig. 2-37, determinar a ondulação de corrente nos indutores do filtro de saída como sendo de aproximadamente 210% da corrente de pico na saída para carga linear. Portanto:

$$I_{o_pico} = \sqrt{2} \frac{P_o}{V_o} = \sqrt{2} \frac{1000}{220} = 6,43 \text{ A}$$

$$\Delta I_L = 2,1 I_{o_pico} = 2,1 \cdot 6,43 = 13,5 \text{ A}$$

Determinação do capacitor (C_o)

A ondulação de tensão máxima na saída é determinada por:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta V_{Co} \%}{100} V_o = \frac{3}{100} 311 = 9,33 \text{ V}$$

O ganho do controlador na frequência de comutação é determinado por:

$$G_1 = \frac{V_s}{\Delta V_o G_o} = \frac{5}{9,33 \cdot \frac{5}{311}} = \frac{5}{9,33 \cdot \frac{1}{62,2}} = 33,33 \text{ V/V}$$

A capacitância do capacitor de saída é dada por:

$$C_o = \frac{\frac{\omega_s \text{ Aten } G_{fs}}{\Delta V_{rampa}} \frac{4(V_1(1+n_2) - V_{semi})}{\pi} - 1}{\omega_s^2 L}$$

$$C_o = \frac{\frac{(2\pi \cdot 20000) \frac{1}{62,2} 33,33}{400000} \frac{4(250(1+0,4) - 6)}{\pi} - 1}{(2\pi \cdot 20000)^2 200 \cdot 10^{-6}} = 23,45 \mu\text{F}$$

$$C_o = \frac{100}{(2\pi f_s)^2 L} = \frac{100}{(2\pi \cdot 20000)^2 200 \cdot 10^{-6}} = 31,66 \mu\text{F}$$

Adotar-se-á o valor de $C_o = 35 \mu\text{F}$

A tensão máxima sobre o capacitor do filtro de saída é dada por:

$$V_{Co_max} = 311 \text{ V}$$

A corrente eficaz no capacitor é obtida do ábaco da Fig. 2-55:

$$I_{Co_ef} = 7,5 \frac{1}{\cos(-32,47)} = 8,9 \text{ A}$$

Em função da corrente eficaz e da tensão máxima o capacitor do filtro de saída escolhido

é de uso geral em corrente alternada do fabricante *Epcos*. O mesmo possui as seguintes características:

- $35\mu\text{F} \times 460\text{V}$;
- $I_{\text{ef}} = 18\text{A}$.

A ondulação de tensão é determinada pelo ábaco da Fig. 2-38. Por este ábaco determina-se que a ondulação de tensão será menor que 1,8%. Portanto:

$$\Delta V_o = 0,018 V_{o_pico} = 0,018 \cdot 311 = 5,6\text{V}$$

Projeto dos transformadores T_1 e T_2

Determinados os valores dos elementos do filtro de saída, pode-se retomar a determinação da relação n_2 e ajustá-la ao seu valor mais adequado.

Considerando-se que a queda de tensão nos indutores do filtro de saída é determinada por:

$$\Delta V = L \frac{di}{dt} = 200 \cdot 0,15 = 30\text{V}$$

Determina-se pelo ábaco da Fig. 2-32, a razão cíclica máxima inicial como sendo $D_{\text{max}}=0,83$. Portanto, as relações de transformação de T_2 , para uma iteração, serão:

$$n_2 = \frac{\Delta V_1}{(V_1 - \Delta V_1)(2D_{\text{max}} - 1)} = \frac{0,2 \cdot 311}{(311 - 0,2 \cdot 311)(2 \cdot 0,83 - 1)} \cong 0,38$$

$$n_3 = \frac{\Delta V_1}{(V_1 + \Delta V_1)(2D_{\text{max}} - 1)} = \frac{0,2 \cdot 311}{(311 + 0,2 \cdot 311)(2 \cdot 0,83 - 1)} \cong 0,25$$

Resultando que as tensões nos secundário de T_2 serão:

$$V_2 = n_2 V_1 = 0,38 \cdot 311 = 118,18\text{V}$$

$$V_3 = n_3 V_1 = 0,25 \cdot 311 = 77,75\text{V}$$

A razão cíclica de operação será:

$$D_{oper} = \frac{V_o - V_1 + V_3 + 3V_{semi}}{V_2 + V_3} = \frac{311 - 311 + 77,75 + 3 \cdot 2}{118,18 + 77,75} = 0,427$$

O acréscimo de razão cíclica, necessária devido à carga não-linear, é dado por:

$$D_+ = \frac{V_o - V_1 + V_3 + 3V_{semi} + \Delta V}{V_2 + V_3} = \frac{311 - 311 + 77,75 + 3 \cdot 2 + 30}{118,18 + 77,75} = 0,58$$

Portanto, a razão cíclica máxima sofre uma redução, dada por:

$$\Delta D = D_+ - D_{oper} = 0,58 - 0,427 = 0,153$$

Assim, a nova razão cíclica máxima será:

$$D_{max} = D_{max} - \Delta D = 0,98 - 0,153 = 0,827 \cong 0,83$$

Como a razão cíclica máxima determinada acima é igual à especificada inicialmente, não é necessário repetir a sequência de cálculos para refinar as relações de transformação calculadas. Tem-se então:

$$\boxed{n_2 = 0,38} \quad \text{e} \quad \boxed{n_3 = 0,25}$$

Poderiam ser feitas mais iterações para determinar as relações de transformação, no entanto, a diferença entre os valores finais e os valores encontrados seria pequena, não justificando tais iterações.

Com base nos cálculos precedentes, determina-se a potência do transformador T_1 por:

$$\boxed{P_1 = P_o (1 + \Delta) = 1000 \cdot (1 + 0,2) = 1,2 \text{ kW}}$$

A potência do transformador T_2 será:

$$\boxed{P_2' = P_o n_2 (1 + \Delta) = 1000 \cdot 0,38 (1 + 0,2) = 0,456 \text{ kW}}$$

$$\boxed{P_2'' = P_o n_3 (1 + \Delta) = 1000 \cdot 0,25 (1 + 0,2) = 0,3 \text{ kW}}$$

$$P_2 = P_o \frac{2\Delta}{1-\Delta} \frac{1}{2D_{\max}-1} = 1000 \frac{(2 \cdot 0,2)}{(1-0,2)} \frac{1}{(2 \cdot 0,83-1)} = 0,76 \text{ kW}$$

Determinadas as relações de transformação de T_1 e T_2 pode-se realizar o projeto físico destes transformadores.

No projeto aqui realizado não se teve a preocupação com a otimização de parâmetros dos transformadores (resistência dos enrolamentos, indutâncias de dispersão, volume, peso, etc). Procurou-se direcioná-lo para o uso de materiais disponíveis em laboratório, com o objetivo apenas de realizar os necessários ensaios de laboratório com o conversor em estudo.

A escolha do núcleo do transformador deve ser feita em função da área da sua seção transversal necessária à circulação do fluxo máximo, sem saturação.

A seção magnética do núcleo pode ser determinada por:

$$S_m = 7,5 \sqrt{\frac{S}{f_r}}$$

$$S_{m_{T1}} = 7,5 \sqrt{\frac{1200}{60}} = 33,54 \text{ cm}^2 \text{ e } S_{m_{T2}} = 7,5 \sqrt{\frac{456 + 300}{60}} = 26,6 \text{ cm}^2$$

O núcleo, com carretel, disponível em laboratório tem como área de sua seção transversal $31,8 \text{ cm}^2$, tendo sido, então, o escolhido para utilização (Fig. 3-2).

Assim, as seções geométricas dos transformadores serão $S_{m_{T1}} = S_{m_{T2}} = 31,8 \text{ cm}^2$.

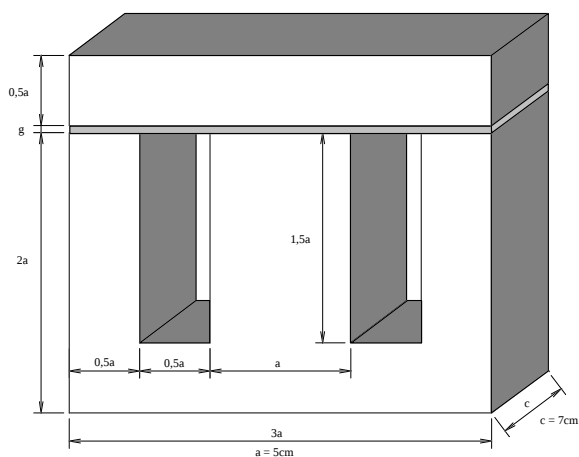


Fig. 3-2 - Núcleo disponível.

Considerando-se um fator de forma para alimentação senoidal de 4,44 e uma densidade de fluxo máxima de 1,13 T, pode-se determinar o número de espiras de cada enrolamento por:

$$N = \frac{10^4 V}{4,44 B_m S_m f_r}$$

Para uma tensão de alimentação (primário) de 220 V, frequência da rede de 60 Hz e seção magnética de 31,8 cm² tem-se:

$$N_{p_{T1}} = 230 \text{ espiras}$$

$$N_{s_{T1}} = 230 \text{ espiras}$$

$$N_{p_{T2}} = 230 \text{ espiras}$$

$$N_{s_{T2_1}} = 88 \text{ espiras}$$

$$N_{s_{T2_2}} = 58 \text{ espiras}$$

As correntes nos enrolamentos e as respectivas seções dos condutores são dadas por:

$$I = \frac{S [VA]}{V [V]}$$

$$A = \frac{I [A]}{d \left[\frac{A}{cm^2} \right]}$$

Aplicando-se nestas expressões os valores respectivos de potência aparente e tensão, e adotando-se uma densidade de corrente (d) de 450 A/cm², obtém-se:

$$I_{p_{T1}} = I_{s_{T1}} = 5,45 \text{ A} \quad A_{p_{T1}} = A_{s_{T1}} = 0,012 \text{ cm}^2 \quad \Rightarrow \quad \boxed{\text{Fio16 AWG}}$$

$$I_{p_{T2_p}} = 3,44 \text{ A} \quad A_{p_{T2_p}} = 0,0076 \text{ cm}^2 \quad \Rightarrow \quad \boxed{\text{Fio18 AWG}}$$

$$I_{s_{T2_1}} = 5,43 \text{ A} \quad A_{p_{T2_1}} = 0,012 \text{ cm}^2 \quad \Rightarrow \quad \boxed{\text{Fio16 AWG}}$$

$$I_{s_{T2_2}} = 5,45 \text{ A} \quad A_{p_{T2_2}} = 0,012 \text{ cm}^2 \quad \Rightarrow \quad \boxed{\text{Fio16 AWG}}$$

O comprimento médio de uma espira pode ser determinado, tomando como base o perfil de núcleo utilizado (Fig. 3-2), por:

$$l_t = 2a + 2c + \frac{a\pi}{2} = 2 \cdot 5 + 2 \cdot 7 + \frac{5 \cdot \pi}{2} = 31,85 \text{ cm}$$

As resistências dos enrolamentos, para 100⁰ graus de temperatura, serão dadas por:

$$R = N \rho_{fio} l_t, \text{ assim tem-se:}$$

$$\boxed{R_{T1_p} = R_{T1_s} = 230 \cdot 0,000176 \cdot 31,85 = 1,3 \Omega}$$

$$R_{T2_p} = 230 \cdot 0,000280 \cdot 31,85 = 2 \Omega$$

$$R_{T2_s1} = 88 \cdot 0,000176 \cdot 31,85 = 0,5 \Omega$$

$$R_{T2_s2} = 58 \cdot 0,000176 \cdot 31,85 = 0,32 \Omega$$

O fator de ocupação da janela do núcleo é dado por:

$$Fo = \frac{A_{fio_p} N_p + A_{fio_s} N_s}{a^2}$$

$$Fo_{T1} = \frac{2 \cdot 0,0152 \cdot 230}{0,5 \cdot 5^2} = 0,56$$

$$Fo_{T2} = \frac{0,0152(230 + 88 + 58)}{0,5 \cdot 5^2} = 0,45$$

Comprovando-se, assim, que é possível construir os transformadores.

Especificação dos semicondutores de potência do conversor

A tensão máxima sobre os semicondutores é dada por:

$$V_{semi_max} = V_2 + V_3 = (n_2 + n_3) V_1 = (0,38 + 0,25) 373 = 235 \text{ V}$$

As correntes média e eficaz nos semicondutores de potência do conversor são obtidas dos ábacos das Fig. 2-47, Fig. 2-49, Fig. 2-50, Fig. 2-51, Fig. 2-52 e Fig. 2-53:

$$I_{S1_med} = 6,4 \frac{1}{\cos(-32,47)} = 7,6 \text{ A}$$

$$I_{S2_med} = 7 \frac{1}{\cos(-32,47)} = 8,3 \text{ A}$$

$$I_{D1/D2_med} = 2,3 \frac{1}{\cos(-32,447)} = 2,7 \text{ A}$$

$$I_{D3/D4_med} = 3,5 \frac{1}{\cos(-32,47)} = 4,15 \text{ A}$$

$$I_{D5/D6_med} = 3,8 \frac{1}{\cos(-32,47)} = 4,5 \text{ A}$$

$$I_{S1_ef} = 12 \frac{1}{\cos(-32,47)} = 14,22 \text{ A}$$

$$I_{S2_ef} = 14 \frac{1}{\cos(-32,47)} = 16,6 \text{ A}$$

$$I_{D1/D2_ef} = 8 \frac{1}{\cos(-32,47)} = 9,5 \text{ A}$$

$$I_{D3/D4_ef} = 8,4 \frac{1}{\cos(-32,47)} = 10 \text{ A}$$

$$I_{D5/D6_ef} = 9,2 \frac{1}{\cos(-32,47)} = 11 \text{ A}$$

$$I_{D7/D8_med} = 2,3 \frac{1}{\cos(-32,47)} = 2,7 \text{ A}$$

$$I_{D7/D8_ef} = 8,5 \frac{1}{\cos(-32,47)} = 10 \text{ A}$$

Os semicondutores escolhidos foram determinados para uma potência da ordem de 5 kW. Isto porque se pretende realizar testes com potências maiores. Desta forma, realizaram-se simulações para determinar os esforços nos componentes para uma potência de 5 kW com carga não-linear.

Em função do alto valor de corrente eficaz nos interruptores preferiu-se utilizar transistores do tipo IGBT ao invés de MOSFET's. Se fossem utilizados MOSFET's haveria necessidade de conectar componentes em paralelo para diminuir a resistência de condução, isso elevaria o custo e diminuiria a confiabilidade da estrutura.

Os interruptores escolhidos para S_1 e S_2 são os IGBT's de quarta geração da *IR IRG4PSC71U*. Estes interruptores não possuem diodo interno. As principais características deste componente são:

- $V_{CES} = 600 \text{ V}$ - Tensão coletor emissor máxima;
- $V_{CE(on)} = 1,95 \text{ V}$ - Queda de tensão direta de condução;
- $I_C = 60 \text{ A}$ @ $T_c = 100^\circ \text{C}$ - Corrente de coletor média;
- $I_{CM} = 200 \text{ A}$ - Corrente de coletor máxima;
- $t_{on} = 30 \text{ ns}$ - Tempo de entrada em condução;
- $t_{off} = 129 \text{ ns}$ - Tempo de bloqueio;
- $R_{jc} = 0,36^\circ \text{C/W}$ - Resistência térmica entre junção e cápsula;
- $R_{cd} = 0,24^\circ \text{C/W}$ - Resistência térmica entre cápsula e dissipador;
- $T_j = 150^\circ \text{C}$ - Máxima temperatura de junção.

Para os diodos D_1 à D_8 poder-se-ia escolher componentes com características de corrente diferentes. No entanto, para facilitar a montagem escolheu-se todos os diodos iguais da série *HFA30PA60C da IR*. As características destes semicondutores são:

- $V_R = 600 \text{ V}$ - Tensão reversa máxima;
- $V_F = 2 \text{ V}$ - Queda de tensão direta;
- $I_F = 15 \text{ A}$ @ $T_c = 100^\circ \text{C}$ - Corrente média por perna;

- $I_{FSM} = 150 \text{ A}$ - Corrente de pico, pulso simples, por perna;
- $I_{FRM} = 60 \text{ A}$ - Corrente de pico, pulso repetitivo, por perna;
- $di/dt = 200 \text{ A}/\mu\text{s}$ - Derivada de corrente de entrada em condução;
- $R_{jc} = 0,85 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ - Resistência térmica entre junção e cápsula;
- $R_{cd} = 0,25 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ - Resistência térmica entre cápsula e dissipador;
- $T_j = 150 \text{ }^{\circ}\text{C}$ - Máxima temperatura de junção.

Especificação do dissipador

A potência média dissipada sobre os semicondutores de potência (que serão montados sobre o dissipador) foi obtida por simulação. Isto é justificado em função da inserção de um circuito de ajuda à comutação, da operação em malha fechada e principalmente devido à carga não-linear.

A potência sobre os interruptores é $P_S^i = [100, 110] \text{ W}$ para $i = 1...2$.

Para os diodos tem-se $P_D^i = [23, 27, 38, 33, 52, 37, 37, 28] \text{ W}$ para $i = 1...8$.

Pode-se determinar a temperatura no dissipador, para cada componente como sendo:

$$T_{ds}^i = T_j - (R_{jc}^i + R_{cd}^i) P_S^i \quad \text{para} \quad i = 1...2 \Rightarrow T_{ds}^1 = 90 \text{ }^{\circ}\text{C} \text{ e } T_{ds}^2 = 84 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$T_{dd}^i = T_j - (R_{jc}^i + R_{cd}^i) P_S^i \quad \text{para} \quad i = 1...8 \text{ donde:}$$

$$T_{dd}^1 = 125 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad T_{dd}^2 = 120 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad T_{dd}^3 = 108 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad T_{dd}^4 = 114 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad T_{dd}^5 = 93 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$T_{dd}^6 = 109 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad T_{dd}^7 = 109 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad T_{dd}^8 = 119 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

Escolhendo a menor temperatura no dissipador e realizando o somatório de potências dissipadas sobre os componentes tem-se:

$$T_d = 84 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$P_t = \sum_1^2 P_S^i + \sum_1^8 P_D^i = 485 \text{ W}$$

Portanto, pode-se determinar a resistência térmica do dissipador:

$$R_{da} = \frac{T_d - T_a}{P_t} = \frac{84 - 40}{485} = 0,091 \text{ } ^\circ\text{C}$$

O dissipador que satisfaz esta resistência térmica é o modelo *SP 0,25* ($l = 200 \text{ mm}$) da *Semikron* com ventilação forçada através de 1 (um) ventilador modelo *SK2120-AC-220 V* também da *Semikron*.

3.3.2 Projeto do circuito de controle

Compensador linear do tipo avanço-atraso de fase

Conforme visto nos itens precedentes, a frequência de cruzamento é posicionada quatro vezes abaixo da frequência de comutação. Portanto:

$$f_c = \frac{f_s}{4} = \frac{20000}{4} = 5 \text{ kHz}$$

O ganho do conversor, na frequência de cruzamento, é dado por:

$$G(2\pi f_c) = \frac{(V_2 + V_3)}{V_s} A_{ten} \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L_o C_o + (2\pi f_c) \frac{L_o}{R_o} + 1}$$

$$G(2\pi \cdot 5000) = \frac{373(0,38 + 0,267)}{5} 0,01 \frac{1}{(2\pi \cdot 5000)^2 200 \cdot 10^{-6} \cdot 35 \cdot 10^{-6} + (2\pi \cdot 5000) \frac{200 \cdot 10^{-6}}{10000} + 1}$$

$$G(2\pi \cdot 5000)_{dB} = -23,34 \text{ dB}$$

A resistência de carga (R_o) é considerada como uma resistência de valor mínimo, para que a saída não fique com carga nula (período de não solicitação de corrente da carga não-linear) e especificada como $10 \text{ k}\Omega$.

Os zeros do controlador são posicionados na frequência de ressonância do filtro de saída do conversor:

$$f_{z1} = f_{z2} = f_o = \frac{1}{\sqrt{L_o C_o}} = \frac{1}{\sqrt{200 \cdot 10^{-6} \cdot 35 \cdot 10^{-6}}} = 1,9 \text{ kHz}$$

O primeiro pólo do controlador é posicionado na origem $f_{p1} = 0$.

Posiciona-se o segundo pólo do controlador inicialmente numa frequência quinze vezes maior que a frequência de ressonância:

$$f_{p2} = 15f_o = 15 \cdot 1900 = 28,5 \text{ kHz}$$

O ganho H_2 do controlador, necessário para que na frequência de cruzamento o ganho resultante seja zero, é dado por:

$$H_2 = |C(2\pi f_c)| + 20 \log \left(\frac{f_{p2}}{f_c} \right) = -|G(2\pi f_c)| + 20 \log \left(\frac{f_{p2}}{f_c} \right) = -|-23,34| + 20 \log \left(\frac{28500}{5000} \right) = 38,46 \text{ dB}$$

$$A_2 = 10^{\frac{H_2}{20}} = 10^{\frac{38,46}{20}} = 83,75$$

O ganho H_1 do controlador será:

$$H_1 = H_2 - 20 \log \left(\frac{f_{p2}}{f_o} \right) = 38,46 - 20 \log \left(\frac{28500}{1900} \right) = 14,94 \text{ dB}$$

$$A_1 = 10^{\frac{H_1}{20}} = 10^{\frac{14,94}{20}} = 5,58$$

Atribuindo-se um valor comercial para $C_1 = 10 \text{ nF}$, pode-se determinar o restante dos componentes por:

$$R_2 = \frac{1}{2\pi C_1 f_{z1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot 1900} \cong 8,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = R_2 \frac{A_1}{A_2 - A_1} = 8200 \frac{5,58}{83,75 - 5,58} \cong 560 \Omega$$

$$R_4 = A_2 \quad R_1 = 83,75 \cdot 560 \cong 47 \text{ k}\Omega$$

$$C_2 = C_1 \frac{R_2}{R_4} = 10 \cdot 10^{-9} \frac{8200}{47000} \cong 1,8 \text{ nF}$$

$$R_3 = \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} = \frac{8200 \cdot 47000}{8200 + 47000} \cong 6,8 \text{ k}\Omega$$

Na Fig. 3-3 mostra-se os diagramas de Bode de módulo do conversor em estudo. Em

traço pontilhado tem-se o diagrama de módulo da planta (conversor), em tracejado do controlador e em traço cheio da planta somado com o controlador. Na frequência de ressonância (aproximadamente 2 kHz) a curva de módulo apresenta um pico de ressonância, típico de sistemas de segunda ordem. Em altas frequências (acima da frequência de ressonância (ω_o)), a curva de módulo de laço aberto do conversor (em traço pontilhado) decai com uma inclinação de -40dB/dec .

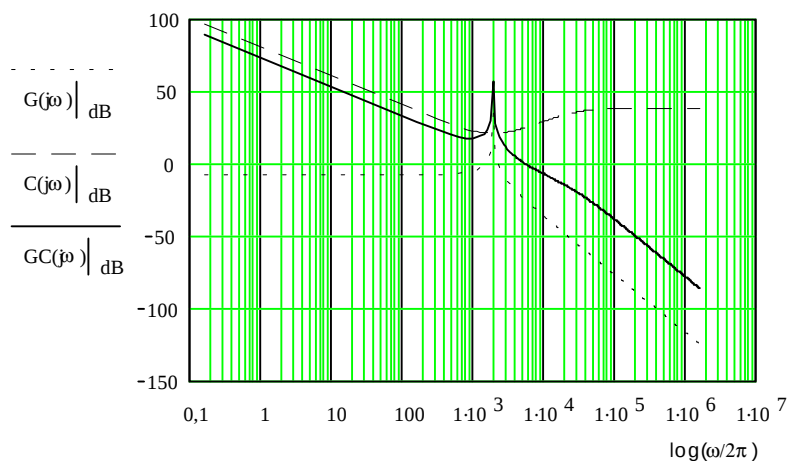


Fig. 3-3 - Diagramas de Bode de módulo do conversor.

Na Fig. 3-4 mostra-se os diagramas de Bode de fase do conversor em estudo. Pode-se notar que a fase não ultrapassa -180° em nenhum momento, o que caracteriza a estabilidade do sistema.

A margem de fase, usando-se os componentes especificados acima, vale aproximadamente 38° , validando os cálculos efetuados.

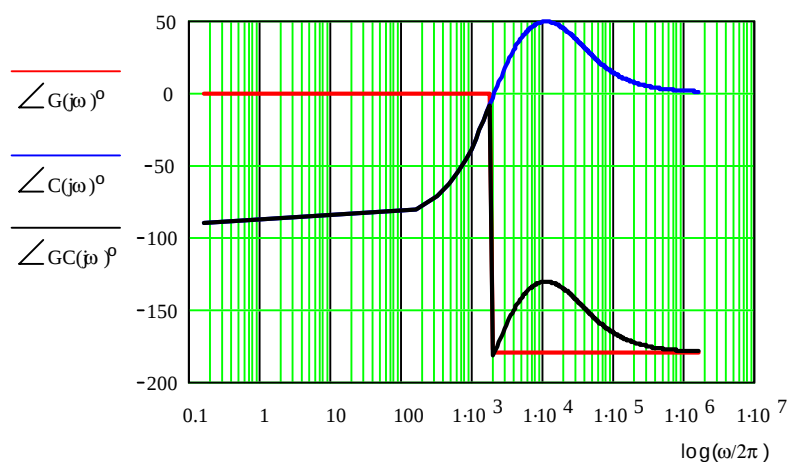


Fig. 3-4 - Diagramas de Bode de fase do conversor.

Compensador não-linear do tipo modo deslizante

Os ganhos do sensor da tensão de saída e na região plana do conversor são dados por:

$$G_o = \frac{V_{\text{ref_pico}}}{V_{o_pico}} = \frac{5}{311} = 0,016 \text{ V/V} \text{ e } G_1 \leq \frac{V_s}{\Delta V_o G_o} = \frac{5}{9,33 \cdot 0,016} = 33,33 \text{ V/V}$$

O zero do controlador fica posicionado na frequência de comutação $f_z = f_s = 20 \text{ kHz}$.

Atribuindo-se um valor comercial para $C_1 = 10 \text{ nF}$ pode-se determinar o resistor R_1 por:

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_z C_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 20000 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 795 \Omega$$

Adotar-se-á $R_1 = 330 + 470 = 800 \Omega$

3.3.3 Projeto dos circuitos auxiliares

Nesta seção tem-se por objetivo projetar os circuitos auxiliares, apresentados no diagrama de blocos da Fig. 3-1, os quais são: circuito de ajuda à comutação, gerador de referência senoidal, retificadores de precisão, gerador de tensão triangular, circuitos PWM, lógica de geração dos sinais de controle e circuitos de comando dos interruptores.

Circuito de ajuda à comutação

Em capítulo precedente deste trabalho foram abordados o princípio de funcionamento do estabilizador, com suas etapas de funcionamento e principais formas de onda. Nesta seção pretende-se mostrar como a recuperação dos diodos eleva os esforços de corrente (valores de pico) nos interruptores S_1 e S_2 e nos demais diodos.

Na Fig. 3-5 mostra-se a segunda etapa de funcionamento do conversor. Já na Fig. 3-6 mostra-se a terceira etapa de funcionamento apontando o caminho das correntes de recuperação dos diodos D_2 , D_3 e D_7 . Na segunda etapa, ambos os interruptores (S_1 e S_2) estavam conduzindo. Considerando o semiciclo positivo da tensão da rede, da segunda para a terceira etapa tem-se a recuperação reversa dos diodos D_2 , D_3 e D_7 .

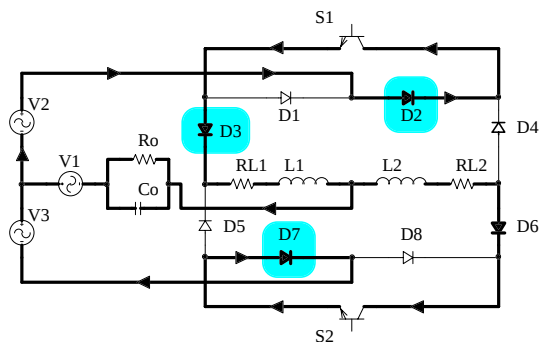


Fig. 3-5 - Segunda etapa de funcionamento.

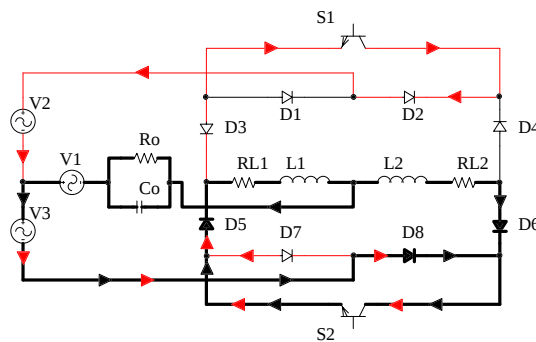


Fig. 3-6 - Terceira etapa de funcionamento.

Nas outras comutações também se manifestam os fenômenos de recuperação dos diodos. Para solucionar o problema de sobrecorrentes nos componentes pode ser acrescentada uma pequena indutância de auxílio à comutação em série com os interruptores S_1 e S_2 . Agora, devido a presença destas indutâncias de auxílio à comutação, é necessário inserir também um circuito grampeador, visando absorver a energia armazenada nestas indutâncias, ou nas próprias indutâncias do circuito.

Na Fig. 3-7 mostra-se o estágio de potência com a inserção dos circuitos de ajuda à comutação. Os indutores limitam a derivada de corrente nos interruptores, fazendo com que a entrada em condução dos interruptores seja suave. O bloqueio dos interruptores continua sendo dissipativo.

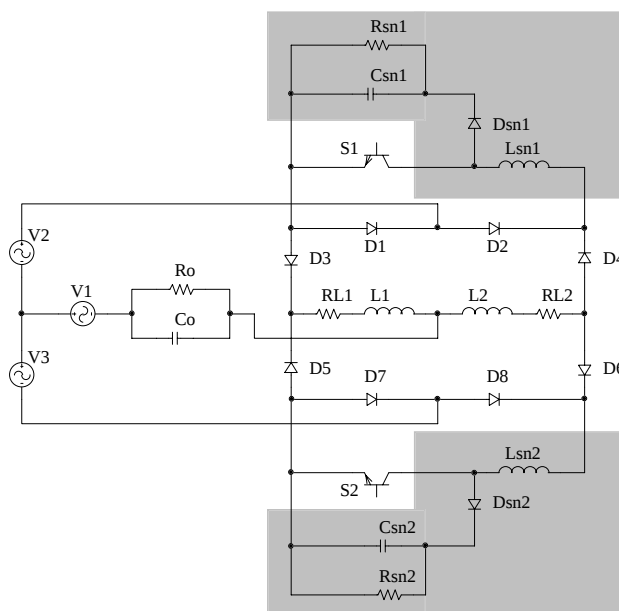


Fig. 3-7 - Estágio de potência com os circuitos de ajuda a comutação.

Os indutores do circuito de ajuda à comutação (L_{sn1} e L_{sn2}) são determinados em função da derivada de corrente permitida pelos semicondutores do circuito. Considerando a entrada em

condução do interruptor S_1 , a tensão sobre o indutor L_{sn1} será:

$$\begin{aligned} V_{Lsn1} &= V_1 + V_2 - V_o + V_{L1} = V_1 + V_2 - V_o + (V_1 - V_3 - V_o) \\ V_{Lsn1} &= 2V_1 - 2V_o + V_2 - V_3 = 2 \cdot 373 - 2 \cdot 311 + 0,38 \cdot 373 - 0,25 \cdot 373 \\ V_{Lsn1} &= 172,49 \text{ V} \end{aligned}$$

Portanto, a indutância dos indutores do circuito de ajuda à comutação será:

$$L_{sn1} = L_{sn1} = \frac{V_{Lsn1}}{di/dt} = \frac{172,49}{200 \text{ A}/\mu\text{s}} = 0,86 \mu\text{H}$$

Pode-se fazer então $L_{sn1} = L_{sn1} = 1 \mu\text{H}$

A energia armazenada nos indutores será:

$$E = \frac{1}{2} L_{sn1} (I_{sem_p})^2 = \frac{1}{2} 1 \cdot 10^{-6} (51)^2 = 0,0013 \text{ J}$$

Especificando a tensão máxima sobre os interruptores em 500 V e uma ondulação de tensão de aproximadamente 5% tem-se, para os capacitores do circuito de ajuda à comutação:

$$C_{sn1} = C_{sn1} = \frac{2E}{V_p^2 - V_m^2} = \frac{2 \cdot 0,0013}{500^2 - (500 \cdot 0,95)^2} \cong 100 \text{ nF}$$

Os resistores do circuito de ajuda à comutação podem ser obtidos, inicialmente, por:

$$R_{sn1} = R_{sn2} = \frac{V_p^2}{E f_s} = \frac{500^2}{0,0013 \cdot 20000} = 9,6 \text{ k}\Omega$$

Por simulação ajustou-se o valor dos resistores, obtendo-se:

$$R_{sn1} = R_{sn2} = 27 \text{ k}\Omega / 15 \text{ W}$$

O projeto físico dos indutores do circuito de ajuda à comutação é idêntico ao realizado para os indutores do filtro de saída. Os parâmetros construtivos são:

- Núcleo usado: EE 20, material IP 12 (Thorton);
- Número de espiras, número de condutores em paralelo e seção dos condutores:
 $N = 4$ espiras com 16 fios de seção $0,002047 \text{ cm}^2$;
- Entreferro: $\delta = 0,063 \text{ cm}$;
- Potência total perdida em cada indutor snubber: $P = 0,57 \text{ W}$;
- Elevação de temperatura: $\Delta t = 33,23 ^\circ\text{C}$;
- Possibilidade de construção: $\frac{A_{w_nec}}{A_w} = 0,91$.

Geração da referência senoidal

Nesta seção tem-se por objetivo descrever como é gerada a referência senoidal e como esta é sincronizada com a rede.

É necessário gerar uma referência senoidal porque a tensão da rede, normalmente, não é perfeitamente senoidal. Desta forma, o conversor em estudo, que tem a tarefa de atuar como filtro, necessita de uma referência senoidal perfeita para poder compensar as “deformações” da tensão da rede. Um outro motivo é o fato de que a tensão da rede é variável, então seria necessária uma malha de controle do tipo feed-forward, para compensar estas variações e manter a referência no valor desejado, independente das variações da rede.

A estratégia para geração da referência senoidal é armazenar uma senóide digital na memória de um microcontrolador do tipo PIC (Interface Controladora Programável). A principal vantagem de usar-se um microcontrolador reside no fato de facilitar a sincronização com a rede.

O gerador da tensão de referência senoidal é formado por três grandes blocos: o primeiro é responsável por gerar uma forma de onda quadrada sincronizada com a rede; o segundo, onde o elemento principal é o PIC, tem a função de, a partir do sinal de sincronização, ler da memória a senóide digital e disponibilizá-la na saída; já o terceiro tem como elemento principal o conversor digital-analógico (DAC0800), responsável por converter os valores digitais fornecidos pelo PIC em sinais analógicos. É nesta parte do circuito que é possível fixar a amplitude do sinal de referência desejado.

A senóide armazenada na memória do microcontrolador poderia ser retificada, visto que a lógica do circuito de controle exige isso. No entanto preferiu-se armazenar uma senóide e depois retificá-la. Isso foi feito apenas em virtude de detalhes práticos no que concerne a utilização de material disponível no laboratório.

Detector de passagem por zero

Na Fig. 3-8 mostra-se o circuito detector de passagem por zero. A tensão senoidal da rede é aplicada a um comparador do tipo Schmitt-trigger. Na saída do comparador tem-se uma tensão quadrada, já que o amplificador operacional é alimentado com tensão não-simétrica.

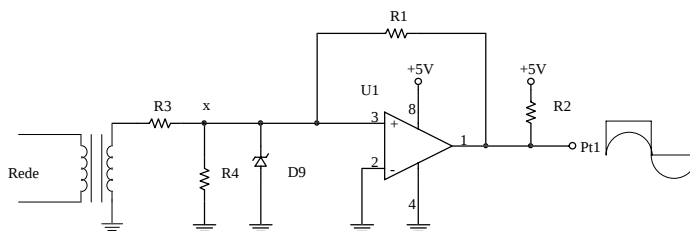


Fig. 3-8 - Detector de passagem por zero.

Interface controladora programável

O microcontrolador utilizado, devido à disponibilidade em laboratório, foi o PIC16C73B. O algoritmo do gerador de referência senoidal sincronizada com a rede utiliza basicamente dois elementos da arquitetura do microcontrolador: a fonte de interrupção INT0, responsável pelo reconhecimento de um evento externo, e o temporizador TIMER2, responsável pela temporização do sistema.

Na Fig. 3-9 mostra-se o diagrama elétrico do circuito do microcontrolador.

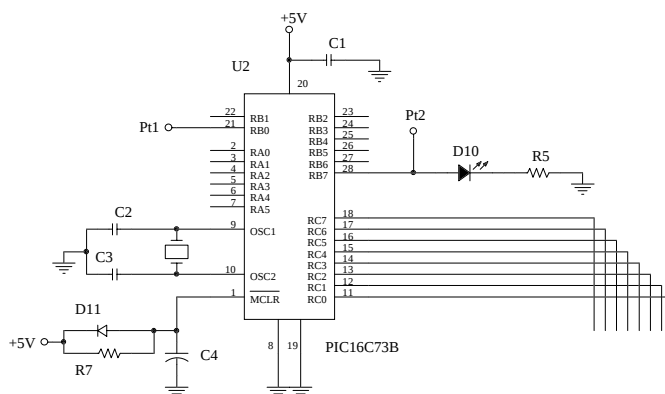


Fig. 3-9 - Circuito do microcontrolador.

Fonte de interrupção INT0

A fonte de interrupção INT0 foi utilizada com a finalidade de detectar a passagem por zero da tensão da rede. No instante de passagem por zero da tensão da rede, a tensão de saída do detector de sincronismo sofrerá uma transição de zero para +5 V. A interrupção INT0 será sensível

a esta transição (borda de subida) e associará este evento com a rotina SYNC. Esta rotina executará uma seqüência de tarefas para garantir a sincronização do sistema, quais sejam:

1. Avaliar a diferença de fase entre a senóide gerada e a rede elétrica;
2. Verificar a tolerância de fase entre a senóide gerada e a rede elétrica;
3. Aplicar um atraso ou um avanço de fase constante a cada ciclo da rede;
4. Sincronizar e garantir a condição de sincronização;
5. Sinalizar a condição de sincronização;
6. Enviar um sinal de comando adequado à condição de sincronização.

Temporizador TIMER2

O temporizador TIMER2 é responsável pela base de tempo do sistema. Assim, este elemento faz a recarga automática do registrador de período. A contagem é dada por:

$$PR2 = \frac{f_{clock}}{4f_{rede}n}$$

onde:

- PR2 – valor da contagem do TIMER2;
- n – número de pontos da tabela do seno (512 para este microcontrolador);
- f_{clock} – frequência do cristal oscilador;
- f_{rede} – frequência da rede.

A configuração do TIMER2 permite que a temporização do sistema seja realizada livremente, gerando uma solicitação de interrupção a cada 32,5 μ s, aproximadamente. A cada interrupção é executada uma rotina denominada TIMER2. Esta rotina executa a seqüência de tarefas necessárias exclusivamente à geração da senóide de referência, obtida com ajuda da expressão (3.1).

$$\text{Seno}(x) = 128 + \text{INT} \left[127 \sin \left(\frac{2\pi}{512} x \right) \right] \quad 0 \leq x \leq 512 \quad (3.1)$$

Nesta rotina são executadas as seguintes ações:

1. Ler o valor na tabela do seno;
2. Enviar o valor lido para a saída paralela denominada PORTC;
3. Incrementar o ponteiro da tabela.

Algoritmo de sincronização

A ação de sincronização é uma combinação do sinal de sincronismo com os valores de tolerância e avanço/atraso. A fonte externa de interrupção indica o momento exato da passagem da rede por zero, o valor de tolerância assimila as pequenas perdas de fase e o valor de avanço/atraso define a rapidez com a qual o sistema será sincronizado. Para melhor ilustrar a ação de sincronização é apresentado na Fig. 3-10 o fluxograma deste algoritmo. Pelo mesmo conclui-se que, a partir do momento no qual o sincronismo é atingido, o ponteiro da tabela do seno passa a ser sistematicamente inicializado. Esta ação garante a manutenção da sincronização de tal forma que a fase do sinal gerado permaneça sempre dentro da tolerância desejada.

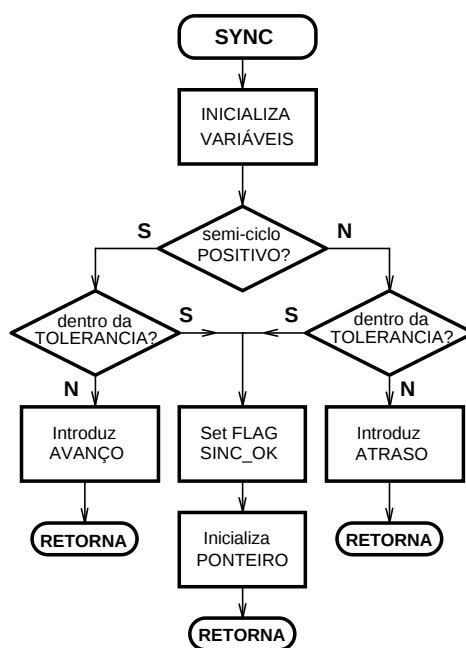


Fig. 3-10 - Fluxograma do algoritmo de sincronização.

Conversor digital-analógico

O circuito elétrico do conversor digital-analógico é mostrado na Fig. 3-11. O circuito integrado DAC0800 é um conversor padrão bastante conhecido no mercado. Uma grande vantagem

deste componente é o fato do mesmo disponibilizar tensão simétrica na saída. A amplitude da tensão de saída pode ser ajustada pela tensão de referência aplicada no terminal 14 do DAC.

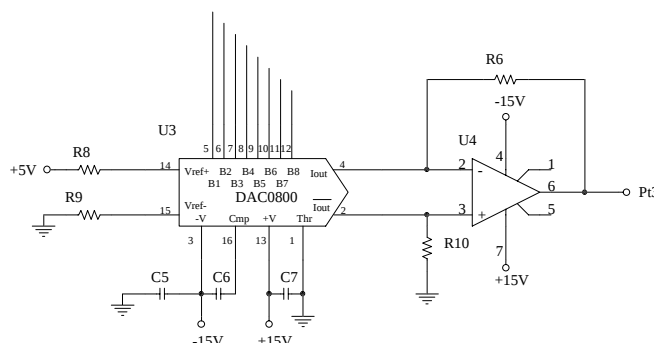


Fig. 3-11 - Circuito do conversor digital-analógico.

Retificador de precisão

Para o correto funcionamento da lógica de controle, os sinais fornecidos ao compensador de tensão para comparação e geração do sinal de controle devem ser retificados. A possibilidade de usar-se diodos convencionais é descartada, pois a retificação precisa ser em onda completa, devido ao fato de que as referências de entrada e saída dos retificadores são comuns. Uma solução possível é utilizar-se um retificador de precisão, conforme mostrado na Fig. 3-12.

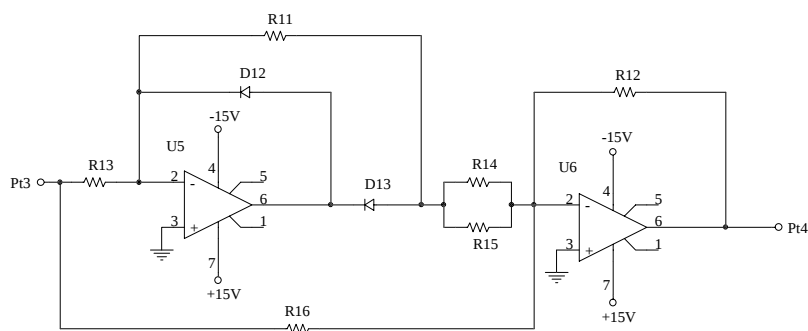


Fig. 3-12 - Retificador de precisão.

Geração da triangular

A geração de um sinal triangular, na frequência de comutação, para comparação com o sinal de controle e posterior geração dos sinais de comando dos interruptores é realizada pelo circuito da Fig. 3-13.

Este circuito pode ser dividido em dois circuitos isolados: um integrador e um comparador. Na saída do integrador tem-se a tensão com forma triangular. O circuito comparador é

necessário para converter a tensão triangular numa tensão quadrada simétrica, caso se deseje, sendo que esta tensão quadrada serve de reset para o circuito integrador.

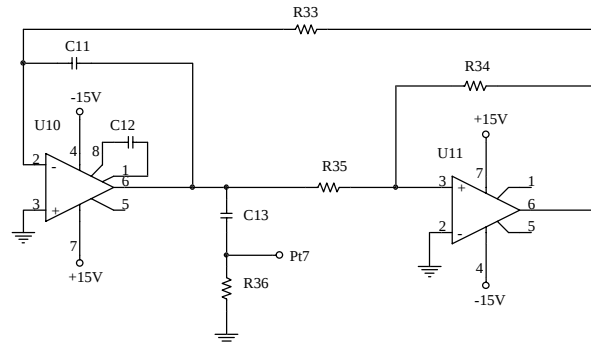


Fig. 3-13 - Circuito para geração da triangular.

O projeto do circuito gerador de forma de onda triangular é realizado estipulando-se uma tensão de saturação para os amplificadores operacionais. Esta tensão pode ser obtida do catálogo do fabricante, tendo-se $V_{sat}=13,8$ V.

A tensão de pico da triangular é fixada em $V_s=5$ V e a frequência da triangular será $F_s=20$ kHz . O ganho (a) do comparador é dado por:

$$a = \frac{R_{34}}{R_{35}} = \frac{V_{sat}}{V_s} = \frac{13,8}{5} = 2,76$$

Atribuindo-se valores para $R_{35}=33\text{k}\Omega$ e para $C_{11}=1,2\text{nF}$, pode-se determinar o restante dos componentes:

$$R_{34} = a R_{35} = 2,76 \cdot 33 = 91\text{k}\Omega$$

$$R_{33} = \frac{a}{4f_s C_{11}} = \frac{2,76}{4 \cdot 20000 \cdot 1,2 \cdot 10^{-9}} = 28,75\text{k}\Omega$$

Circuito PWM

O sinal triangular deve ser comparado com o sinal de controle para gerar o sinal de comando dos interruptores. O circuito que realiza esta tarefa é o circuito PWM (modulação por largura de pulso), mostrado na Fig. 3-14. Pela mesma pode-se verificar que quando a amplitude da tensão de controle tiver valor maior que a tensão triangular, a saída do circuito PWM será alta. Isto significa que o interruptor S_1 deve ser comandado a conduzir e o interruptor S_2 bloqueado.

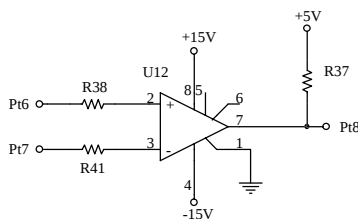


Fig. 3-14 - Circuito PWM.

Lógica de geração dos sinais de comando

No circuito PWM gerou-se o sinal de comando dos interruptores. No entanto, este sinal precisa ser decomposto em dois sinais, um para comando de S_1 e o outro para comando de S_2 . Além disso, é necessário um circuito que gere o tempo de comando simultâneo dos dois interruptores. O circuito que realiza estas tarefas é o circuito lógico mostrado na Fig. 3-15.

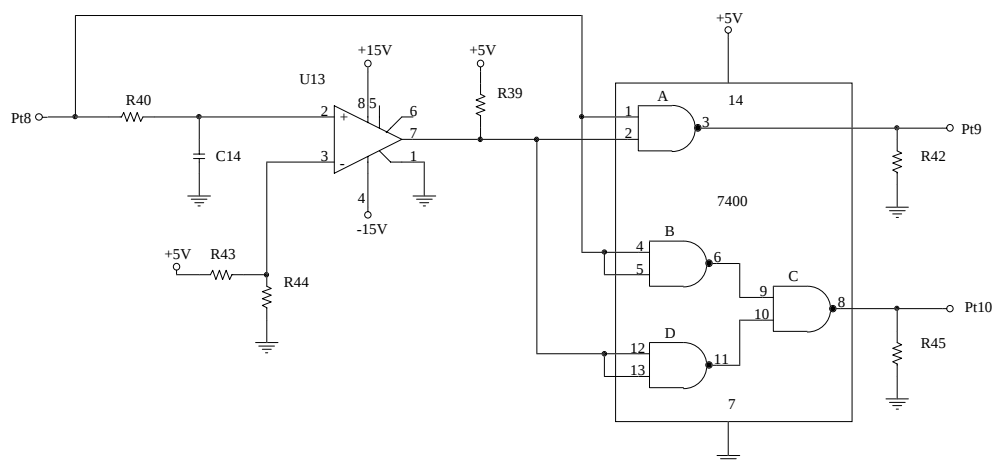


Fig. 3-15 - Circuito lógico para geração dos sinais de comando dos interruptores.

Os sinais de comando necessários ao funcionamento correto do circuito de potência são mostrados na Fig. 3-16. Pela mesma nota-se que entre a descida do sinal vindo do PWM e a descida do sinal de comando do interruptor S_1 tem-se o tempo Δt . Pode-se intuir, então, ser necessário um circuito capaz de proporcionar este retardo.

O circuito gerador deste atraso é mostrado na Fig. 3-17, no qual percebe-se que os sinais “A” e “B” estão defasados de Δt entre si.

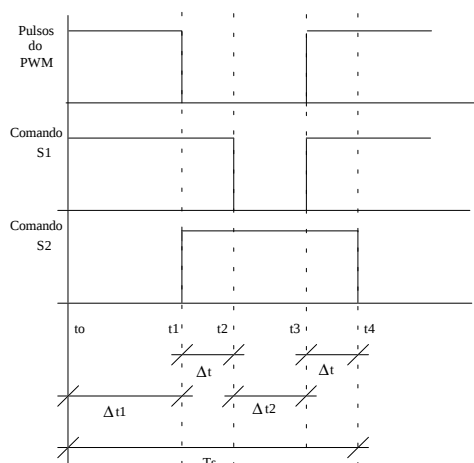


Fig. 3-16 - Sinais de comando.

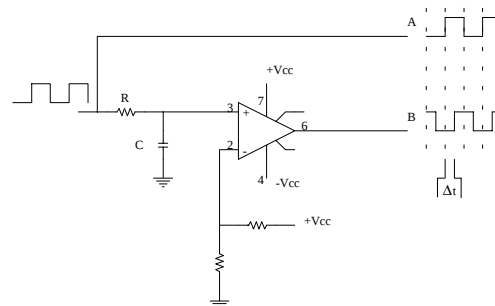


Fig. 3-17 - Circuito para gerar atraso (delay).

Para gerar-se os sinais de comando de S1 e S2 pode-se utilizar a tabela verdade mostrada na Tabela 3-1. Esta tabela foi gerada a partir das formas de onda da Fig. 3-16 e da Fig. 3-17.

O circuito lógico que satisfaz a Tabela 3-1 é mostrado na Fig. 3-18. O mesmo é formado por quatro portas lógicas do tipo NAND, incorporadas ao circuito integrado 7400, da série TTL.

Tabela 3-1 – Tabela verdade.

A	B	S ₁	S ₂
0	0	0	1
0	1	1	1
1	0	1	1
1	1	1	0

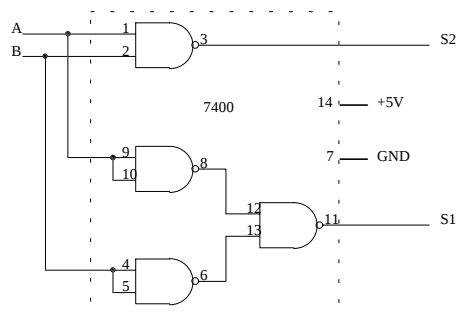


Fig. 3-18 - Circuito lógico.

Circuitos de acionamento dos interruptores

O circuito de comando (driver) tem a finalidade de acionar interruptores do tipo IGBT, proporcionando isolamento através de acoplamento óptico e alta capacidade de corrente. Na Fig. 3-19 mostra-se o esquema elétrico simplificado do driver. Nota-se que a isolamento entre a entrada (lado primário) e a saída (lado secundário), é feita através de acoplamento óptico.

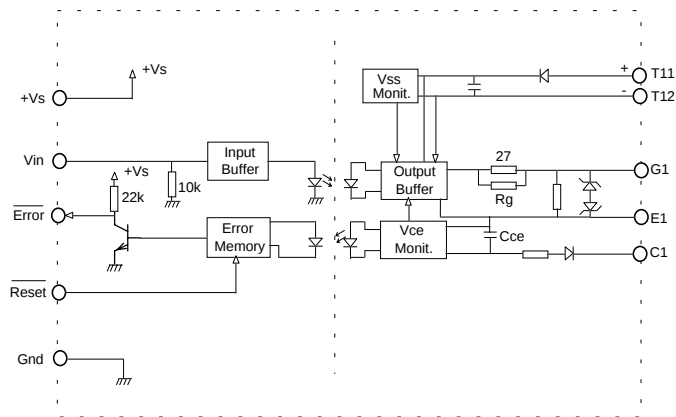


Fig. 3-19 - Esquema elétrico simplificado do driver.

Na Tabela 3-2 mostra-se as principais características elétricas do circuito de comando. Já na Tabela 3-3 mostra-se os valores máximos e mínimos para as principais grandezas de interesse.

Tabela 3-2 – Características elétricas.

Símbolo	Descrição	Valor	Unidade
V_s	Tensão da fonte do primário	18	V
V_{ss}	Tensão da fonte do secundário	30	V
I_{opk}	Pico da corrente de saída	2,5	A
f_s	Máxima frequência de operação	100	kHz
V_{CE}	Máxima tensão coletor-emissor	1000	V
R_{gmin}	Mínima resistência para Rg	12	Ω

Tabela 3-3 – Valores típicos.

Símbolo	Descrição	Valor			Unidade
		min	tip	max	
V_s	Tensão da fonte do primário	14,4	15	15,6	V
V_{ss}	Tensão da fonte do secundário	24	25,5	27	V
I_{ss}	Corrente da fonte do secundário			20	mA
V_{th_high}	Tensão de threshold na entrada	6,8	8,8		V
V_{th_low}	Tensão de threshold na entrada		5,8	7,4	V
V_{G_on}	Tensão no gate		15	16,7	V
V_{G_off}	Tensão no gate		-8		V
R_{CE}	Resistência interna de C-E		10		k Ω
t_{d_on}	Tempo de propagação	150	350	600	ns
t_{d_off}	Tempo de propagação	150	350	600	ns
V_{CE_sat}	Referência para monitoramento	6,5	7	7,5	V

Na Tabela 3-2 é dada uma descrição rápida sobre cada ponto de conexão do driver.

Tabela 3-4 - Pontos de conexão.

Pino	Símbolo	Descrição
1	C_1	Coletor do IGBT
2	G_1	Gate do IGBT
3	E_1	Emissor do IGBT
4	T_{11}	+24 V do secundário
5	T_{12}	Referência do secundário
6	RESET	Entrada de Reset (15 V)
7	V_{in}	Entrada de comando (5 à 15 V)
8	ERRO	Saída de erro (de 5 V vai à 0 V)
9	V_s	+15 V do primário
10	GND	Referência do primário

Partida do estabilizador

Na Fig. 3-20 mostra-se o circuito implementado para dar partida no estabilizador. Os transistores Q_1 e Q_2 estão normalmente conduzindo, inibindo os sinais de comando do circuito. Quando o circuito de geração da referência senoidal estiver sincronizado, a tensão no ponto P_{12} passa a nível lógico alto (5 V) liberando os sinais de comando. Garante-se assim que sempre o circuito irá ligar com a tensão da rede passando pela origem, ou seja, o circuito de partida realiza a partida progressiva do estabilizador.

Os diodos emissores de luz D_{36} e D_{37} são responsáveis pela indicação de falha no comando. Se isto ocorrer é necessário desligar o circuito do estabilizador e religá-lo em seguida.

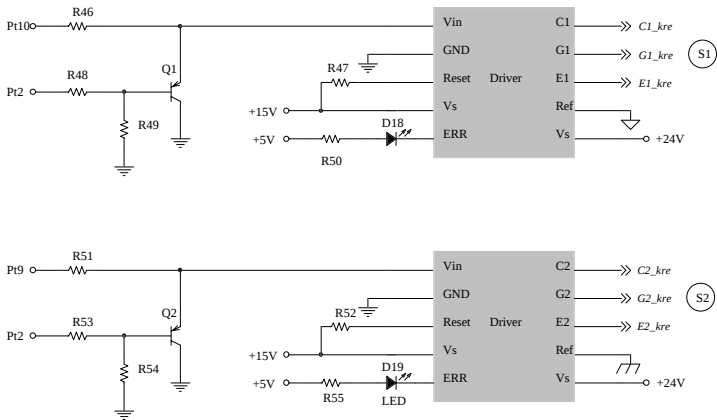


Fig. 3-20 - Circuito de partida.

Sinal de Erro

O sinal de erro é gerado quando a tensão entre coletor e emissor ultrapassar 7 V. A tensão do terminal de indicação de erro vai do nível lógico alto (5 V) para nível lógico baixo (0 V).

Fonte auxiliar

Para alimentação dos circuitos de comando e controle são necessárias várias tensões contínuas com valores diferentes, isso devido à natureza diferente dos componentes empregados em tais circuitos. Para gerar estas tensões, bem como o sinal de amostragem da tensão da rede, necessário no circuito de geração da referência senoidal sincronizada com a rede, montou-se uma fonte linear, mostrada na Fig. 3-21.

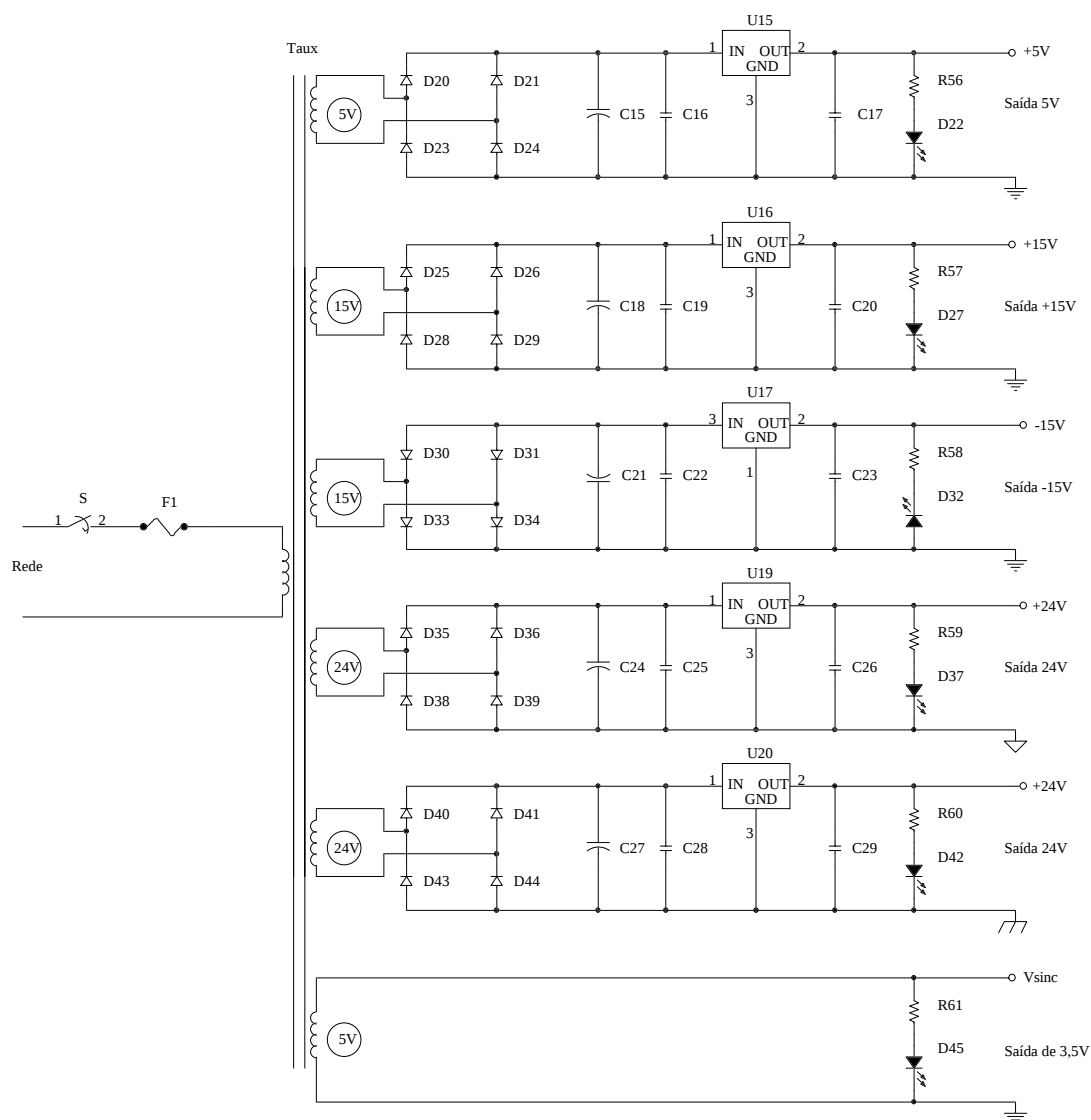


Fig. 3-21 - Circuito da fonte auxiliar.

3.4 Listagem de componentes e diagrama completo do estabilizador

Na tabela a seguir apresenta-se a lista completa de componentes utilizados para implementar o protótipo do estabilizador projetado neste capítulo. Em seguida, mostra-se o diagrama completo do estabilizador montado em laboratório para os ensaios experimentais, que serão apresentados em capítulo subsequente.

Tabela 3-5 – Listagem de componentes.

Nº	Qtd.	Identificação	Valor	Componente
1	1	C ₁₁	1 nF	Capacitor cerâmico
2	14	C ₁ , C ₅ , C ₇ , C ₁₃ , C ₁₆ , C ₁₇ , C ₁₉ , C ₂₀ , C ₂₂ , C ₂₃ , C ₂₅ , C ₂₆ , C ₂₈ , C ₂₉	100 nF	
3	2	C ₂ , C ₃	22 pF	
4	1	C ₄	22 µF	Capacitor eletrolítico
5	3	C ₆ , C ₉ , C ₁₀	10 nF	Capacitor cerâmico
6	1	C ₈	1,5 nF	
7	2	C ₁₂ , C ₁₄	10 pF	
5	1	C ₁₅	470 µF	Capacitor eletrolítico
8	2	C ₁₈ , C ₂₁	68 µF	
9	2	C ₂₄ , C ₂₇	4,7 µF	
10	1	Cd ₁	22 µF/440 VCA	Capacitor polipropileno
11	1	Cd ₂	8 µF/440 VCA	
12	1	Ci	40 µF/440 VCA	
13	1	C _O	35 µF/440 VCA	
14	2	Cs ₁ , Cs ₂	68 nF/630 V	Diodo de potência
15	8	D ₁ , D ₂ , D ₃ , D ₄ , D ₅ , D ₆ , D ₇ , D ₈	HFA30PA60C	
16	1	D ₉	D1N753	Diodo zener
17	9	D ₁₀ , D ₁₈ , D ₁₉ , D ₂₂ , D ₂₇ , D ₃₂ , D ₃₇ , D ₄₂ , D ₄₅	5 mm	LED
18	5	D ₁₁ , D ₁₂ , D ₁₃ , D ₁₄ , D ₁₅	1N4148	Diodo de sinal
19	2	D ₁₆ , D ₁₇	1N749	Diodo zener
20	20	D ₂₁ , D ₂₃ , D ₂₄ , D ₂₅ , D ₂₆ , D ₂₈ , D ₃₁ , D ₃₃ , D ₃₄ , D ₃₆ , D ₃₈ , D ₃₉ , D ₄₁ , D ₄₃ , D ₄₄ , D ₂₀ , D ₂₉ , D ₃₀ , D ₃₅ , D ₄₀	1N4002	Diodo retificador
21	2	DS ₁ , DS ₂	HFA15TB60	Diodo de potência
22	1	F ₁	50 mA	Fusível de vidro
23	2	L ₂ , L ₁	200 µH Núcleo EE 65/39 27 espiras 0,18 cm de entreferro 35 fios 24 AWG	Indutor
24	2	LS ₁ , LS ₂	1 µH Núcleo EE 20 4 espiras 0,063 cm de entreferro 16 fios 24 AWG	Indutor
25	2	Q ₁ , Q ₂	MPS2907	Transistor bipolar
26	12	R ₇ , R ₂₅ , R ₃₇ , R ₃₉ , R ₄₇ , R ₄₈ , R ₄₉ , R ₅₂ , R ₅₃ , R ₅₄	1 kΩ	Resistor
27	1	R ₁	1,2 MΩ	

28	9	R ₂ , R ₂₉ , R ₃₈ , R ₄₀ , R ₄₁ , R ₄₂ , R ₄₃ , R ₄₄ , R ₄₅	10 kΩ	
29	1	R ₃	1,5 kΩ	
30	1	R ₄	3 kΩ	
31	3	R ₅ , R ₄₆ , R ₅₁	270 Ω	
32	4	R ₆ , R ₈ , R ₉ , R ₁₀	5,6 kΩ	
33	12	R ₁₁ , R ₁₂ , R ₁₃ , R ₁₄ , R ₁₅ , R ₁₆ , R ₁₇ , R ₁₉ , R ₂₃ , R ₂₄ , R ₂₆ , R ₃₂	22 kΩ	
34	3	R ₁₈ , R ₂₂ , R ₃₃	100 kΩ	
35	1	R ₂₀	1,8 kΩ	
36	1	R ₂₁	68 kΩ	
37	1	R ₂₇	330 Ω	
38	1	R ₂₈	390 Ω	
39	1	R ₃₀	820 Ω	
40	1	R ₃₁	8,2 kΩ	
41	1	R ₃₄	82 kΩ	
42	1	R ₃₅	33 kΩ	
43	1	R ₃₆	15 kΩ	
44	4	R ₅₀ , R ₅₅ , R ₅₆ , R ₆₁	150 Ω	
45	2	R ₅₇ , R ₅₈	680 Ω	
46	2	R ₅₉ , R ₆₀	1,1 kΩ	
47	2	R _{S1} , R _{S2}	27 kΩ/20 W	Resistor de potência
48	2	S ₁ , S ₂	IRG4PSC71U	IGBT
49	1	T ₁	Núcleo de 5/7 cm Np=Ns= 230 espiras	Transformador
50	1	T ₂	Núcleo de 5/7 cm Np=230, Ns1=92, Ns3=62 espiras	
51	1	T _{aux}	Núcleo 2,5/2,5 cm Np=1124, Ns1=52, Ns2=111, Ns3=111, Ns4=165, Ns5=165, Ns6=25 espiras	
52	1	U ₁	LM393	Circuito integrado
53	1	U ₂	PIC16C73B	
54	1	U ₃	DAC0800	
55	1	U ₄	LM741	
56	6	U ₅ , U ₆ , U ₇ , U ₈ , U ₉ , U ₁₁	LF351	
57	1	U ₁₀	LM301A	
58	2	U ₁₂ , U ₁₃	LM311	
59	1	U ₁₄	7400	
60	1	U ₁₅	LM7805C	Regulador linear
61	1	U ₁₆	LM7815C	
62	1	U ₁₇	LM7915C	
63	2	U ₁₉ , U ₂₀	LM7824C	
64	1	Y ₁	20 MHz	Cristal
65	2	Driver	-	Circuito de comando

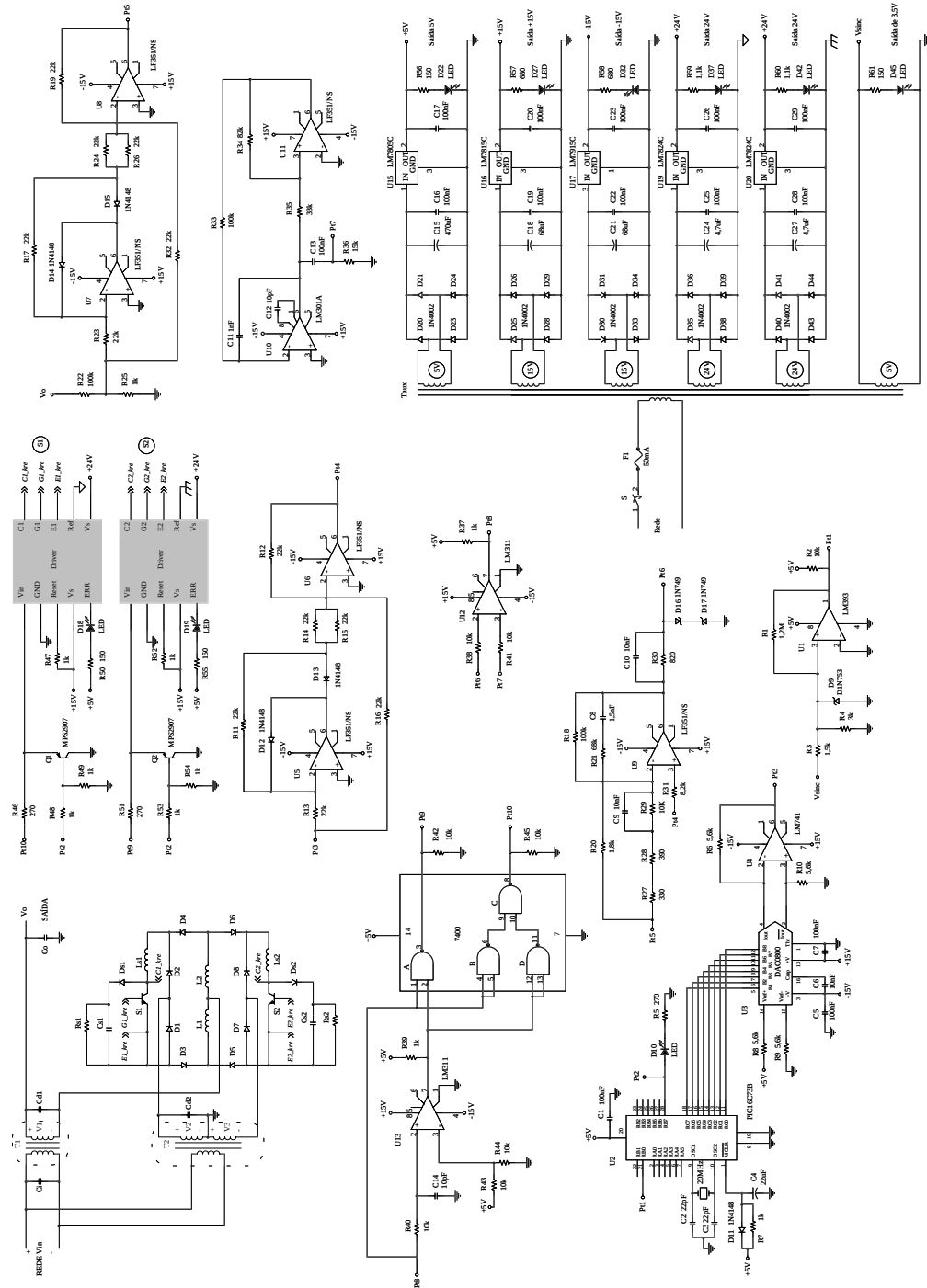


Fig. 3-22 - Diagrama completo do estabilizador.

3.5 Conclusão

Neste capítulo apresentou-se a metodologia de projeto de um estabilizador de tensão alternada.

Foi realizado o exemplo de projeto de um estabilizador para 1000 W, visando fornecer energia para cargas lineares e não-lineares.

O diagrama completo do circuito, mostrando todos os componentes utilizados na implementação do protótipo de laboratório, foi apresentado, em conjunto com a listagem dos componentes utilizados.

No próximo capítulo, mostrar-se-á os resultados de simulação e experimentais do estabilizador projetado.

4 Resultados de Simulação e Experimentais

4.1 Introdução

Neste capítulo apresentam-se os resultados de simulação e experimentais do estabilizador projetado no capítulo precedente. Serão mostrados os resultados para operação em malha aberta e em malha fechada, sendo que a última, com compensador linear do tipo avanço-atraso de fase (PID) e não-linear do tipo modo deslizante (SMC).

No decorrer deste capítulo mostrar-se-á diversas formas de onda envolvendo a tensão de saída do transformador T_1 e a tensão de saída do estabilizador.

Nas figuras apresentadas, o índice (a) indica que a figura se refere a resultado de experimentação, enquanto o índice (b) indica que a figura se refere a resultado obtido por simulação.

O estabilizador foi simulado com fontes de tensão ideais na entrada. No entanto, a tensão de entrada foi feita com distorção, visando assemelhá-la o máximo possível com a tensão da rede de energia elétrica.

A tensão nominal para operação do conversor é de 311 V de pico, sendo que a tensão mínima é 250 V de pico e a tensão máxima é de 373 V de pico. Nos ensaios de laboratório não foi possível operar o conversor com tensão mínima de 250 V, isso para não comprometer a qualidade da forma de onda da tensão de saída, em função das quedas de tensão nos transformadores de baixa frequência T_1 e T_2 . Já a operação com tensão máxima de 373 V não foi realizada, visto que a disposição física dos componentes do conversor não foi otimizada, gerando-se, através das indutâncias de dispersão do circuito, sobretensões nos interruptores, as quais poderiam danificar os componentes do estágio de potência do conversor. Desta forma, para operação em malha fechada com compensador não-linear do tipo modo deslizante, ensaiou-se o conversor com valor eficaz de tensão mínima na entrada de 192,8 V, que representa 12,4% menor que a tensão nominal; e tensão máxima de 234,8 V, que representa 6,3% maior que a tensão nominal. Já para operação em malha fechada com compensador linear do tipo avanço-atraso de fase, ensaiou-se o conversor com tensão mínima na entrada de 184,6 V, que representa 16% abaixo do valor eficaz da tensão nominal; e tensão máxima de 246,8 V, que representa 11% acima da tensão nominal.

4.2 Operação em malha aberta

A operação em malha aberta foi conseguida retirando-se do circuito da Fig. 3-22 do capítulo precedente os seguintes componentes: resistor R_{30} e o capacitor C_{10} . Desta forma, a tensão

no ponto 6, no referido circuito, é apenas a queda de tensão direta do diodo zener D_{16} , levando assim à uma razão cíclica de aproximadamente 0,6.

Na Fig. 4-1 mostra-se as tensões V_1 , na saída do transformador T_1 e V_o , na saída do estabilizador, para operação em malha aberta e carga linear. Nota-se que a tensão de entrada (V_1) não é perfeitamente senoidal, fazendo com que a saída também não o seja.

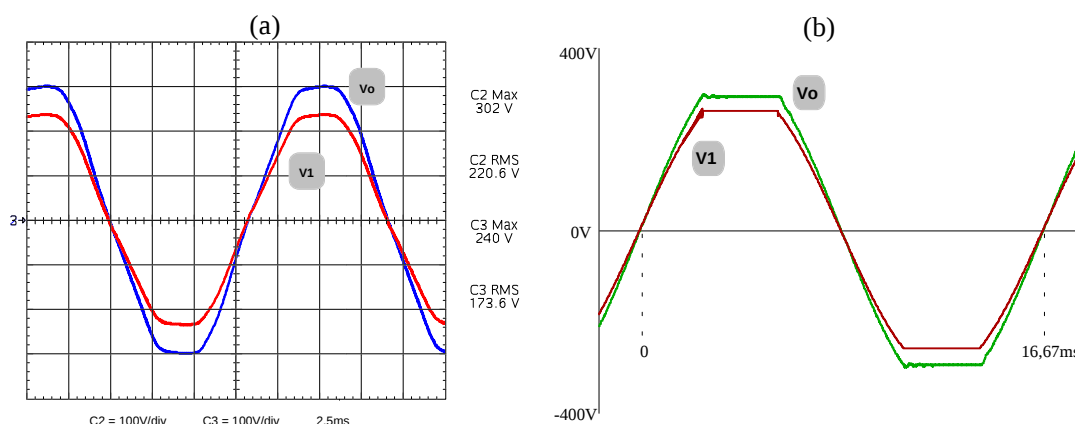


Fig. 4-1 - Tensões V_1 e V_o em malha aberta com carga linear.

Para operação em malha aberta com carga não-linear de 1 kW tem-se as formas de onda mostradas na Fig. 4-2. Tanto as tensões de entrada, como a tensão de saída, apresentam uma distorção (queda) bastante grande, devido às quedas de tensão nos elementos do circuito, principalmente as resistências e indutâncias de dispersão dos transformadores T_1 e T_2 .

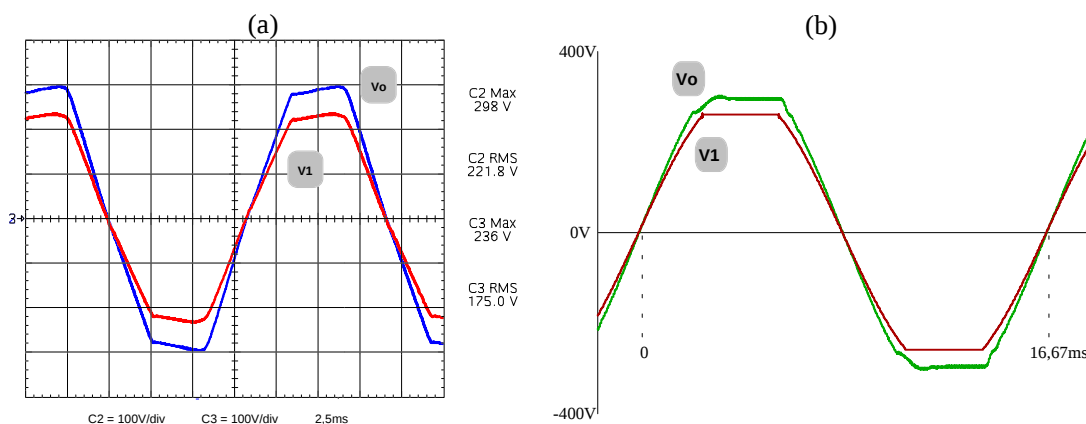


Fig. 4-2 - Tensões V_1 e V_o em malha aberta para carga não-linear.

Na Fig. 4-3 mostra-se as formas de onda da corrente e da tensão no interruptor S_1 , e da tensão no interruptor S_2 . Quanto às tensões sobre os interruptores, verifica-se que as mesmas condizem com o estudo teórico realizado, desde que as indutâncias de dispersão dos transformadores sejam desacopladas através de capacitores.

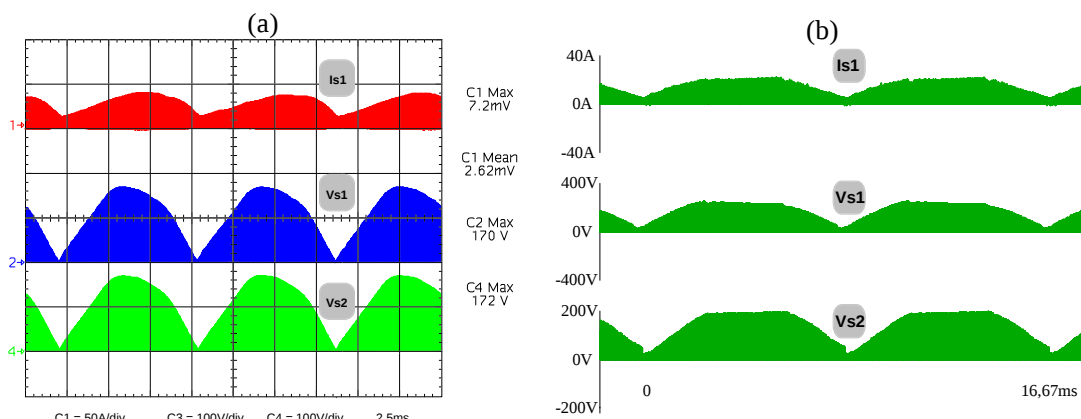


Fig. 4-3 - Corrente em S_1 e tensões em S_1 e S_2 para carga linear.

As formas de onda da tensão e da corrente, considerando a comutação, são mostradas na Fig. 4-4. Nas Fig. 4-5 e Fig. 4-6 são mostrados os detalhes da entrada em condução e do bloqueio do interruptor S_1 . Verifica-se que a entrada em condução do interruptor é praticamente suave, conseguida através das indutâncias de dispersão dos condutores que conectam os transformadores T_1 e T_2 ao estágio de potência do estabilizador.

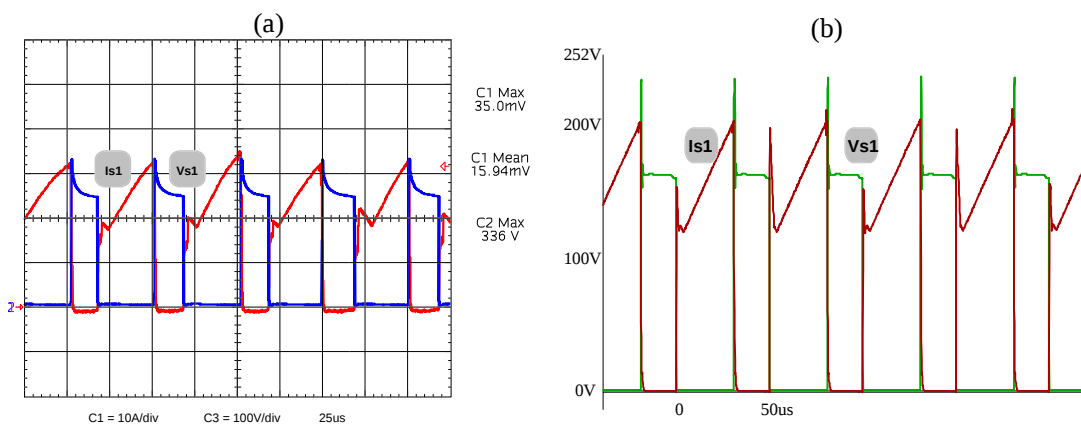


Fig. 4-4 - Tensão e corrente em S_1 .

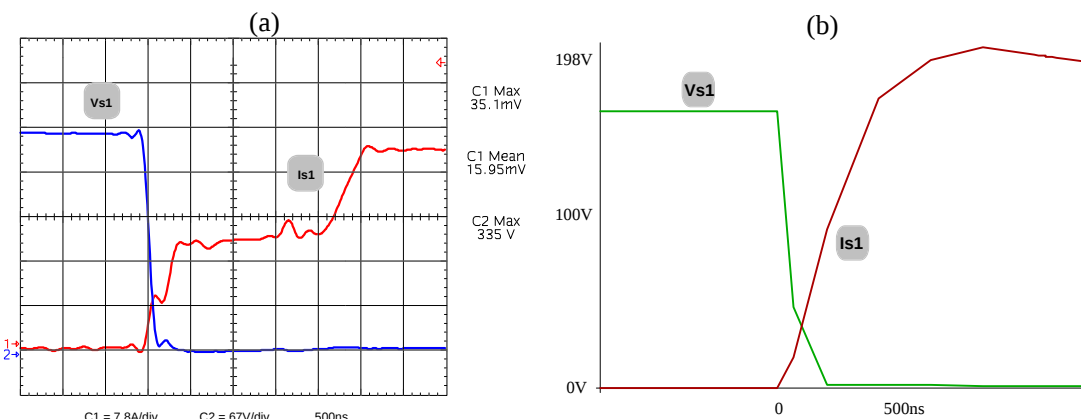


Fig. 4-5 - Entrada em condução de S_1 .

Os indutores L_{S1} e L_{S2} , de ajuda à comutação, não foram necessários, pois a indutância parasita dos condutores foi suficiente para limitar a corrente de entrada em condução dos interruptores. Para o circuito grameador, formado pelos diodos D_{S1} e D_{S2} , pelos capacitores C_{S1} e C_{S2} e pelos resistores R_{S1} e R_{S2} foi necessário para limitar as sobretensões provocadas pelas indutâncias parasitas sobre os interruptores do estágio de potência do conversor.

Pela Fig. 4-6 nota-se que o bloqueio do interruptor S_1 é dissipativo, o que leva ao aumento da temperatura deste interruptor.

As formas de onda da corrente e da tensão no interruptor S_2 são semelhantes às do interruptor S_1 , por isso não serão apresentadas aqui, visando não alongar demasiadamente este capítulo.

Na Fig. 4-7 mostra-se as formas de onda da corrente e da tensão no indutor L_1 . Para o indutor L_2 tem-se formas de onda semelhantes, apenas com inversões de polaridade da tensão e da derivada de corrente.

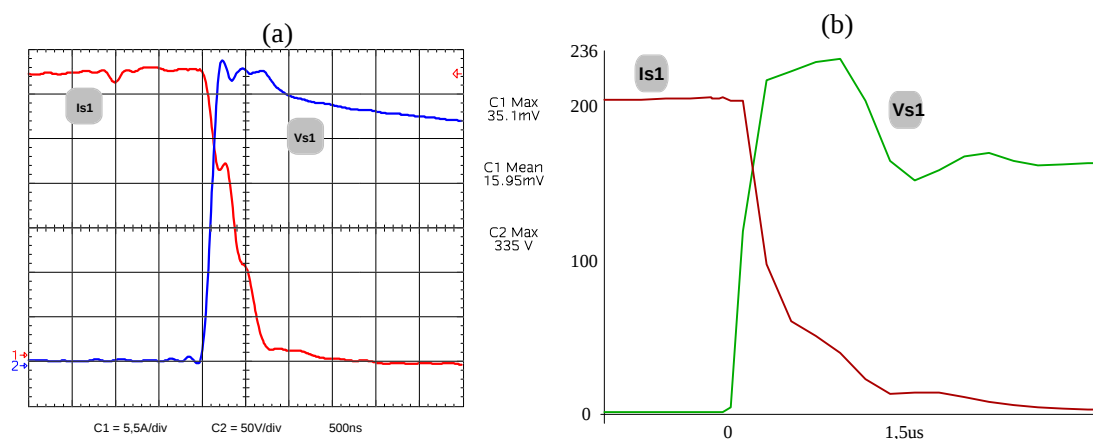


Fig. 4-6 - Bloqueio de S_1 .

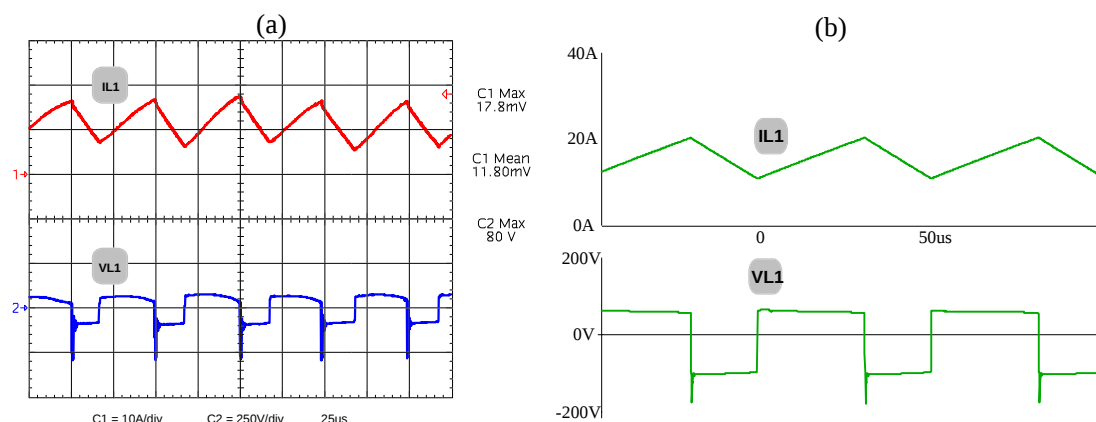


Fig. 4-7 - Corrente e tensão em L_1 .

Os sinais de comando dos interruptores S_1 e S_2 são mostrados na Fig. 4-8. Nota-se os

intervalos de condução simultânea dos interruptores. A razão cíclica de 0,6 é também evidenciada nesta figura.

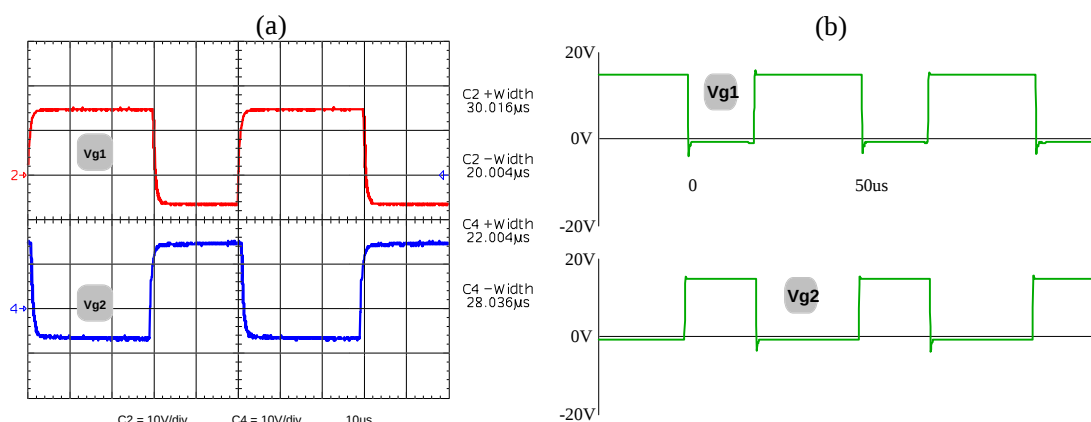


Fig. 4-8 - Sinais de comando de S_1 e S_2 .

4.3 Operação em malha fechada com modo deslizante

Inicialmente foi utilizado o compensador do tipo modo deslizante pela sua facilidade de implementação e ajustes. Enquanto o compensador do tipo avanço-atraso de fase possui seis componentes para serem ajustados, quando da alteração de algum componente do circuito de potência, o compensador do tipo modo deslizante tem apenas dois, sendo que na implementação substituiu-se o resistor R_{18} por um potenciômetro de 500 k Ω , para assim, facilmente, ajustar-se o ganho da malha direta do compensador.

Para operação em malha fechada foi necessário inserir um filtro passa-baixa de primeira ordem, após o retificador de precisão da tensão amostrada na saída. Na Fig. 4-9 mostra-se as formas de onda das tensões antes do filtro e após o filtro. Nota-se que o ruído presente na tensão amostrada foi bastante atenuado pelo filtro.

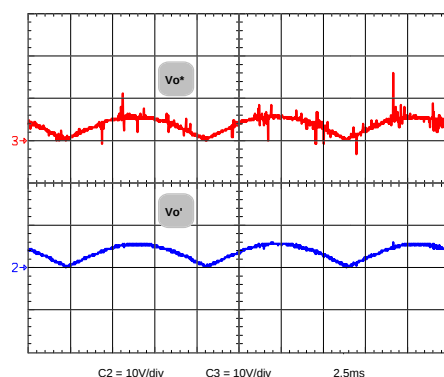
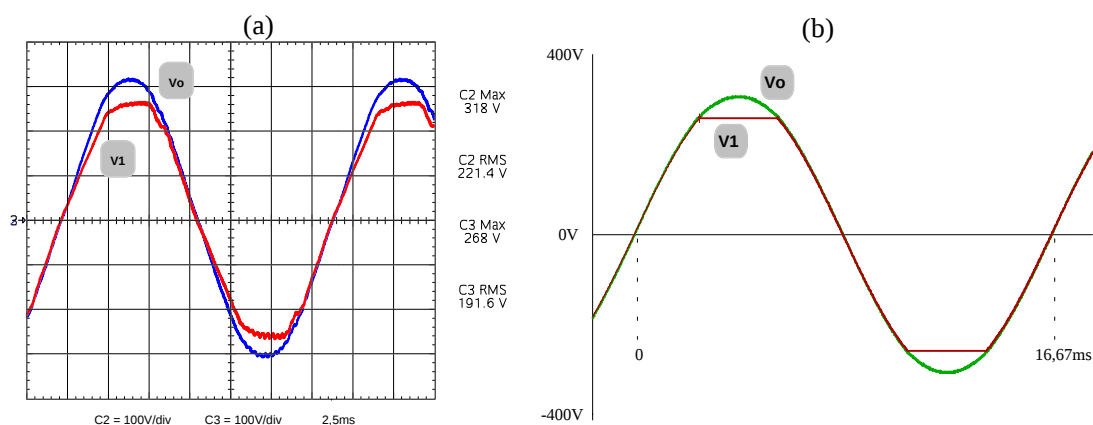
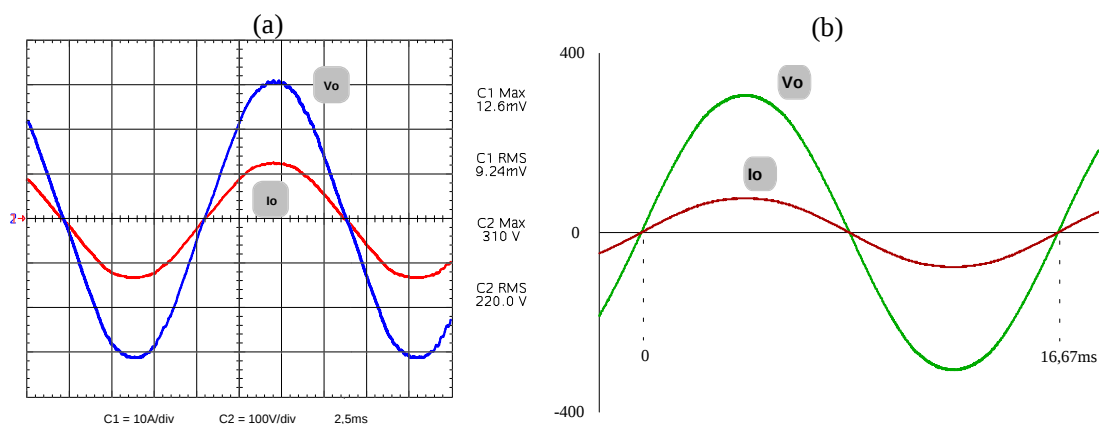


Fig. 4-9 - Tensão antes (V_o^*) e depois (V_o') do filtro passa-baixa.

As formas de onda da tensão V_1 e da tensão V_o são mostradas na Fig. 4-10. Verifica-se o ótimo desempenho do estabilizador, no que diz respeito à operação como filtro ativo, visto que a tensão de entrada é distorcida, enquanto a saída do mesmo é perfeitamente senoidal.



Na Fig. 4-11 mostra-se as formas de onda da tensão e da corrente na carga linear de 1 kW.



As formas de onda da corrente e da tensão na entrada do estabilizador são mostradas na Fig. 4-12. Nota-se que a corrente está adiantada da tensão, num ângulo de aproximadamente $43,2^\circ$, valor acima do que foi calculado no capítulo 3. Isto se deve à inserção dos capacitores de desacoplamento nos transformadores.

A qualidade da forma de onda da corrente na entrada não é muito boa, pois na mesma estão presentes as correntes de magnetização dos transformadores, que contribuem na distorção da mesma.

A análise harmônica da tensão na entrada do estabilizador (V_i) é mostrada na Fig. 4-13. A

distorção presente na mesma, elevou a taxa de distorção harmônica para 3,42%. Na saída do transformador T_1 (tensão V_1) tem-se uma taxa de distorção harmônica de 3,59%; na tensão V_2 de 4,14% e na tensão V_3 de 3,66%. A análise harmônica da tensão de saída é mostrada na Fig. 4-14, evidenciando o bom funcionamento do conversor como filtro ativo.

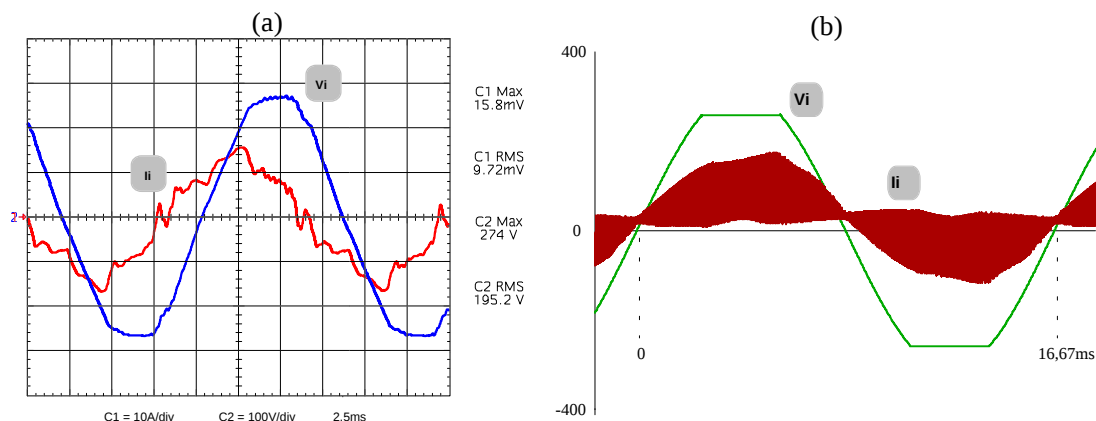


Fig. 4-12 - Corrente e tensão na entrada.

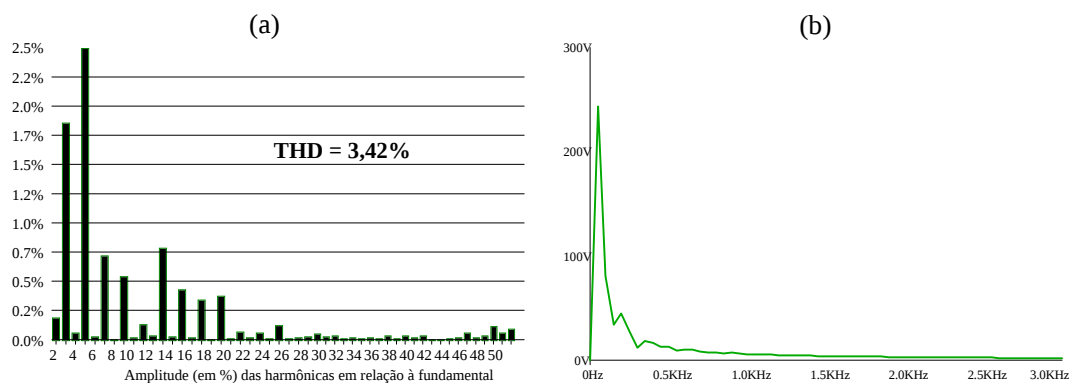


Fig. 4-13 - Análise harmônica da tensão V_i .

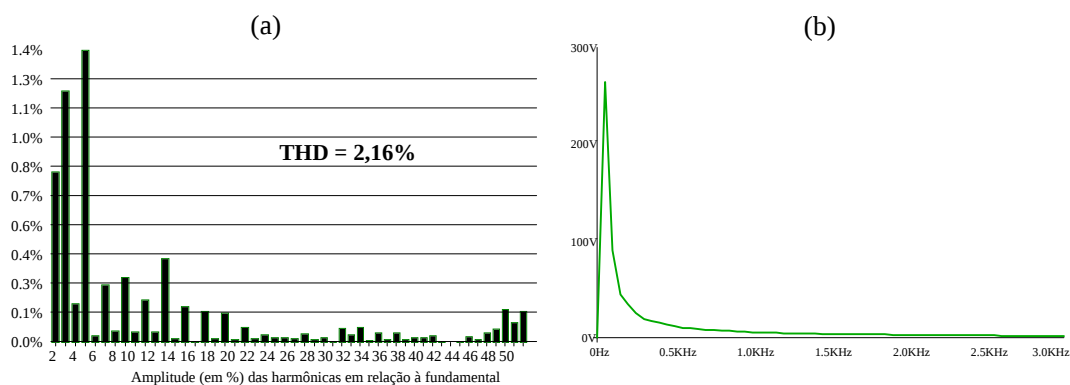


Fig. 4-14 - Análise harmônica da tensão V_o .

As formas de onda da corrente e da tensão na carga para retirada total de carga, são mostradas na Fig. 4-15. Na Fig. 4-16 apresenta-se em detalhe as formas de onda da Fig. 4-15.

Verifica-se que a tensão na saída é insensível (regulada) para variações na carga.

A inserção de carga é mostrada na Fig. 4-17. Também aqui se comprova a insensibilidade da tensão de saída quanto à variação de carga.

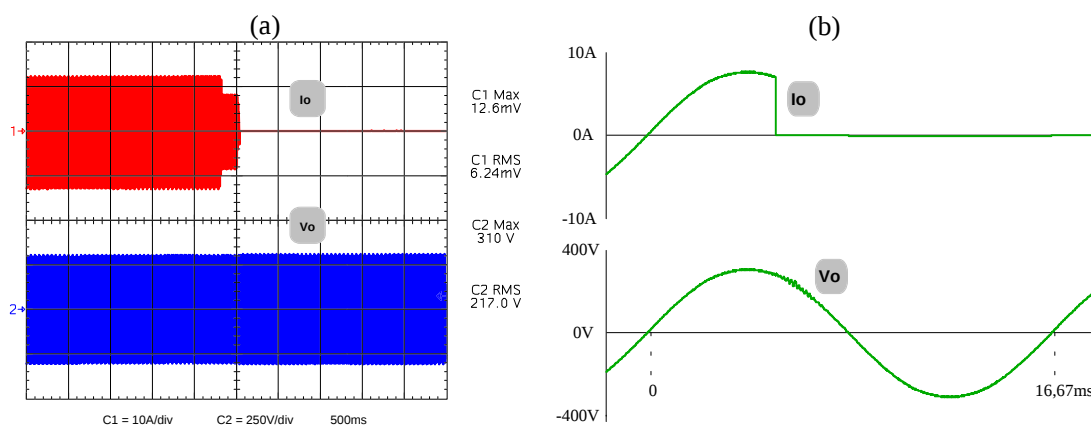


Fig. 4-15 - Variação de carga nominal para carga nula.

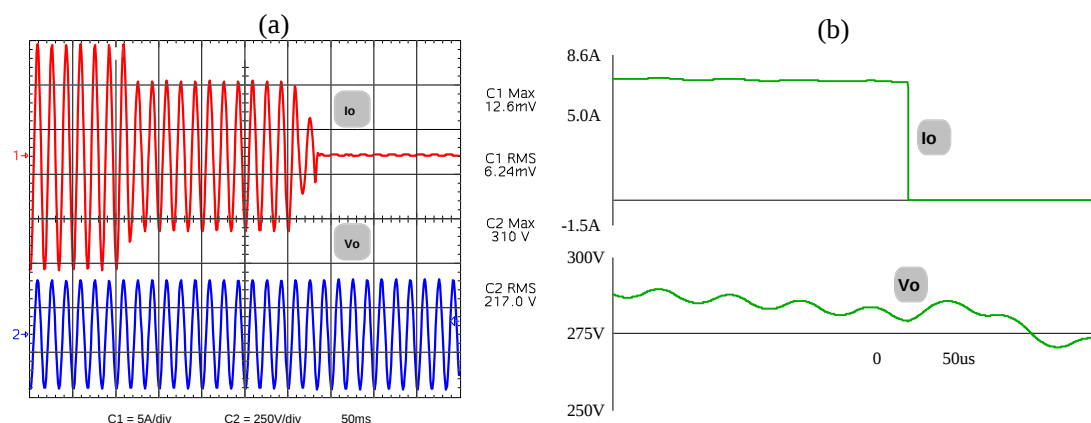


Fig. 4-16 - Detalhe da variação de carga nominal para carga nula.

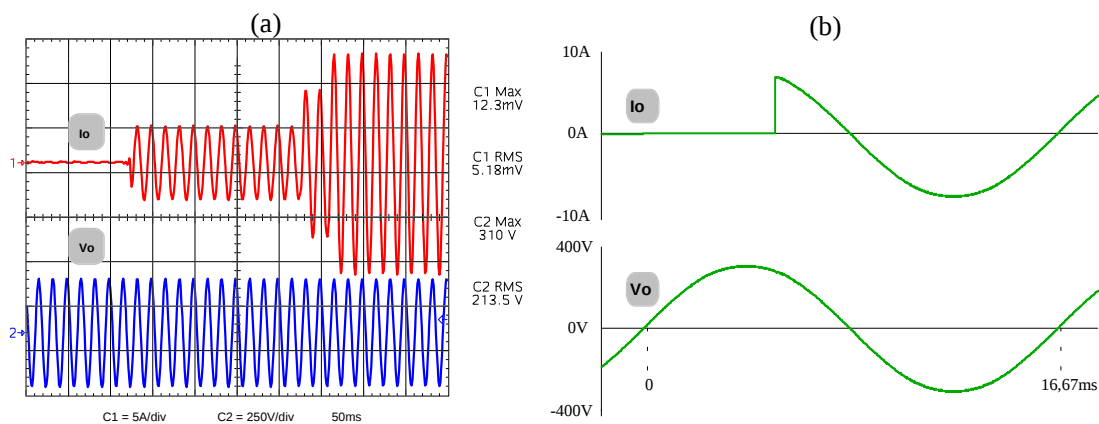


Fig. 4-17 - Detalhe da variação de carga nula para carga nominal.

Deve-se ressaltar o fato de que não aparecem sobretensões para inserção ou retirada de

carga, o que é uma característica importante, do ponto de vista dos equipamentos consumidores que serão conectados na saída do estabilizador. Para o caso de variação na tensão de entrada, em função do compensador implementado não possuir integrador, tem-se um erro estático razoável. Na Fig. 4-18 mostra-se as formas de onda da tensão de entrada e da tensão de saída do estabilizador para variações na tensão de entrada.

Na Fig. 4-19 são mostradas as formas de onda da tensão de entrada e da tensão de saída para operação com tensão mínima na entrada. Nota-se que a tensão de saída é de praticamente 220 V.

As formas de onda das tensões de entrada e de saída, para operação com tensão nominal na entrada, são mostradas na Fig. 4-20. Vê-se que para uma variação na tensão de entrada de 12,8% tem-se na saída uma variação de 3,3%, caracterizando o erro estático comentado anteriormente.

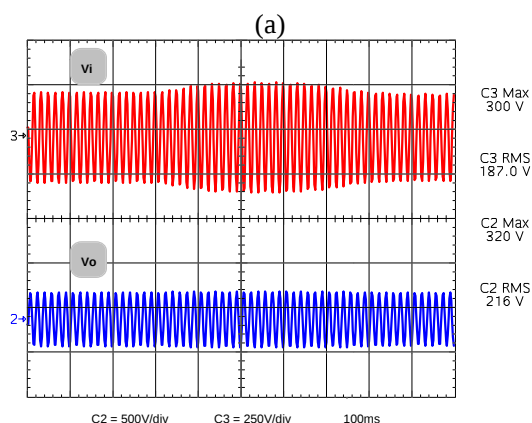


Fig. 4-18 - Detalhe da variação na tensão de entrada.

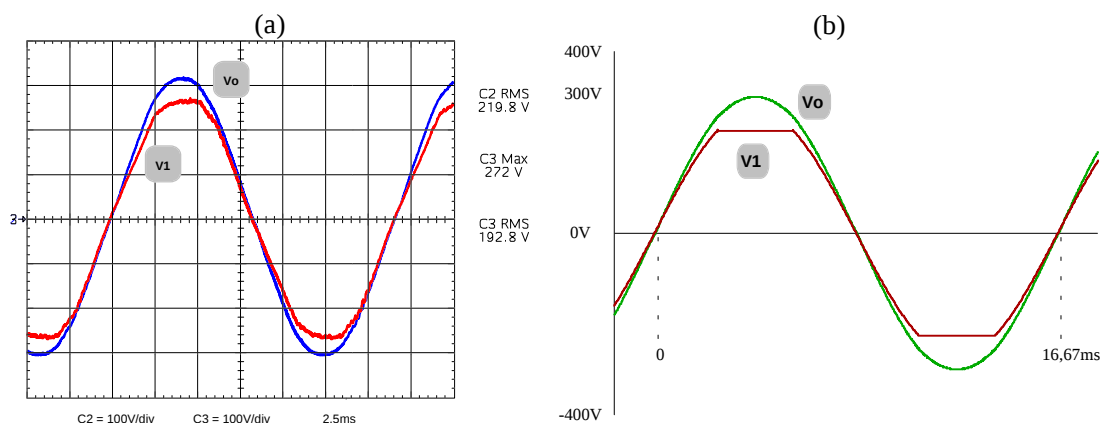
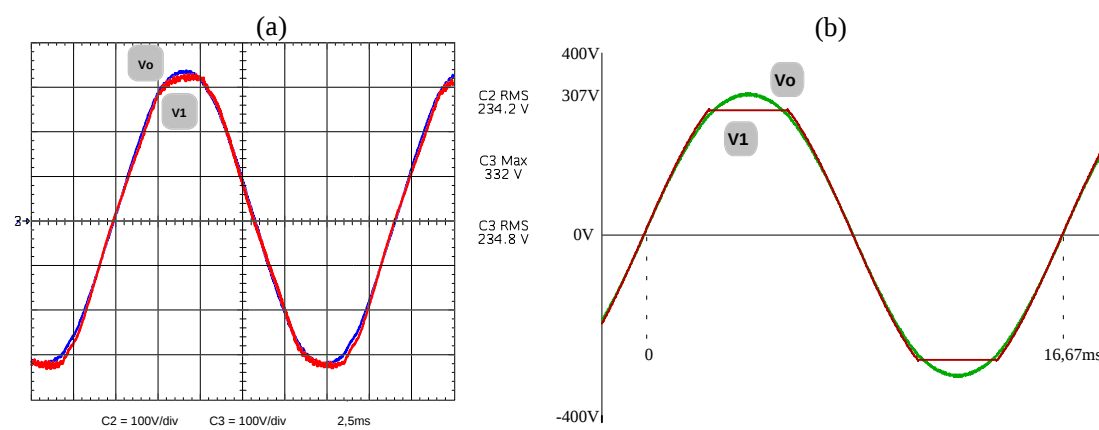
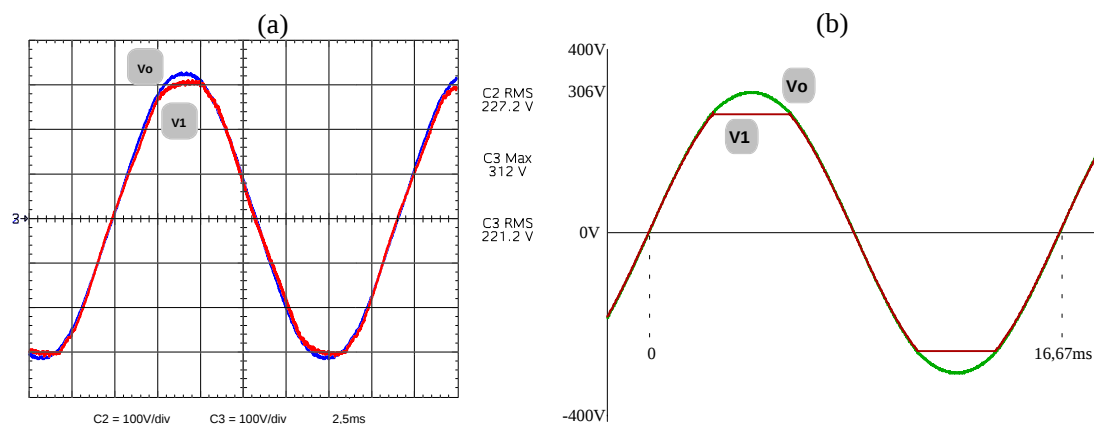


Fig. 4-19 - Tensões V_o e V_1 para $V_{in} = V_{in_{min}}$.

As formas de onda para operação com tensão máxima na entrada são mostradas na Fig. 4-21. A tensão na entrada sofreu agora, em relação à mínima, uma variação de 17,88%, enquanto a tensão de saída sofreu uma variação de 6,1%. Este problema do erro estático pode ser resolvido

inserindo-se um integrador na malha de controle.



As formas de onda das tensões V_1 e V_o para operação com carga não-linear são mostradas na Fig. 4-22. A tensão na saída do transformador T_1 aparece bastante distorcida, isso devido às quedas nas resistências dos condutores e nas indutâncias de dispersão de T_1 e de T_2 .

No projeto teórico previu-se uma queda de tensão devido à carga não-linear de aproximadamente 30 V. No entanto, esta queda dever-se-ia somente ao estágio de potência (indutores e semicondutores). Mas, como ocorreram elevadas quedas nos transformadores, a tensão de saída perdeu qualidade, apresentando uma pequena distorção quando da solicitação de corrente pela carga não-linear. Pela forma de onda da tensão V_1 verifica-se a queda de tensão nos transformadores de entrada, pois a mesma apresenta um afundamento na tensão durante o intervalo de solicitação de corrente pela carga.

Na Fig. 4-23 mostra-se as formas de onda da tensão e da corrente na carga não-linear. A análise harmônica da tensão V_1 é mostrada na Fig. 4-24, evidenciando sua má qualidade, pois a mesma apresenta uma taxa de distorção harmônica de 6,86%.

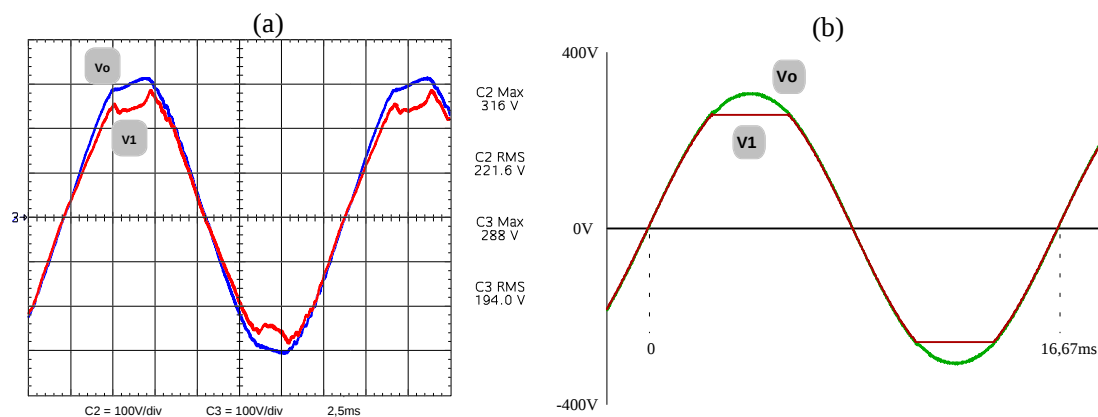
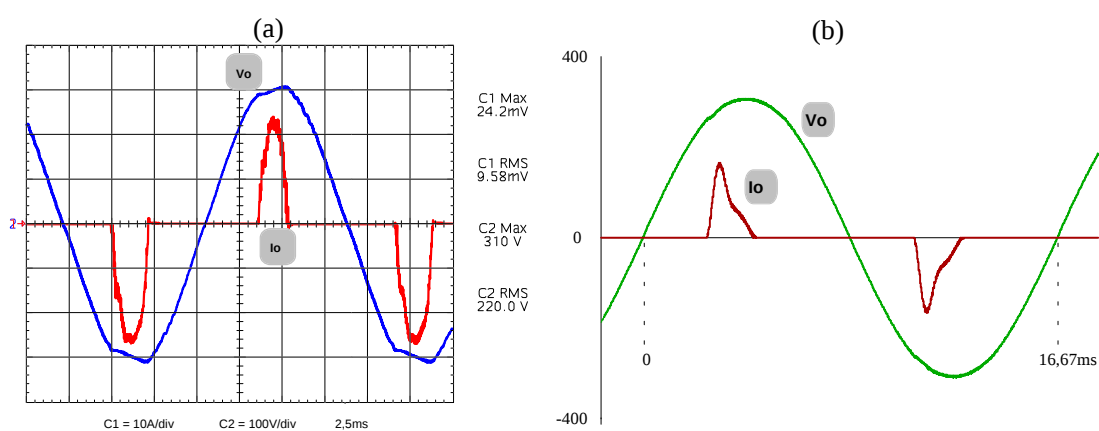
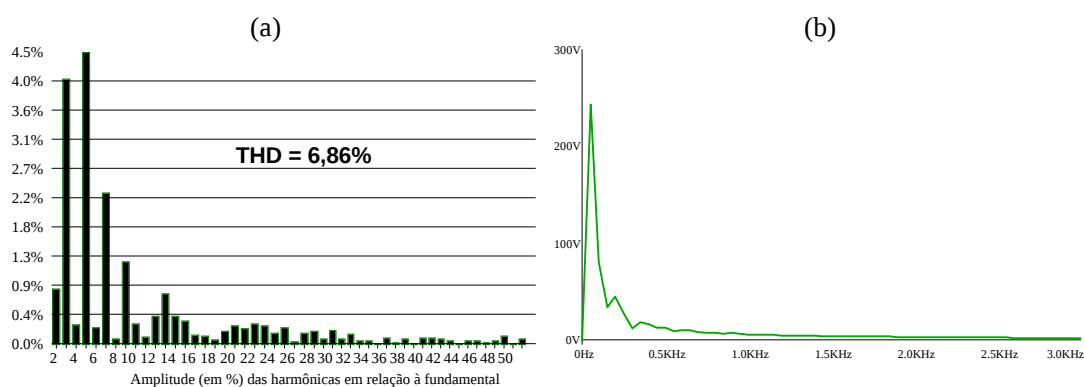
Fig. 4-22 - Tensões V_o e V_1 .

Fig. 4-23 - Corrente e tensão na carga não-linear.

Fig. 4-24 - Análise harmônica da tensão V_1 .

A análise harmônica da tensão de saída é mostrada na Fig. 4-25. Mesmo com as limitações do circuito, a taxa de distorção harmônica da tensão de saída ficou em 2,67%, inferior ao limite máximo permitido por norma, mostrando a eficácia na atuação como filtro.

Na Fig. 4-26 mostra-se a análise harmônica da corrente na carga, a qual tem uma elevada taxa de distorção harmônica (128,5%).

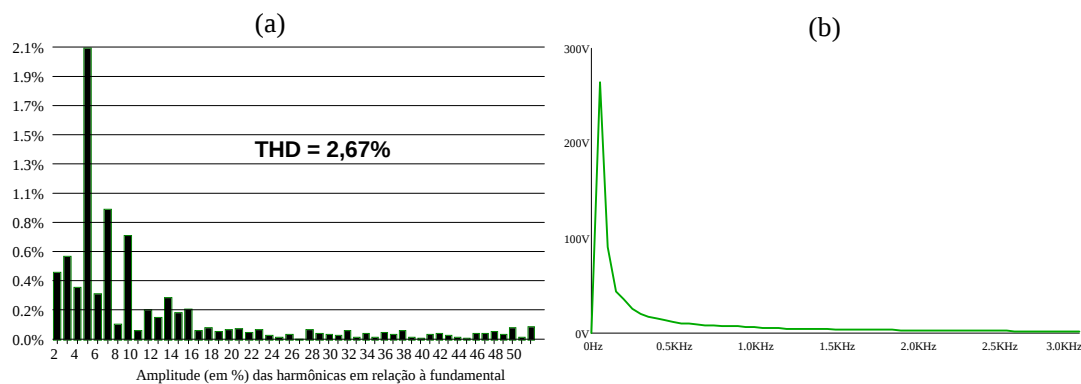
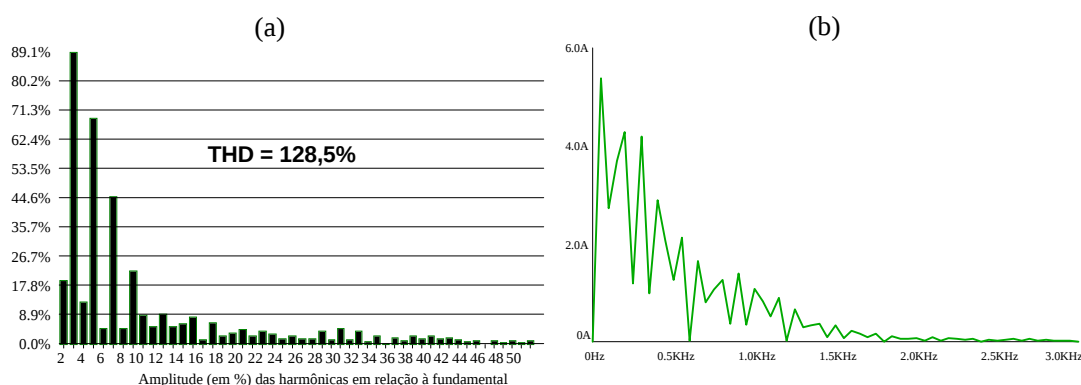
Fig. 4-25 - Análise harmônica da tensão V_o .

Fig. 4-26 - Análise harmônica da corrente da carga.

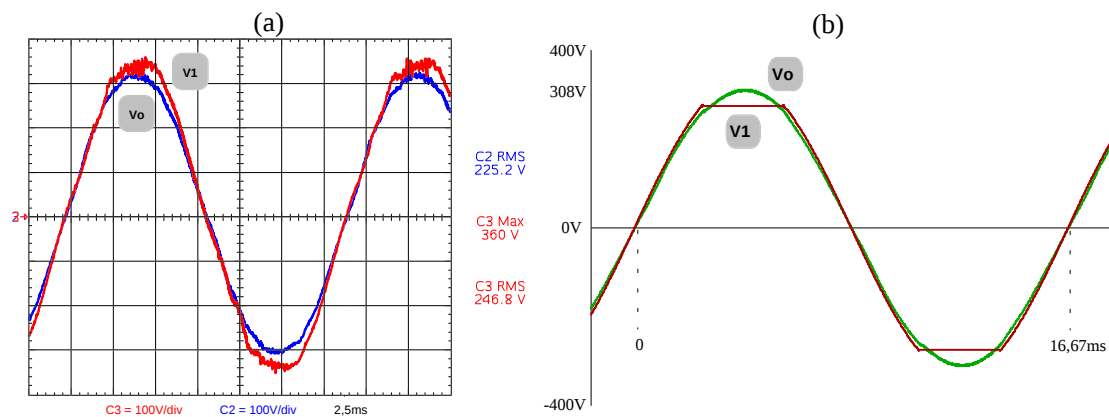
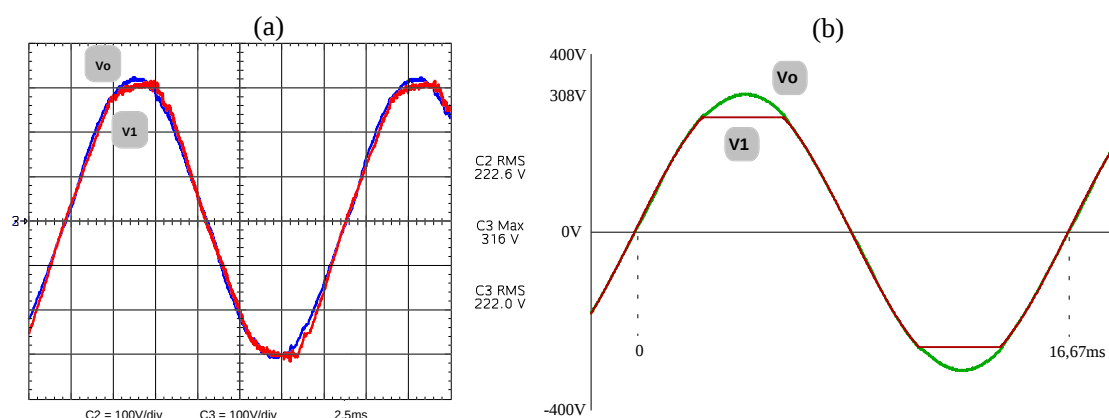
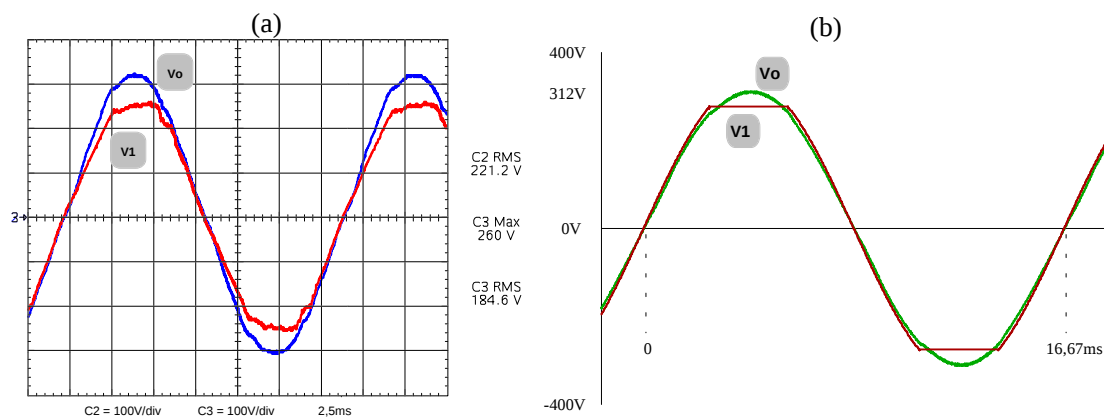
4.4 Operação em malha fechada com PID

Após a comprovação prática do correto funcionamento do circuito, como estabilizador de tensão, e como filtro ativo, implementou-se o compensador do tipo avanço-atraso de fase. Na Fig. 4-27 mostra-se as formas de onda das tensões V_1 e V_o para operação com tensão mínima na entrada e carga linear de 1 kW.

Verifica-se que a tensão de saída está no seu valor nominal para uma tensão de entrada 16% menor.

As formas de onda para operação com tensão nominal são mostradas na Fig. 4-28. Percebe-se que a tensão na saída se manteve praticamente constante. Isso se deve ao fato de que o compensador avanço-atraso de fase tem um pólo na origem, elevando o ganho nas frequências baixas, eliminando assim o erro em regime permanente, denominado de erro estático.

Na Fig. 4-29 mostra-se as formas de onda para operação com tensão máxima na entrada. A tensão de entrada, em relação à operação com tensão mínima, sofreu uma variação de 25%, enquanto a tensão de saída sofreu uma variação de apenas 1,8%.



A análise harmônica da tensão de saída é mostrada na Fig. 4-30. Evidencia-se que o desempenho do compensador avanço-atraso de fase é bastante semelhante ao modo deslizante, no que concerne à qualidade da forma de onda da tensão de saída, pois para o primeiro a taxa de distorção harmônica foi de 2,36% e para o segundo de 2,16%.

Na Fig. 4-31 apresenta-se as formas de onda das tensões V_1 e V_o para operação com carga

não-linear. Novamente valem as considerações feitas anteriormente com relação às quedas de tensão nos transformadores de entrada (T_1 e T_2).

A análise harmônica da tensão de entrada é mostrada na Fig. 4-32. A taxa de distorção harmônica de 7,47% está acima da normalizada, que é de 5%.

Já a taxa de distorção harmônica da tensão de saída ficou em 2,33%, cuja análise harmônica está mostrada na Fig. 4-33. Novamente, apesar da distorção apresentada na forma de onda da tensão de saída, constata-se o bom desempenho do conversor como filtro ativo.

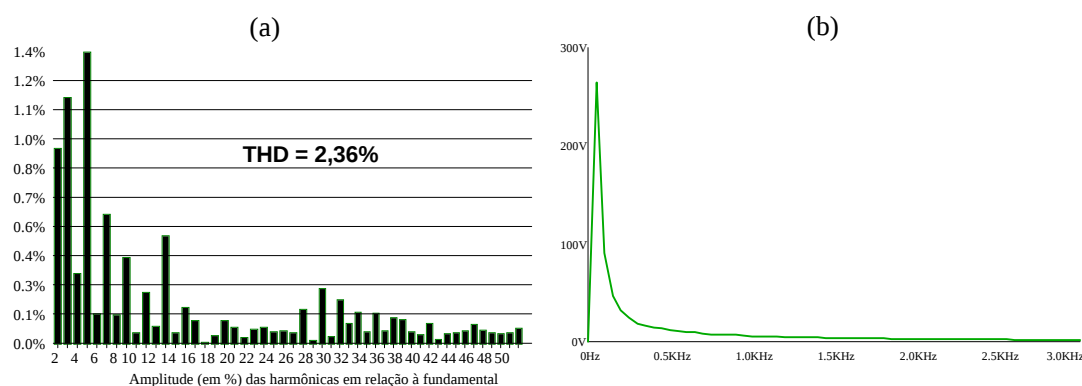


Fig. 4-30 - Análise harmônica da tensão V_o .

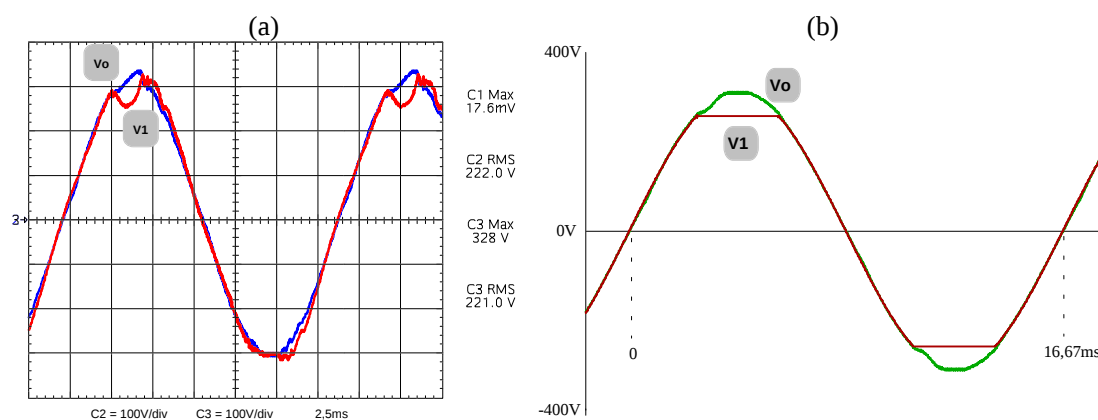


Fig. 4-31 - Tensões V_1 e V_o para $V_{in} = V_{in_{nom}}$.

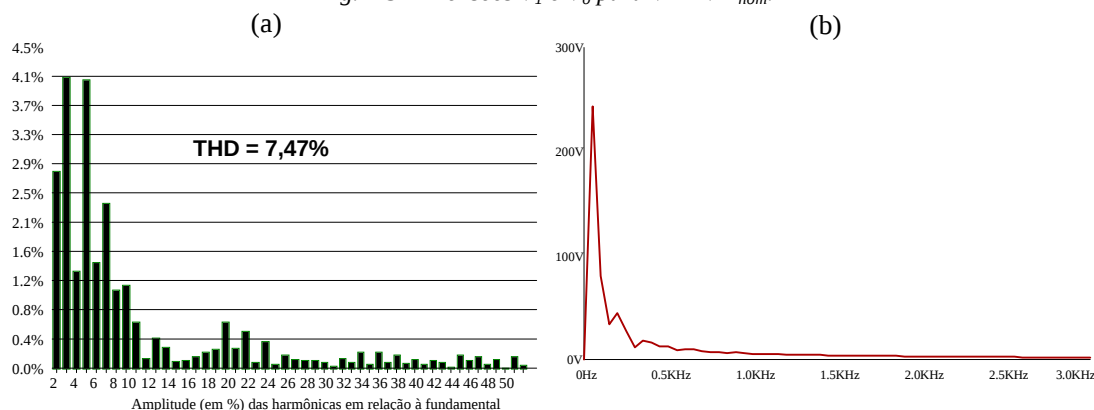


Fig. 4-32 - Análise harmônica da tensão V_1 .

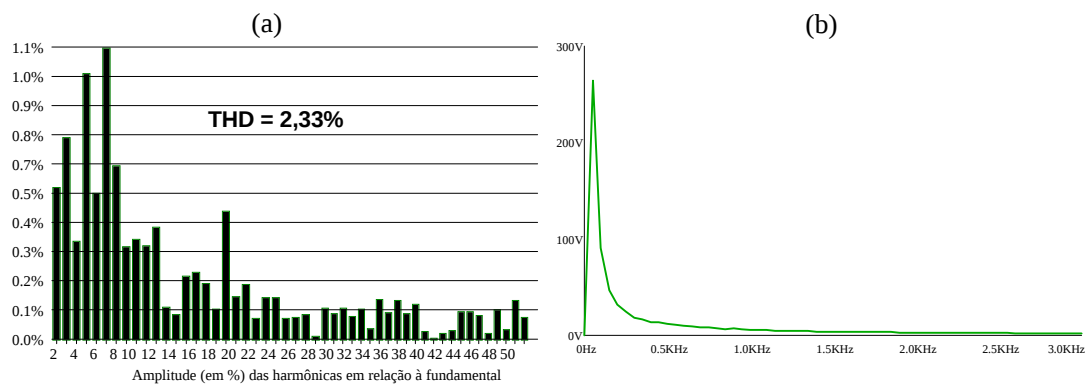


Fig. 4-33 - Análise harmônica da tensão V_o .

As formas de onda da corrente e da tensão na carga para retirada total de carga, são mostradas na Fig. 4-34. Na Fig. 4-35 apresenta-se em detalhe as formas de onda da Fig. 4-34. Verifica-se que a tensão na saída é insensível (regulada) para variações na carga.

A inserção de carga é mostrada na Fig. 4-36. Também aqui se comprova a insensibilidade da tensão de saída quanto à variação de carga.

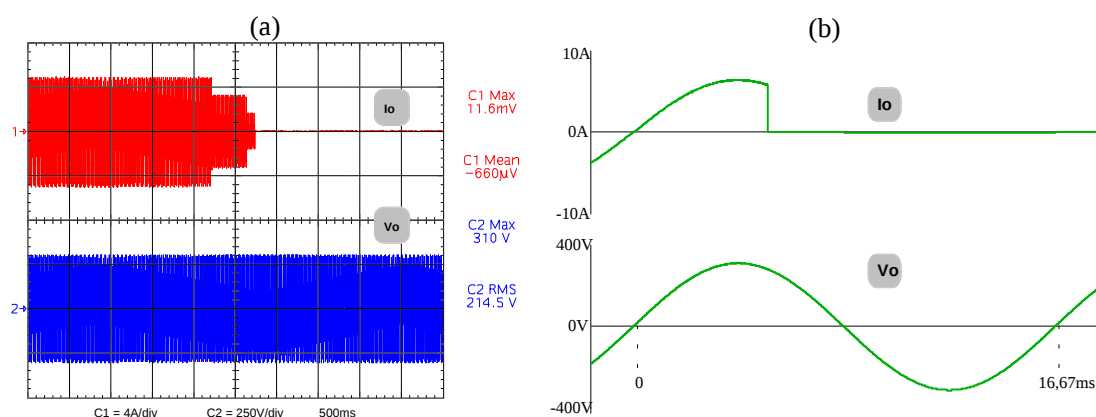


Fig. 4-34 - Variação de carga nominal para carga nula.

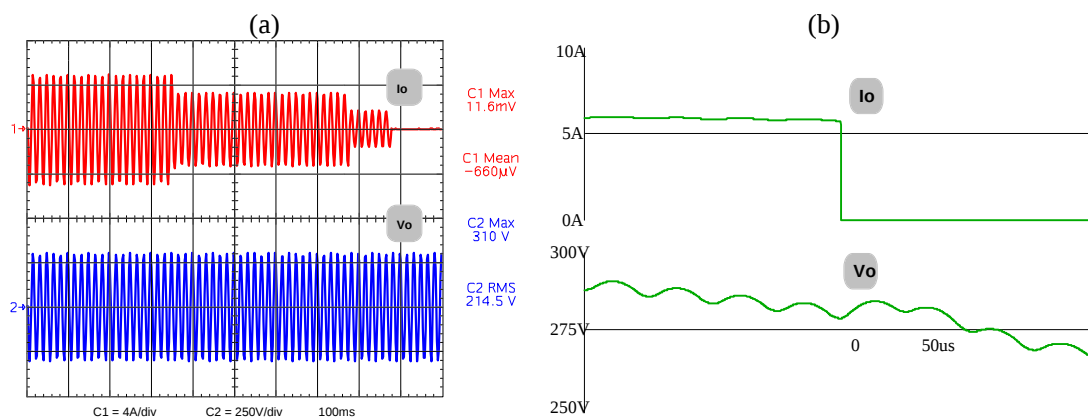


Fig. 4-35 - Detalhe da variação de carga nominal para carga nula.

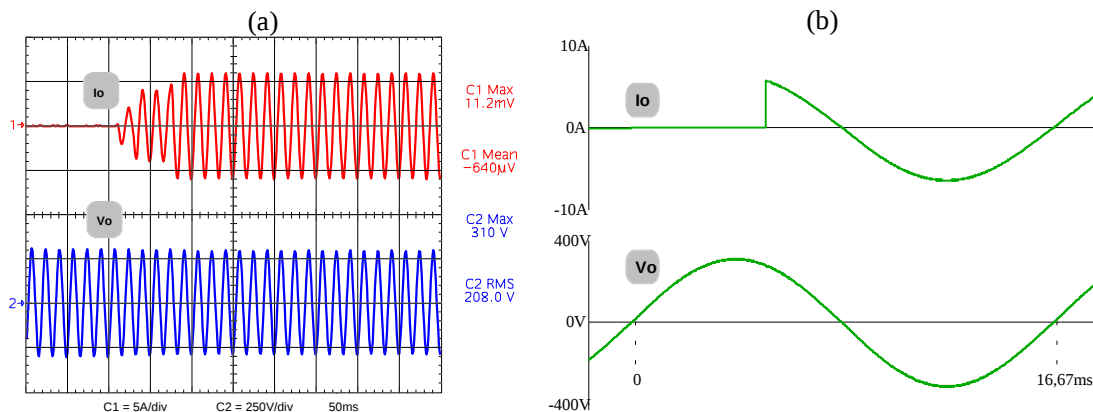


Fig. 4-36 - Detalhe da variação de carga nula para carga nominal.

Na Fig. 4-37 mostra-se as formas de onda da tensão de entrada e da tensão de saída do estabilizador para variações na tensão de entrada. Nota-se que a tensão de saída não varia com variações na tensão de entrada, caracterizando erro estático pequeno, praticamente nulo.

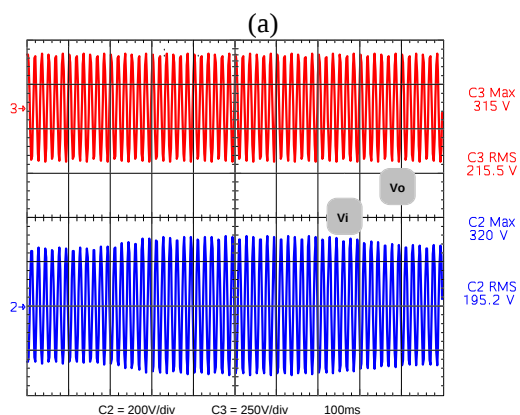


Fig. 4-37 - Detalhe da variação na tensão de entrada.

4.5 Problema da continuidade de corrente nos indutores

O ângulo de defasagem introduzido pelo filtro de saída, formado pelos indutores L_1 e L_2 , e pelo capacitor C_o , introduz uma defasagem entre as fundamentais da tensão V_o e da corrente nos indutores. Essa defasagem faz com que, durante o semiciclo positivo, por exemplo, a corrente no indutor L_2 não seja completamente descontínua. Na Fig. 4-38 são mostradas as formas de onda da corrente no indutor L_1 e da tensão na saída. Nota-se que a mesma não é descontínua em todo semiciclo negativo da tensão da rede.

Com a colocação de capacitores de desacoplamento, denominados aqui de C_{d1} , para o capacitor colocado no secundário de T_1 , C_{d2} , para o capacitor colocado na saída da tensão V_2 do transformador T_2 e C_{d3} , para o colocado na saída da tensão V_3 de T_2 , o fenômeno da

descontinuidade da corrente nos indutores é reforçado.

Na Fig. 4-39 mostra-se as formas de onda com a inserção de todos os capacitores de desacoplamento. Vê-se que a corrente no indutor L_1 tornou-se praticamente contínua ao longo de todo o período da rede, e além disso, elevou sua amplitude. Isso aumenta significativamente os esforços de corrente nos semicondutores do estágio de potência.

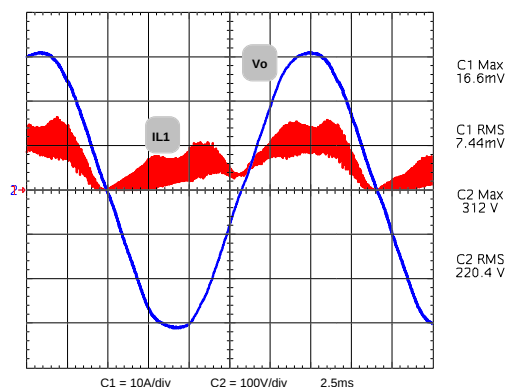


Fig. 4-38 - Corrente em L_1 e tensão V_o com Cd_1 e Cd_2 .

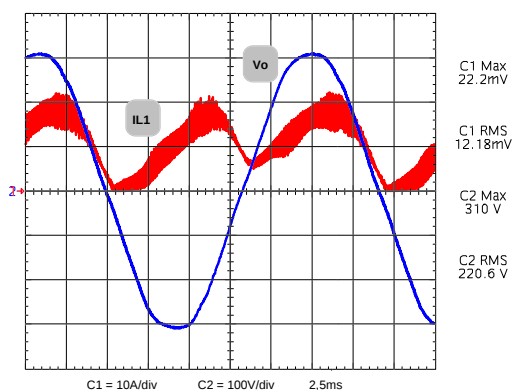


Fig. 4-39 - Corrente em L_1 e tensão V_o com Cd_1 , Cd_2 e Cd_3 .

Na Fig. 4-40 mostra-se as formas de onda da corrente em L_1 e da tensão na saída, quando da retirada dos capacitores Cd_2 e Cd_3 e a colocação de um único capacitor (C_{AB}) nos pontos de conexão dos diodos D_1 com D_2 e D_7 com D_8 , denominados aqui de pontos A e B, respectivamente. O ponto A é, na verdade, o terminal positivo da saída da tensão V_2 , enquanto o ponto B é o terminal negativo da saída da tensão V_3 , ambos no transformador T_2 . Ou seja, colocou-se um capacitor em paralelo com ambos os secundários do transformador T_2 .

A continuidade de corrente nos indutores ocorre porque, durante o tempo de sobreposição dos sinais de comando dos interruptores, a energia é armazenada num dos indutores, a qual é dissipada sobre a resistência série do laço indutor mais interruptores. Se esta resistência for muito pequena, a energia armazenada não é toda dissipada e surge o problema da continuidade de corrente.

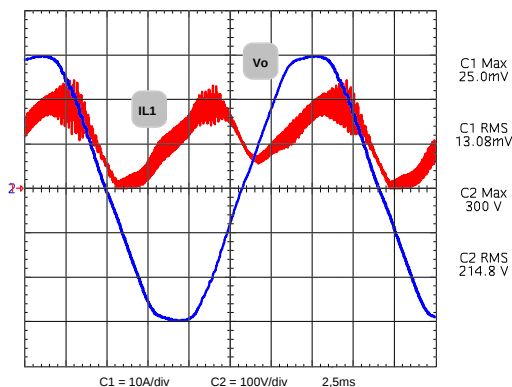


Fig. 4-40 - Corrente em L_1 e tensão V_o com C_1 e C_{AB} .

4.6 Rendimento

Conforme mostra-se na Tabela 4-1, o rendimento do conversor foi levantado para diferentes cargas, para operação em malha fechada com controlador linear do tipo avanço-atraso. Nota-se que para operação com pouca carga o rendimento é ruim. Isto se deve à ondulação de corrente em alta frequência, que é solicitada da rede, sem ser transformada em trabalho.

O rendimento da estrutura é baixo devido às elevadas perdas nos transformadores T_1 e T_2 , os quais não foram construídos visando diminuir as perdas.

Tabela 4-1 - Rendimento do estabilizador.

R_o	75 Ω	50 Ω	37,5 Ω
V_i [RMS]	188,0 V	188,4 V	188,5 V
I_i [RMS]	8,5 A	9,5 A	10,86 A
V_o [RMS]	220,8 V	220,6 V	218,7 V
I_o [RMS]	2,9 A	4,4 A	5,84 A
P_o	618,1 W	968,8 W	1268,4 W
P_i	796,8 W	1144,0 W	1493,5 W
η	77,6%	84,7%	85,0%

4.7 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais e de simulação com o estabilizador suprindo energia para cargas lineares e para cargas não-lineares. Pela observação das formas de onda e das análises harmônicas apresentadas, comprovou-se o bom funcionamento da estrutura, seja como estabilizador de tensão, seja como filtro ativo.

Verificou-se também o comportamento da tensão de saída frente a variações na tensão de entrada e perante a variação de carga.

Foram implementadas as duas estratégias de controle, apresentadas no desenvolvimento teórico do trabalho: o compensador do tipo avanço-atraso de fase e o compensador do tipo modo deslizante. Pôde-se concluir que a malha de controle necessariamente precisa ter ganho elevado em baixas frequências, a fim de eliminar o erro em regime permanente.

O rendimento da estrutura foi avaliado, indicando-se como possibilidade de melhoramento, a construção dos transformadores T_1 e T_2 visando diminuir as perdas e assim, melhorar sensivelmente o rendimento, bem como a qualidade da forma de onda da tensão de saída, quando da alimentação de cargas não-lineares.

CONCLUSÃO GERAL

Apresentou-se na etapa inicial deste trabalho as principais topologias de conversores CA-CA utilizados como estabilizadores de tensão alternada. Na ocasião apontou-se para as vantagens e desvantagens de cada uma, notando-se a possibilidade de contribuir com uma topologia nova, de maneira a resolver problemas inerentes às estruturas apresentadas.

A topologia proposta neste trabalho atua como estabilizador de tensão, para tensões variáveis na entrada, quer seja como abaixadora de tensão ou como elevadora de tensão.

Nos capítulos seguintes analisou-se o funcionamento da nova topologia, foi realizado o estudo analítico da mesma e apresentaram-se ábacos visando facilitar o projeto de um estabilizador de tensão alternada.

Projetou-se um estabilizador de tensão alternada, com fins de apresentar a metodologia de projeto e os circuitos auxiliares necessários para operacionalizar a estrutura, e para realizar ensaios de laboratório para comprovar a validade do estudo realizado até então.

O controle foi objeto de atenção especial no decorrer deste trabalho. Desta forma, dois controladores de naturezas distintas, foram estudados e projetados. O controlador linear do tipo avanço-atraso de fase e o controlador não-linear do tipo modo deslizante foram usados para operar a estrutura em malha fechada. Os resultados com ambos foram apresentados e mostraram-se condizentes com as expectativas. Aponta-se aí outra contribuição original, a de operar conversores CA-CA com controladores não-lineares.

O estudo e a metodologia de projeto do filtro de saída do conversor, por sua vez, também merecem destaque, visto que, permitiram de maneira inédita projetar os indutores objetivando a atuação do conversor no suprimento de energia para cargas não-lineares.

Os resultados experimentais e de simulação apresentados no Capítulo 4 deste trabalho comprovaram a eficácia do estabilizador implementado na atuação como estabilizador de tensão e como filtro ativo, fornecendo energia para cargas não-lineares. As análises harmônicas realizadas mostraram que a tensão de saída estava de acordo com as expectativas (menor que 5%), conforme recomendado pela norma IEE std 519-1992, *Recommended Practices and Requirements for Harmonic Effects on Power Distribution Transformers*. Pode-se listar como características do protótipo implementado:

- Boa atuação, tanto para tensão da rede abaixo da nominal (220 V), como para tensão acima da nominal;
- Melhoria da qualidade de energia fornecida aos consumidores, o que é de especial importância, quando do suprimento de energia para cargas sensíveis à

- harmônicas de alta frequência presentes na tensão de alimentação das mesmas;
- Uso mais eficiente da energia, visto que os consumidores (motores de indução, por exemplo) melhoram seu desempenho, quando alimentados com tensão senoidal isenta de distorções;
 - Correção instantânea da tensão de saída frente a variações de carga ou da tensão de entrada, evitando sobretensões e falhas nos consumidores;
 - Operação com cargas lineares e não-lineares sem necessidade de ajustes no circuito.

Conforme se verificou na implementação do protótipo de laboratório, os elementos que necessitam de atenção durante a fase de projeto são os transformadores. O desempenho de toda estrutura, no que diz respeito ao rendimento ou à qualidade da forma de onda da tensão na saída, depende da qualidade dos transformadores utilizados.

Constatou-se que o erro estático presente na tensão de saída depende das características do controlador utilizado. O compensador avanço-atraso de fase possui um pólo na origem, eliminando o erro em regime, o que foi comprovado experimentalmente. Já o compensador por modo deslizante não possuía integrador na malha direta, caracterizando um erro não nulo em regime permanente. Será objeto de estudo futuro o uso de controladores com integradores na malha de controle visando eliminar o erro estático.

Durante a evolução dos trabalhos notou-se ser possível estender a topologia proposta para gerar-se uma pequena família de conversores CA-CA. Este tema será objeto de estudo de trabalhos futuros deste grupo de pesquisa.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] CARDOSO, César Mauro. *Estudo e Realização de um Estabilizador de Tensão Alternada a Transistor de Potência*. Florianópolis, SC – Brasil, 1986. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

- [2] FAGUNDES, João C. 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.

- [3] KASSICK, Enio Valmor. *Estudo e Realização de um Estabilizador de Tensão Alternada Senoidal à Tiristor*. Florianópolis, SC – Brasil, 1983. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

- [4] MOITA, Galba Freire. *Estabilizador de Tensão Alternada Empregando Alta Frequência e Transistor de Potência*. Florianópolis, SC – Brasil, 1993. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

- [5] 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.

- [6] 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.

- [7] CHEN, Chingchi & DIVAN, Deepakraj M. Simple Topologies for Single Phase AC Line Conditioning. *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'91)*, Dearborn, Michigan - USA, p. 911-917, September/October, 1991.

- [8] 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. 302-307, November, 1993.

- [9] BARBI, I. & KASSICK, 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.

[10] KARADY, George G. & PARIHAR, Pramod. Integrated PWM and Transformer Switching Technique for AC Voltage Regulation. *9th IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'94)*, Orlando, FL - USA, p. 961-967, February, 1994.

[11] CAMPOS, Alexandre & JOÓS, Géza & ZIOGAS, Phoivos 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^o 6, USA, p. 1285-1292, November/December, 1996.

[12] OLIVEIRA, J. C. & FREITAS, L. C. & COELHO, E. A. A. 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.

[13] OLIVEIRA, J. C. & FREITAS, L. C. & COELHO, E. A. A. et al. A Half-Bridge PWM AC/AC Converter. *4nd Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'97)*, Belo Horizonte, MG - Brazil, p. 385-390, December, 1997.

[14] 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, Augus/September, 1998.

[15] TRABACH, E. P. & AMARAL, P. F. S. & SIMONETTI, D. S. L. 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.

[16] OLIVEIRA, J. C. & FREITAS, L. C. & COELHO, E. A. A. 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.

[17] OLIVEIRA, J. C. & BISSOCHI Jr, & C. A. & VINCENZI, F. 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.

[18] OLIVEIRA, J. C. & SILVA, E. A. S. da & FARIAS, V. J. 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. 875-879, February, 2000.

[19] VILLAÇA, Marco V. M & PERIN, Arnaldo José. Variador de Tensão Alternada a Interruptores Bidirecionais com Célula de Comutação ZVS. *II Seminário de Eletrônica de Potência (SEP-95)*, INEP/UFSC, Florianópolis, SC – Brasil, p. 125-132, Agosto, 1995.

[20] BARBI, Ivo & MARTINS, Denizar Cruz. *Eletrônica de Potência – Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*. Florianópolis, SC – Brasil, 2000.

[21] BARBI, Ivo. *Eletrônica de Potência – Projeto de Fontes Chaveadas*. Florianópolis, SC – Brasil, Ed. do Autor, 2001.

[22] MELLO, Luiz Fernando Pereira de. *Análise e Projeto de Fontes Chaveadas*. São Paulo, SP – Brasil, 1996.

[23] BATISTELA, Nelson Jhoe. *Inversor de Tensão com Saída Senoidal Controlado por Modo Deslizante com Frequência Fixa*. Florianópolis, SC – Brasil, 1994. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[24] BATISTELA, Nelson Jhoe & PERIN, Arnaldo José. A Fixed Frequency Sliding Mode Control for Voltage Source Inverter. *3rd Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'95)*, São Paulo, SP - Brazil, p. 229-234, December, 1995.

[25] FILHO, Wail Metzker Pastorelo. *Controle por Modo Deslizante Aplicado a Inversores de Tensão*. Florianópolis, SC – Brasil, 1995. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[26] BATISTA, Adalberto José. *Modelagem e Otimização do projeto de Componentes Magnéticos Utilizados em Conversores Estáticos de Alta Frequência*. Florianópolis, SC – Brasil, 1998. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[27] VORPÉRIAN, Vatché. *Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch, Part I: Continuous Conduction Mode*. VPEC Seminar Tutorials, Virginia, 1988.