

THIAGO BATISTA SOEIRO

**ESTUDO DE UM CONDICIONADOR DE TENSÃO
ALTERNADA COM COMPENSAÇÃO SÉRIE,
UTILIZANDO UM CONVERSOR INDIRETO CA-CA
COM ALIMENTAÇÃO À JUSANTE**

FLORIANÓPOLIS-SC

2007

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO

EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**ESTUDO DE UM CONDICIONADOR DE TENSÃO
ALTERNADA COM COMPENSAÇÃO SÉRIE, UTILIZANDO
UM CONVERSOR INDIRETO CA-CA COM
ALIMENTAÇÃO À JUSANTE**

Dissertação submetida à

Universidade Federal de Santa Catarina

como parte dos requisitos para a

obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

THIAGO BATISTA SOEIRO

Florianópolis, Fevereiro de 2007

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

ESTUDO DE UM CONDICIONADOR DE TENSÃO ALTERNADA COM COMPENSAÇÃO SÉRIE, UTILIZANDO UM CONVERSOR INDIRETO CA-CA COM ALIMENTAÇÃO À JUSANTE

Thiago Batista Soeiro

Fevereiro de 2007

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

Co-Orientador: Prof. Clóvis Antônio Petry, Dr.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Estabilizador de tensão, condicionador, conversor *ca-ca*, carga não-linear.

Número de páginas: **XXX**.

RESUMO: Este trabalho apresenta o estudo de um condicionador de tensão *ca* operando em malha fechada. A topologia proposta possui compensação série de tensão alternada, cuja configuração lhe permite operar com apenas parte da potência de carga. O princípio de funcionamento é basicamente o de uma fonte de tensão controlada, que objetiva o condicionamento da tensão de saída, frente às perturbações do sistema. Para a análise da operação em malha fechada, utiliza-se uma técnica de controle linear. São apresentados a metodologia de cálculo, os resultados por simulação e os ensaios de um protótipo de *10 kVA*, validando a teoria e comprovando as características da topologia proposta.

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

**STUDY OF AN ALTERNATE VOLTAGE LINE CONDITIONER
WITH SERIAL COMPENSATION, USING AN AC INDIRECT
CONVERTER ENERGIZED BY LOAD SIDE**

Thiago Batista Soeiro

February, 2007

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

Co-Advisor: Prof. Clóvis Antônio Petry, Dr.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drivers.

Keywords: Voltage regulator, *ac* line conditioner, *ac-ac* converter, nonlinear load.

Number of pages: **XXX**.

ABSTRACT: This work presents the study of an *ac* line conditioner with closed loop operation. The proposed topology has serial *ac* voltage compensation, which configuration allows operate with only a part of the load power. The principle of operation is basically a controlled voltage source, which provides the conditioning of output voltage in front of system's perturbation. For analysis of closed loop operation, a technique of linear control is used. The methodology, simulation and experimental results of a *10kVA* prototype are presented, verify the theory and proving the characteristics of the proposed topology.

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO GERAL.....	1
1 – ESTABILIZADORES DO TIPO COMPENSADORES DE TENSÃO ALTERNADA.....	4
1.1 INTRODUÇÃO.....	4
1.2 CONVERSORES CA-CA	4
1.3 PRINCÍPIO DA COMPENSAÇÃO SÉRIE DE TENSÃO	5
1.4 TOPOLOGIAS ESTABILIZADORAS COM PRINCÍPIO DE COMPENSAÇÃO DE TENSÃO	6
1.5 CONDICIONADOR PROPOSTO PARA ESTUDO	14
1.6 CONCLUSÃO	15
2 – CONDICIONADOR DE TENSÃO ALTERNADA: ESTUDO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA	16
2.1 INTRODUÇÃO.....	16
2.2 CONDICIONADOR DE TENSÃO ALTERNADA COM COMPENSAÇÃO SÉRIE.....	16
2.3 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO	18
2.3.1 Modulação do retificador bidirecional.....	18
2.3.2 Modulação do Inversor de Tensão	19
2.4 ETAPAS DE OPERAÇÃO	21
2.5 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA	29
2.6 ESTUDO ANALÍTICO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA.....	30
2.6.1 Definições de Razão Cíclica	31
2.6.2 Característica de saída estática	32
2.6.3 Ondulação de Corrente	34
2.6.4 Ondulação de Tensão	41
2.6.5 Relação de transformação.....	65
2.7 CONCLUSÃO	66
3 – ESTUDO DO ESTÁGIO DE CONTROLE	67
3.1 INTRODUÇÃO.....	67
3.2 TÉCNICA DE CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA	67
3.3 MODELAMENTO MATEMÁTICO DO CONDICIONADOR DE TENSÃO	69
3.3.1 Modelo do conversor como interruptor PWM.....	70
3.3.2 Ganho estático do conversor	73
3.3.3 Funções de Transferência do conversor.....	74
3.3.4 Estudo Analítico das Funções de Transferência do conversor.....	78
3.3.5 Análise da Influência da Carga na Dinâmica do Conversor.....	88
3.4 MODELAGEM DO SISTEMA DE CONTROLE EM MALHA FECHADA	97
3.4.6 Malha de Tensão	98

3.4.7	<i>Malha de Corrente</i>	104
3.4.8	<i>Iteração entre as malhas de tensão e de corrente</i>	105
3.5	CONCLUSÃO.....	107
4	– METODOLOGIA DE PROJETO	109
4.1	INTRODUÇÃO.....	109
4.2	ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO E CÁLCULOS BÁSICOS	109
4.3	PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DO CONDICIONADOR DE TENSÃO.....	110
4.3.1	<i>Relação de Transformação do Transformador T</i>	110
4.3.2	<i>Projeto do indutor de filtragem da tensão de saída</i>	111
4.3.3	<i>Projeto do capacitor de filtragem da tensão de saída</i>	111
4.3.4	<i>Características da carga não-linear</i>	113
4.3.5	<i>Dimensionamento dos interruptores</i>	113
4.3.6	<i>Esquemático do circuito de potência e proteção do condicionador</i>	114
4.4	PROJETO DOS CIRCUITOS DE COMANDO E CONTROLE.....	117
4.4.1	<i>Fonte de tensão auxiliar</i>	118
4.4.2	<i>Circuito de referência de tensão</i>	119
4.4.1	<i>Circuitos de sensoramento de tensão e de corrente</i>	120
4.4.2	<i>Dimensionamento do compensador de corrente</i>	121
4.4.3	<i>Dimensionamento do compensador de tensão</i>	122
4.4.4	<i>Dimensionamento do compensador de resistência virtual</i>	126
4.4.5	<i>Circuito multiplicador</i>	126
4.4.6	<i>Circuito para geração de triangulares de comparação</i>	127
4.4.7	<i>Circuito para geração dos pulsos dos interruptores do inversor</i>	128
4.4.8	<i>Circuito para geração dos pulsos dos interruptores do retificador</i>	129
4.4.9	<i>Circuitos de proteção</i>	130
4.5	CONCLUSÃO.....	132
5	– RESULTADOS EXPERIMENTAIS	133
5.1	INTRODUÇÃO.....	133
5.2	ARQUIVO DE SIMULAÇÃO.....	133
5.3	PROTÓTIPO DO CONDICIONADOR DE TENSÃO DE 10 kVA	134
5.4	PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA DO CONDICIONADOR	135
5.5	OPERAÇÃO EM MALHA ABERTA.....	138
5.5.1	<i>Ganho estático</i>	139
5.5.2	<i>Ondulação de corrente e de tensão</i>	140
5.6	OPERAÇÃO EM MALHA FECHADA	142
5.6.1	<i>Ensaio de rendimento e de regulação</i>	142
5.6.2	<i>Transitório de carga</i>	145

5.6.3 Perturbação na tensão de entrada.....	147
5.6.4 Operação com carga não-linear.....	155
5.7 CONCLUSÃO.....	157
CONCLUSÃO GERAL.....	159
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	161

SIMBOLOGIA

1. Símbolos usados em expressões matemáticas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
C_0	Capacitor de filtro do barramento de carga	F
$C_i(s)$	Compensador de corrente	
$C_{Rvirtual}(s)$	Compensador de resistência virtual	
$C_v(s)$	Compensador de tensão	
D	Razão cíclica média	
$d(t)$	Função razão cíclica	
d_{max}	Razão cíclica máxima operacional	
$\hat{d}(s)$	Razão cíclica no domínio da frequência	
\hat{d}	Perturbação na razão cíclica	
$F(s)$	Função de transferência que relaciona a tensão de saída com a de entrada	
f_0	Frequência de ressonância da planta $G(s)$	Hz
f_C	Frequência de corte da FTMA	Hz
f_r	Frequência da rede	Hz
f_s	Frequência de comutação	Hz
$G(s)$	Modelo por valores médios do condicionador	
$g(t)$	Ganho estático	
G_{Mi}	Ganho do medidor de corrente	
G_{Mv}	Ganho do medidor de tensão	
G_{PWM}	Ganho do modulador PWM	
I_0	Corrente média na carga	A
\hat{i}_0	Perturbação na corrente de carga	A
i_{0ef}	Corrente eficaz na saída	A
i_{0p}	Corrente de pico na saída	A
I_a	Corrente média instantânea no terminal ativo do interruptor PWM	A
\hat{i}_a	Corrente de perturbação no terminal ativo do interruptor PWM	A
$i_a(t)$	Corrente no terminal ativo do interruptor PWM	A
I_c	Corrente média instantânea no terminal comum do interruptor PWM	A

\hat{i}_c	Corrente de perturbação no terminal comum do interruptor PWM	A
$i_{Lo}(t)$	Corrente na saída do inversor	A
I_{Ls}	Corrente média instantânea na indutância da rede	A
$i_{Ls}(t)$	Corrente na indutância intrínseca da rede	A
$i_p(t)$	Corrente no terminal passivo do interruptor PWM	A
$i_S(t)$	Corrente da rede elétrica	A
i_{Seff}	Corrente eficaz em um interruptor do braço inversor	A
i_{Sp}	Corrente de pico em um interruptor do braço inversor	A
$\hat{i}_{Co}(s)$	Corrente no capacitor de saída no domínio da frequência	A
$\hat{i}_c(s)$	Corrente no terminal comum do interruptor PWM no domínio da frequência	A
L_0	Indutor de filtragem da tensão de saída do inversor	H
L_{dp}	Indutância de dispersão do transformador	H
L_{eq}	Indutância total de filtragem referida ao secundário do transformador	H
L_S	Indutância intrínseca da rede de alimentação	H
M_p	Máximo sobressinal de tensão	V
N	Relação de transformação do transformador T	
P_0	Potência ativa na saída do condicionador	W
R_0	Resistência de carga linear	Ω
R_{par}	Resistência parasita intrínseca do condicionador	Ω
R_S	Resistência intrínseca da rede de alimentação	Ω
$R_{virtual}$	Resistência emulada virtualmente via malha de controle	Ω
S_0	Potência aparente na entrada da carga	VA
$Sign(v_o(t))$	Sinal da tensão de saída: Assume “1” para semiciclo positivo e “-1” para o negativo	V
S_T	Potência máxima processada pelo transformador	VA
t	Tempo	s
t_A	Tempo de atraso	s
THD	Taxa de distorção harmônica total	%
t_{p1}, t_{p2}	Tempo de pico	s
t_r	Tempo de subida	s
T_r	Período da rede	s
t_S	Tempo de acomodação	s
T_S	Período de comutação	s
V_0	Tensão média instantânea de saída do condicionador	V

$v_0(t)$	Tensão no barramento de carga	V
v_{0ef}	Tensão de pico na saída	V
v_{0p}	Tensão de pico na saída	V
V_{ab}	Tensão média instantânea de saída do inversor	V
$v_{ab}(t)$	Tensão na saída do inversor	V
V_{ap}	Tensão média instantânea entre os terminais ativo e passivo do interruptor PWM	V
$v_{ap}(t)$	Tensão entre os terminais ativo e passivo do interruptor PWM	V
V_{cp}	Tensão média instantânea entre os terminais comum e passivo do interruptor PWM	V
$v_{cp}(t)$	Tensão entre os terminais comum e passivo do interruptor PWM	V
V_i	Tensão média instantânea na rede de alimentação	V
$v_i(t)$	Tensão na entrada do condicionador	V
$v_{Leq}(t)$	Tensão no indutor de filtro	V
V_{rmax}	Máxima tensão nos interruptores	V
V_S	Tensão de pico das triangulares PWM	V
$v_{Srr}(t)$	Sinal triangular para gerar pulsos PWM	V
V_{Tp}	Tensão média instantânea no primário do transformador	V
$v_{Tp}(t)$	Tensão no primário do transformador	V
$v_{Ts}(t)$	Tensão no secundário do transformador	V
\hat{v}_0	Tensão de perturbação na saída	V
\hat{v}_{ap}	Tensão de perturbação entre os terminais ativo e passivo do interruptor PWM	V
$\hat{v}_0(s)$	Tensão de saída no domínio da frequência	V
\hat{v}_{cp}	Tensão de perturbação entre os terminais comum e passivo do interruptor PWM	V
$v_{G1}(t), v_{G2}(t), v_{G3}(t), v_{G4}(t)$	Tensão para comando dos interruptores do retificador	V
$v_{G5}(t), v_{G6}(t), v_{G7}(t), v_{G8}(t)$	Tensão para comando dos interruptores do inversor	V
Z_L	Impedância de carga	Ω
Δv_0	Varição de tensão no barramento de carga (Saída)	V
Δv_i	Varição de tensão na fonte de alimentação (entrada)	V
$\Delta v_0(\%)$	Varição de tensão em percentagem do valor nominal	V
$\Delta i_{L0}(\%), \Delta i_{Leq}(\%)$	Ondulação de corrente no indutor em percentagem do valor nominal	V

ζ	Fator de amortecimento	
η	Rendimento	
ω_n	Frequência angular de ressonância	Rad/s
ω_s	Frequência angular de comutação	Rad/s

2. Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
C_0, C_1, \dots, C_n	Capacitor
C_{Sn}	Capacitor <i>Snubber</i>
D_1, D_2, D_3, D_4	Diodo do interruptor do retificador
D_5, D_6, D_7, D_8	Diodo do interruptor do inversor
D_{Sn}	Diodo <i>Snubber</i>
L_{AAA}, \dots, L_{XXX}	Indutor
M_1, M_2, M_3, M_4	Interruptores do módulo IGBT
R_0, R_1, \dots, R_n	Resistor
R_{sh}	Resistor de pré-carga
R_{Sn}	Resistor <i>Snubber</i>
R_x e R_{do}	Resistor de descarga de capacitor
S_1, S_2, S_3, S_4	Interruptor comandável do retificador
S_5, S_6, S_7, S_8	Interruptor comandável do inversor
T	Transformador de compensação e isolamento

3. Acrônimos e Abreviaturas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
<i>ac</i>	“Alternate Current”
<i>ca</i>	Corrente alternada
<i>cc</i>	Corrente contínua
<i>dc</i>	“Direct Current”
FTMA	Função de Transferência em Malha Aberta
FTMF	Função de Transferência em Malha Fechada
IGBT	“Insulated Gate Bipolar Transistor”
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
PFC	“Power Factor Correction”, Correção do Fator de Potência
PWM	“Pulse width modulation”, Modulação por Largura de Pulso
RPWM	“Rectangular pulse width modulation”, PWM Retangular
SPWM	“Sensoidal pulse width modulation”, PWM Senoidal

THD “Total Harmonic Distortion”, Distorção Harmônica Total
UFSC Universidade Federal de Santa Catarina

4 - Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas

<i>Símbolo</i>	<i>Nome da Unidade</i>
V	Volt
W	Watt
Ω	Ohm
A	Ampère
H	Henry
F	Farad
dB	Decibél
h	Hora
s	segundo
Hz	Hertz
m	Metro
cm	Centímetro
rad/s	Radianos por segundo
°C	Grau Celsius
°C/W	Grau Celsius por watt

INTRODUÇÃO GERAL

Atualmente, as exigências de qualidade de energia elétrica em fontes de tensão alternada estão se tornando mais significativas. De acordo com a EPRI (*Electric Power Research Institute*), as perdas econômicas devido à baixa qualidade de energia chegam a 26 bilhões de dólares por ano nos EUA [35], principalmente por interrupções nos processos industriais ocasionadas por variações momentâneas na tensão de alimentação dos equipamentos industriais.

A distorção da forma de onda disponibilizada pelas concessionárias de energia originadas, principalmente, pela circulação de harmônicas de corrente na rede elétrica, está prejudicando a confiabilidade de todo o sistema elétrico. Entre os problemas causados por energia de má qualidade pode-se citar: interrupção e falhas no funcionamento; distorção da tensão/corrente; afundamentos de tensão; interferência eletromagnética; aquecimento de transformadores, geradores e linhas de transmissão; ruído audível; ressonância elétrica em sistemas de distribuição; oscilações mecânicas em geradores e motores, etc [1].

A qualidade da energia elétrica é atualmente, um tema de destaque tanto no meio acadêmico quanto no setor industrial. Existe um grande esforço intelectual por parte de grupos de pesquisas no mundo todo desenvolvendo e experimentando métodos para melhorar a confiabilidade da energia elétrica [1]. No sistema de transmissão, o conceito de FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*) está amplamente difundido, com dispositivos como a DVR (*Dynamic Voltage Restore*), AF (*Active Filter*), D-STATCOM (*Distribution Static Synchronous Compensator*) e condicionadores de energia, visando justamente prover melhores condições de condicionamento e controle do fluxo de energia nesse sistema [36]. No sistema de distribuição é utilizado o conceito de *Custom Power* para a melhoria da qualidade da energia elétrica [36] e [37].

No lado do consumidor é necessário controlar o fluxo de potência ativa junto as concessionárias de energia. Essa tarefa pode ser desempenhada pelos estabilizadores de tensão, cujo objetivo primordial é corrigir distúrbios de amplitude na tensão da rede de energia elétrica, sejam de aumento ou diminuição do valor nominal. Estima-se que 92% dos distúrbios sejam de afundamentos de tensão (*voltage sags*) [1]. Conforme [36], citado

por [1], a grande maioria dos distúrbios se restringe a uma variação de menos de 40% e com duração de no máximo 10 ciclos de rede; assim um compensador capaz de corrigir a tensão na saída numa faixa de $\pm 30\%$ eliminaria em torno de 95% dos distúrbios presentes no sistema.

Estabilizadores de tensão alternada são equipamentos necessariamente usados na alimentação de cargas sensíveis e em locais onde a tensão disponível é de má qualidade, como por exemplo, em centros hospitalares e comerciais, indústria automobilística e de semicondutores, laboratórios de pesquisa e sistemas de transmissão de dados/imagens. Conforme [9], os estabilizadores disponíveis na literatura e de domínio industrial podem ser divididos em dois grandes grupos: conversores seriais e não-seriais. Os conversores seriais atuam como compensadores, pois têm a característica de processarem apenas uma parcela da potência de carga, que é proporcional à variação da tensão de entrada. Já os conversores não-seriais processam toda a potência de carga e são denominados de não-compensadores.

Devido às características de processarem apenas uma porcentagem da potência da carga, os estabilizadores do tipo compensadores de tensão apresentam baixo custo e confiabilidade. Assim, estas estruturas serão os focos do Capítulo 1, e ao final do mesmo será proposta uma topologia para o estudo e implementação prática deste trabalho, que corrija.

No Capítulo 2 realiza-se o estudo teórico do estágio de potência da estrutura proposta. Serão apresentadas as principais características, etapas de operação, formas de onda e as estratégias de modulação mais utilizadas.

Apresenta-se a análise do estágio de controle no Capítulo 3. Obtêm-se as funções de transferência e define-se um método de controle simples e de fácil aplicação para a topologia estudada.

No Capítulo 4 apresenta-se a metodologia de projeto do condicionador de tensão proposto, bem como o dimensionamento de uma topologia de $10kVA$ para a experimentação e validação do estudo desenvolvido.

Posteriormente, no Capítulo 5 apresentam-se os resultados de simulação e experimentação, para que a metodologia de projeto do Capítulo 4 seja validada.

Na Conclusão faz-se um apanhado geral de tudo o que é abordado neste trabalho, além de sugestões para continuidade do mesmo.

Por fim, listam-se as referências bibliográficas utilizadas no desenvolvimento do trabalho.

1 – ESTABILIZADORES DO TIPO COMPENSADORES DE TENSÃO ALTERNADA

1.1 Introdução

Neste capítulo tem-se por objetivo apresentar estruturas monofásicas de estabilizadores de tensão alternada do tipo compensadores série de tensão. As topologias discutidas são construídas a partir de conversores *ca-ca* com configurações de interruptores comerciais.

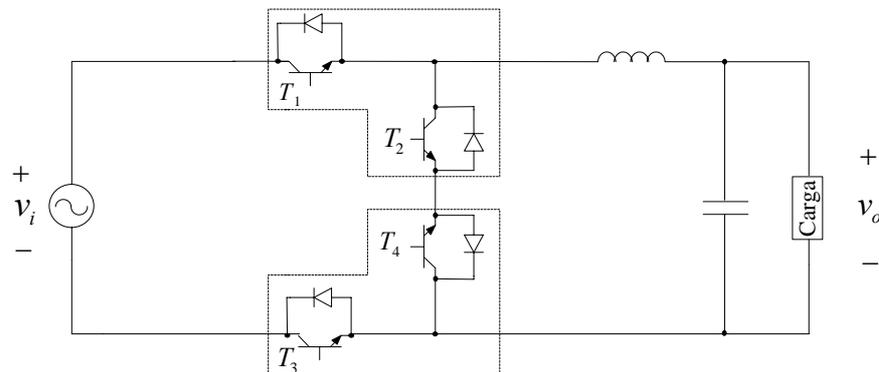
Ao final do capítulo será proposta uma topologia para o estudo e desenvolvimento de um estabilizador de 10 kVA.

1.2 Conversores *ca-ca*

Com a utilização de conversores *ca-ca* operando com comutação em alta frequência, e utilizando filtros passivos é possível obter baixo conteúdo harmônico na saída e respostas dinâmicas rápidas.

Um dos principais pontos que diferenciam os conversores de tensão alternada dos conversores de tensão contínua é a dificuldade em realizar a comutação, a qual exige a presença de circuitos grampeadores ou comandos complexos, que resultam em baixo rendimento e perda de robustez.

Para demonstrar o problema da comutação escolhe-se o conversor *buck* da Fig. 1-1, com módulos interruptores comercial. Observa-se que para comutar de T_1/T_3 para T_2/T_4 existem duas alternativas: a superposição dos sinais de comando dos interruptores ou o uso de tempo-morto. No primeiro caso, provoca-se um curto-circuito na fonte de alimentação v_i , enquanto que no segundo caso a corrente do indutor é interrompida, resultando em sobretensões nos interruptores [20].


 Fig. 1-1 – Conversor Buck *ca-ca* com módulos interruptores comercial

Uma solução para o problema da comutação seria o uso de conversores indiretos [21], no entanto, a quantidade de interruptores é maior do que nos conversores diretos.

Uma estratégia de comutação foi apresentada em [22] e aperfeiçoada em [23] e [24], eliminando a necessidade de circuitos de grameamento. Nesta estratégia é necessário sincronizar os sinais de comando dos interruptores com o sinal de entrada do conversor.

Em [25] propôs-se um conversor *ca-ca* direto robusto, resolvendo o problema da comutação. Contudo, a topologia apresentou problemas com valor de corrente médio nos indutores e com impossibilidade de uso de módulos com configuração comercial.

Foram propostas diversas topologias de conversores *ca-ca* com a utilização de módulos interruptores comerciais em [26], [27], [28] e [29].

A topologia estudada neste trabalho utilizará a conversão indireta de energia, com interruptores bidirecionais em corrente e configuração comercial de interruptores. Esta estrutura foi estudada em [5] e [21].

1.3 Princípio da compensação série de tensão

O princípio da compensação série foi aplicado em estabilizadores em 1950 por G. N. Patchett [30]. Estes estabilizadores, conhecidos como seriais ou condicionadores de tensão, processam apenas um percentual da potência de carga, e tem por objetivo compensar variações de tensão da rede elétrica, somando ou subtraindo da mesma um valor de tensão Δv para estabilizar a tensão de saída de acordo com uma referência pré-estabelecida. Na Fig. 1-2 é mostrada a estrutura básica de um estabilizador serial.

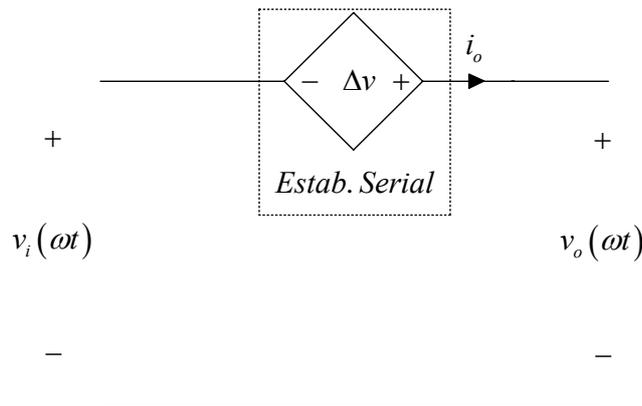


Fig. 1-2 – Estrutura básica do estabilizador do tipo condicionador de tensão.

No Brasil os estabilizadores de tensão monofásica operando com tensão de saída alternada e com potências de até 3 kVA, devem respeitar a norma NBR 14373 [39]. Esta norma especifica que o estabilizador deve suportar uma variação de 25%, por isso, utilizando o princípio da compensação, o estabilizador serial necessitaria operar compensando no máximo 25% da potência da carga.

Além da estabilização da tensão de saída é interessante a operação como filtro ativo com correção da forma de onda da tensão de entrada, com taxa de distorção harmônica THD menor que 5%, de acordo com a norma IEEE 512-1992 [40]. O condicionador tem então a tarefa de fornecer a diferença entre uma referência senoidal desejada, por exemplo, e a tensão disponibilizada pela rede. Este princípio de funcionamento é ilustrado na Fig. 1-3.

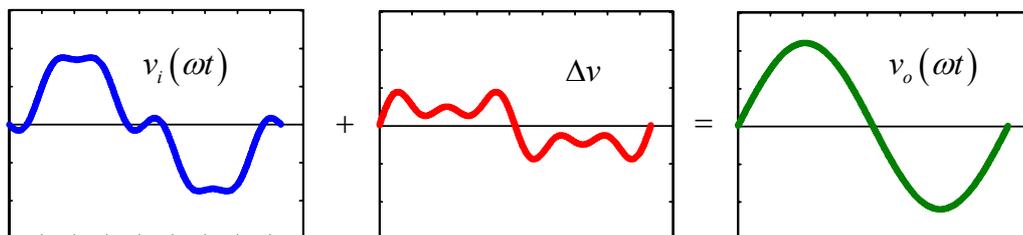


Fig. 1-3 – Princípio de funcionamento para correção de distorção da tensão de entrada.

1.4 Topologias estabilizadoras com princípio de compensação de tensão

Na literatura existem diversas topologias que atuam como condicionadores de tensão. Em [31] foram apresentadas algumas topologias comerciais de estabilizadores. A Fig. 1-4 apresenta uma estrutura que foi objeto de estudo de [38], onde se utiliza transistores

de potências acionados em alta frequência para comutar o secundário de um transformador TF_2 , somando ou subtraindo sua tensão com a de outro transformador TF_1 com função isoladora.

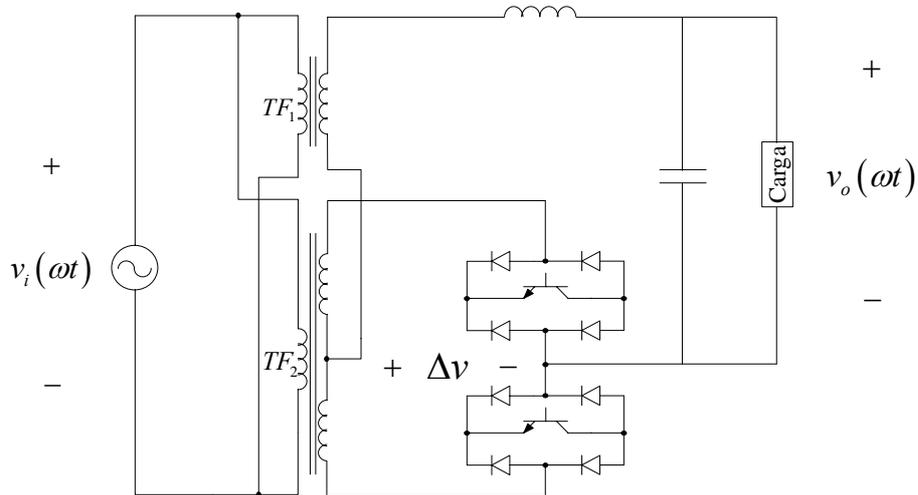


Fig. 1-4 – Compensador de tensão usando transistores de potência.

Em [32] foram apresentadas topologias condicionadoras derivadas baseadas na tecnologia *half-bridge* (Fig. 1-5). Para a compensação de tensão são utilizados capacitores ao invés de transformadores, perdendo a vantagem do isolamento entre o conversor e a rede de alimentação, porém reduzindo peso e volume.

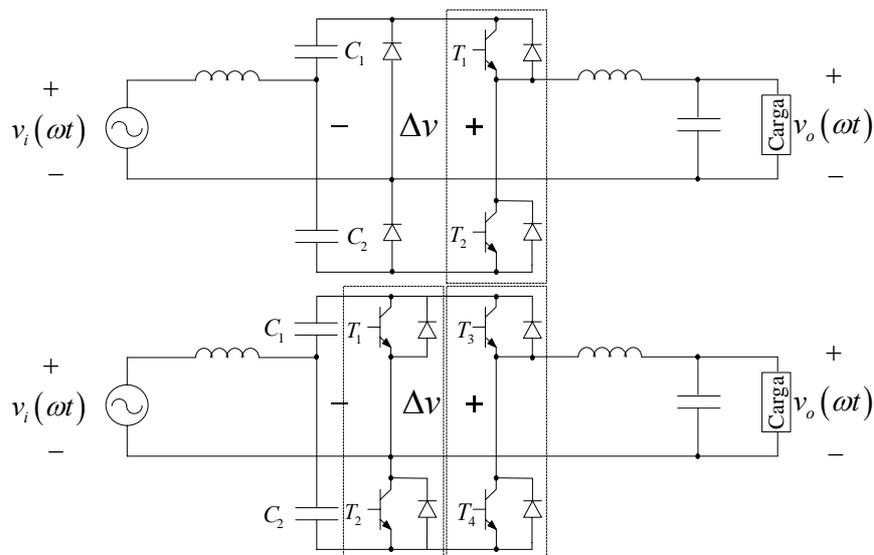


Fig. 1-5 – Compensador de tensão usando transistores de potência.

Em [33] utilizou-se a conversão indireta de tensão alternada para gerar a tensão de compensação série. Esta tensão é obtida por meio de dois conversores, um retificador e um

inversor, o que torna a estrutura complexa e de alto custo. Neste trabalho o retificador foi alimentado por um transformador isolador pelo lado da rede elétrica como mostra a Fig. 1-6.

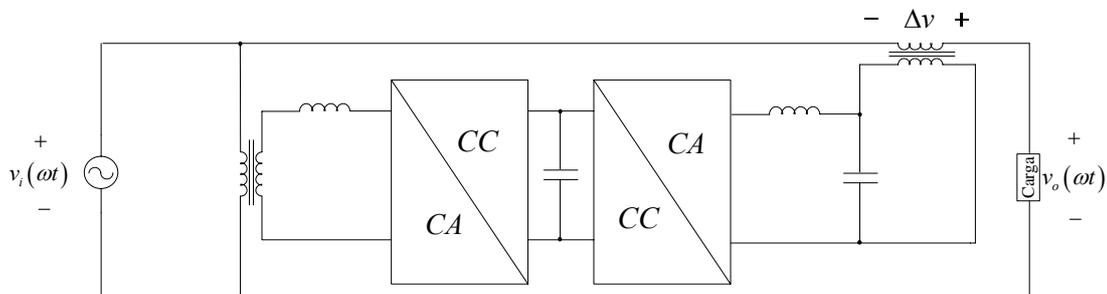


Fig. 1-6 – Compensador de tensão usando transistores de potência.

Em [1] trata-se sobre a generalização dos compensadores de tensão utilizando conversores *ca-ca*. Neste estudo são abordadas maneiras de implementar topologias estabilizadoras de acordo com a teoria de compensação série. Expõem-se quatro maneiras distintas para aplicar a tensão de compensação Δv ao sistema: com o filtro de saída diretamente em série com a fonte de alimentação (Fig. 1-7 (a)); utilizando-se um transformador de isolamento com filtro no lado primário (Fig. 1-7 (b)); transformador com filtro capacitivo no lado secundário (Fig. 1-7 (c)); e transformador com filtro capacitivo em paralelo com a carga (Fig. 1-7 (d)). A vantagem de utilizar o transformador é que o conversor opera com corrente reduzida e tensão elevada.

Ainda em [1] apresentou-se estratégias para alimentar o conversor *ca-ca* com ou sem transformador de isolamento: a montante, pelo lado da rede de alimentação (Fig. 1-10 (a)); a jusante, pelo lado da carga (Fig. 1-10 (b)); e independente, através de uma fonte independente sincronizada com a rede de alimentação (Fig. 1-10 (c)). A utilização do transformador permite que o conversor opere com corrente da ordem do valor de carga e com tensão reduzida.

Nos condicionadores que utilizam conversores *ca-ca*, diretos ou indiretos com *link* diretos, alimentados pelo lado da rede ou pelo lado da carga, há a necessidade do uso de pelo menos um transformador de isolamento, seja na alimentação do conversor ou na injeção da tensão de compensação. Este transformador tem características abaixadora, fazendo com que o conversor opere com níveis de tensão suficientes para cumprir o

objetivo de gerar uma tensão de compensação como uma porcentagem da tensão de entrada.

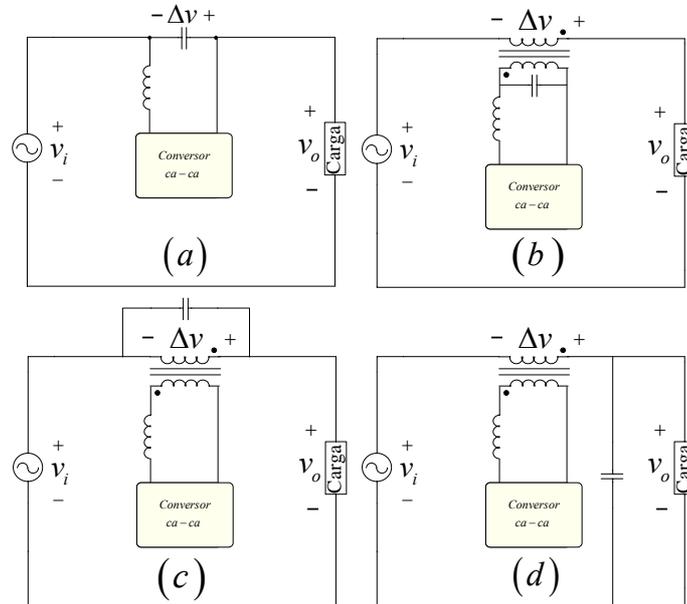


Fig. 1-7 – Métodos para aplicação da tensão de compensação série: Injeção direta (a); Injeção com auxílio de transformador e filtro capacitivo no primário (b); Injeção com auxílio de transformador e filtro capacitivo no secundário (c); e Injeção com auxílio de transformador e filtro capacitivo em paralelo com a carga (d).

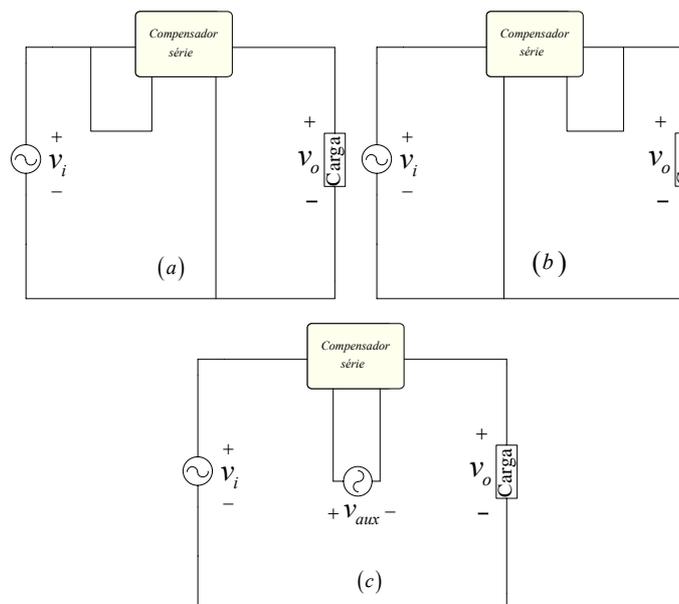


Fig. 1-8 – Métodos para alimentação do conversor ca-ca: Pelo lado da rede (a); Pelo lado da carga (b); e Com fonte auxiliar (c).

Para ilustrar a versatilidade da teoria explanada em [1], toma-se como exemplo o circuito da Fig. 1-6 e desenvolvem-se diversas topologias de condicionador de tensão, como pode ser observado em Fig. 1-9, Fig. 1-10 e Fig. 1-11.

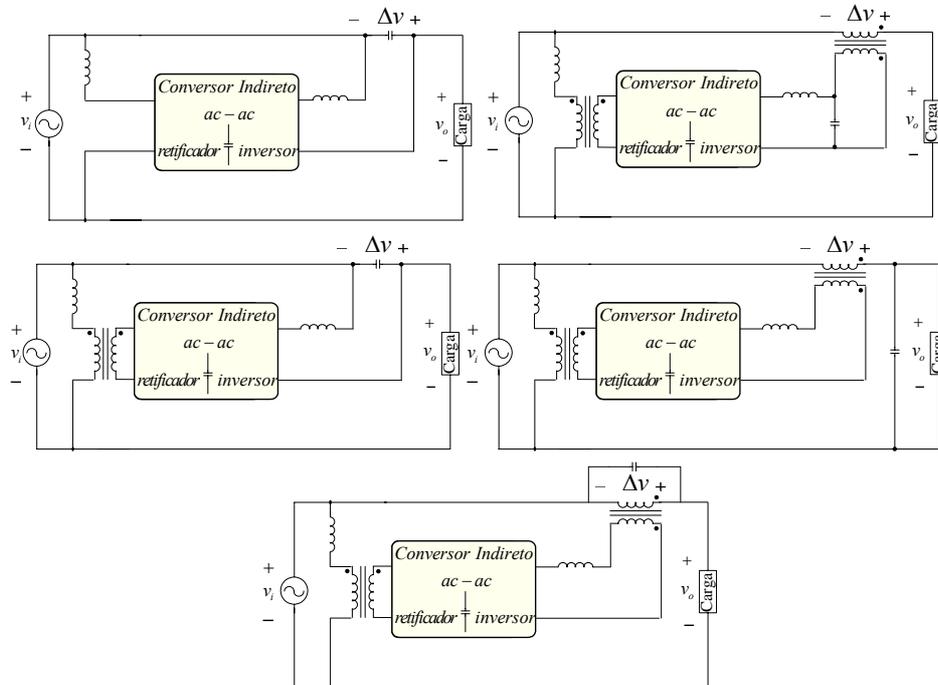


Fig. 1-9 – Condicionadores de tensão com conversor ca-ca indireto alimentado pelo lado da rede.

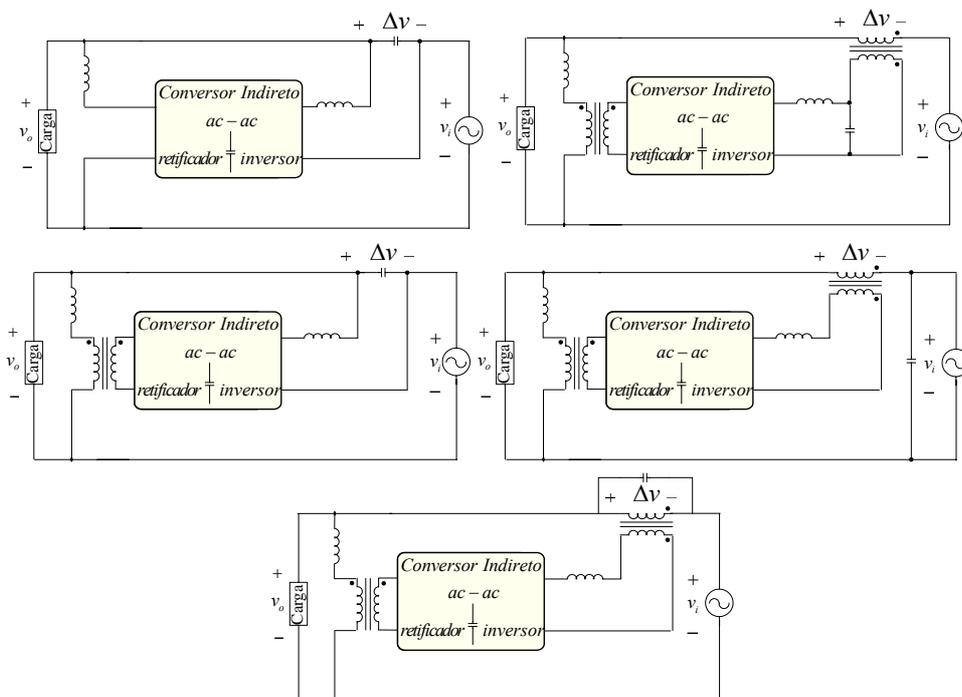


Fig. 1-10 – Condicionadores de tensão com conversor ca-ca indireto alimentado pelo lado da carga.

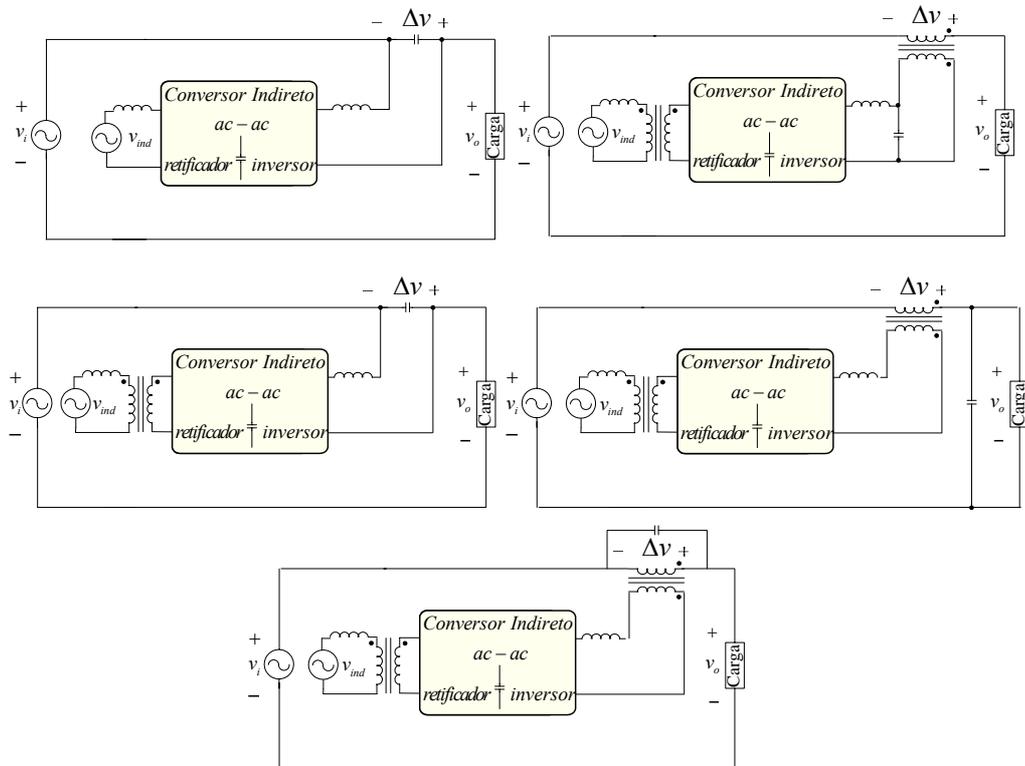


Fig. 1-11 – Condicionadores de tensão com alimentação independente do conversor *ca-ca* indireto.

Em [29] foram apresentadas topologias de condicionadores de tensão utilizando conversores *ca-ca* diretos e com módulos interruptores comerciais. A Fig. 1-12 ilustra condicionadores baseados na tecnologia *full-bridge*. Na Fig. 1-13 existem dois condicionadores baseados na tecnologia *push-pull*, um com alimentação do conversor pelo lado da rede e outro pelo lado da carga. Por fim, na Fig. 1-14 apresentam-se duas estruturas baseadas na tecnologia *half-bridge*.

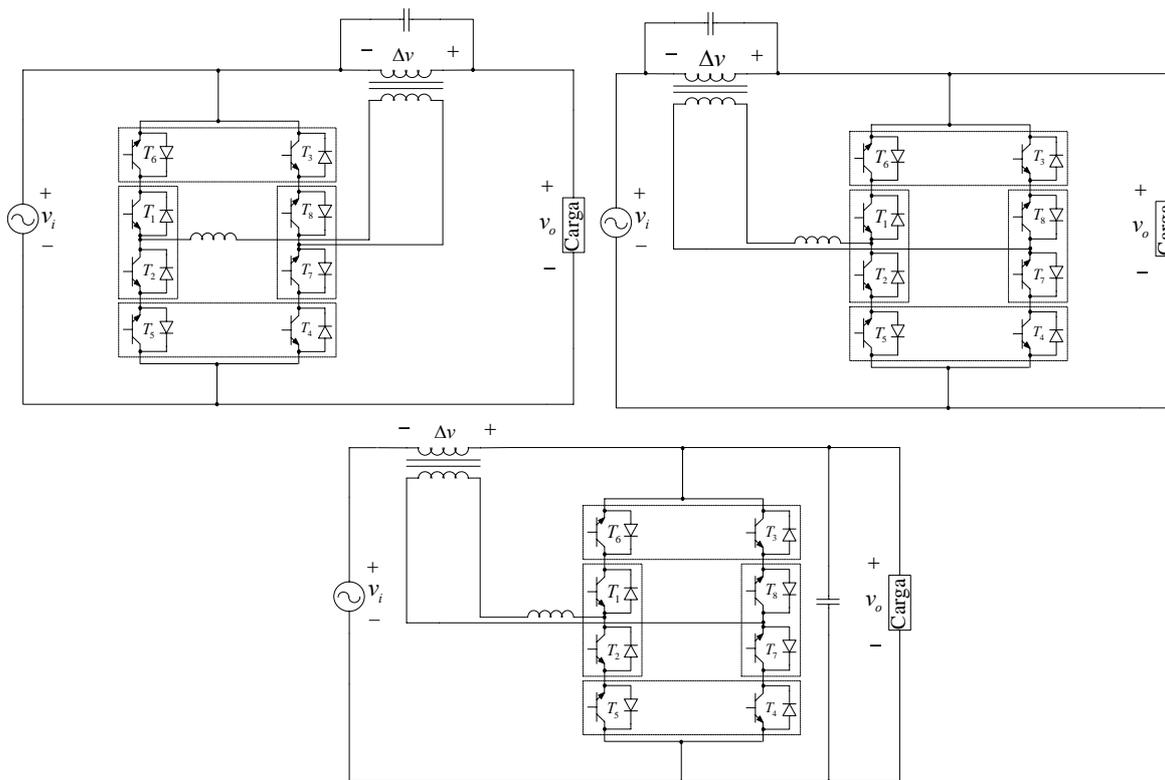


Fig. 1-12 – Condicionadores full- bridge.

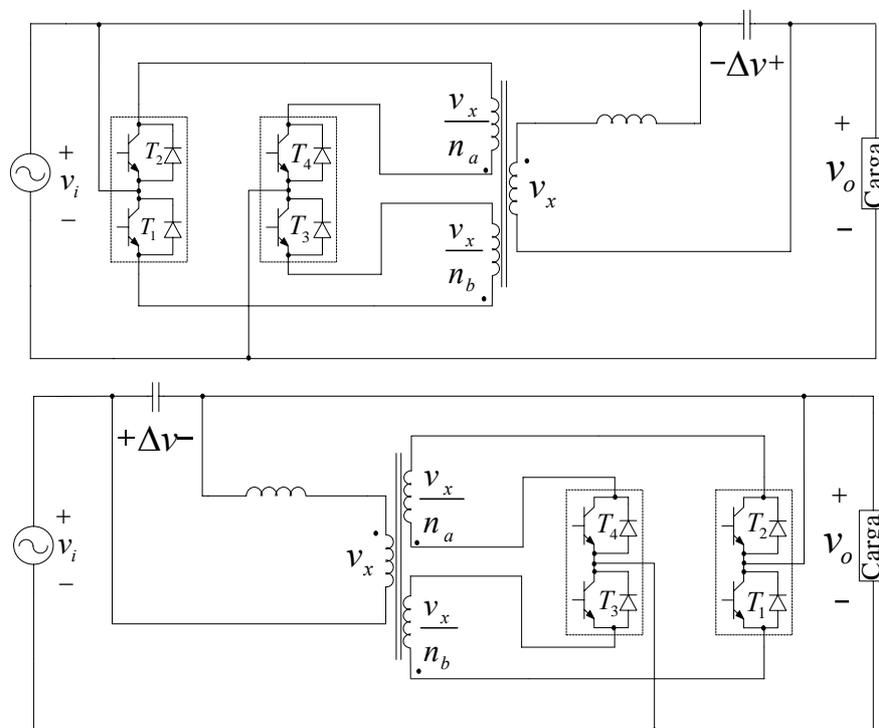


Fig. 1-13 – Condicionadores push-pull.

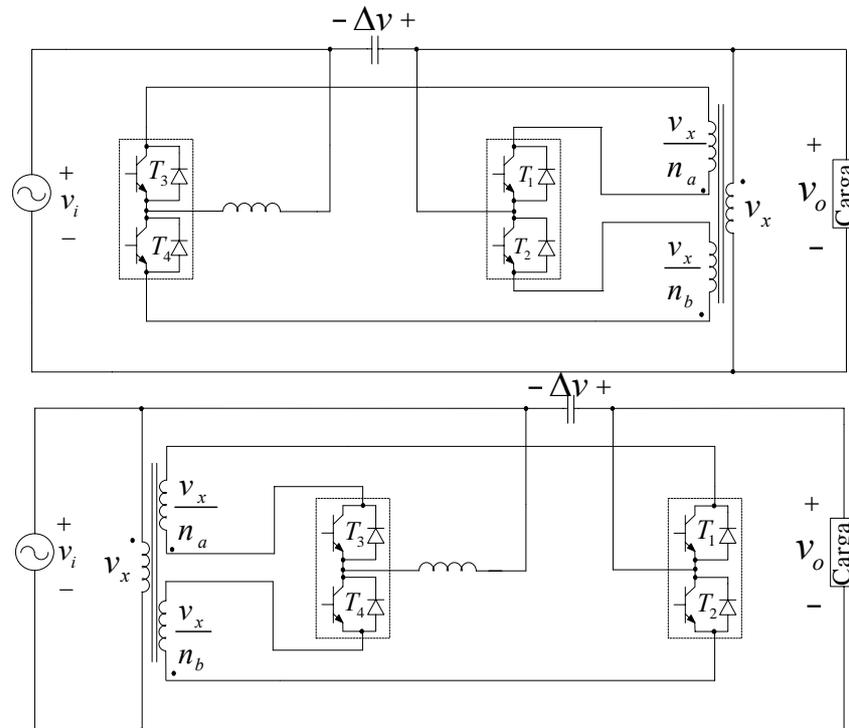
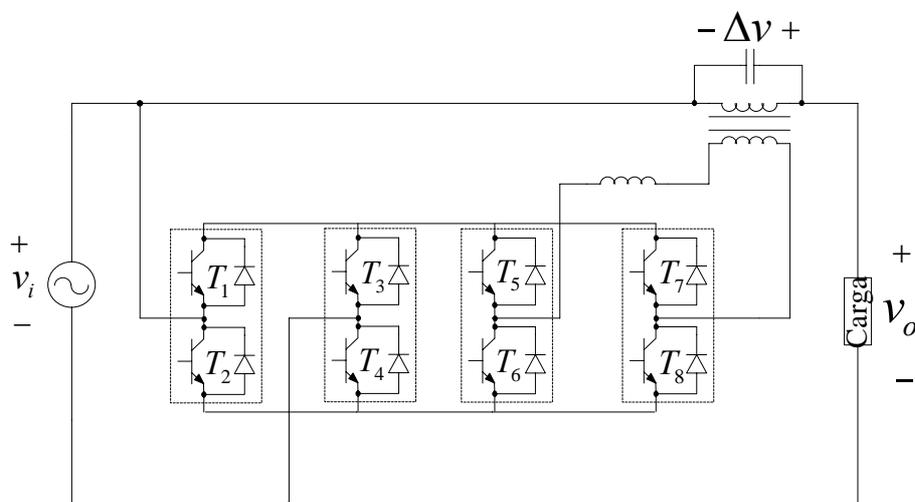


Fig. 1-14 – Condicionadores half-bridge.

Recentes estudos em condicionadores de linha são as topologias propostas em [1] e [5], onde se utiliza um conversor *ca-ca* indireto com *link* direto, ou seja, composto pelo acoplamento elétrico de um retificador e um inversor, sem elementos armazenadores de energia entre eles. O circuito de potência do compensador proposto é mostrado na Fig. 1-15.


 Fig. 1-15 – Condicionador de tensão com conversor *ca-ca* indireto com *link* direto alimentado pelo lado da rede.

Em [34] é apresentado conversores baseados em [1] e [5], cuja vantagem está no uso de seis interruptores, ou seja, menos um *braço* (Fig. 1-16 e Fig. 1-17). Porém, para uma mesma potência de carga exige-se um transformador de isolamento muito maior do que o transformador das estruturas que lhe deram origem.

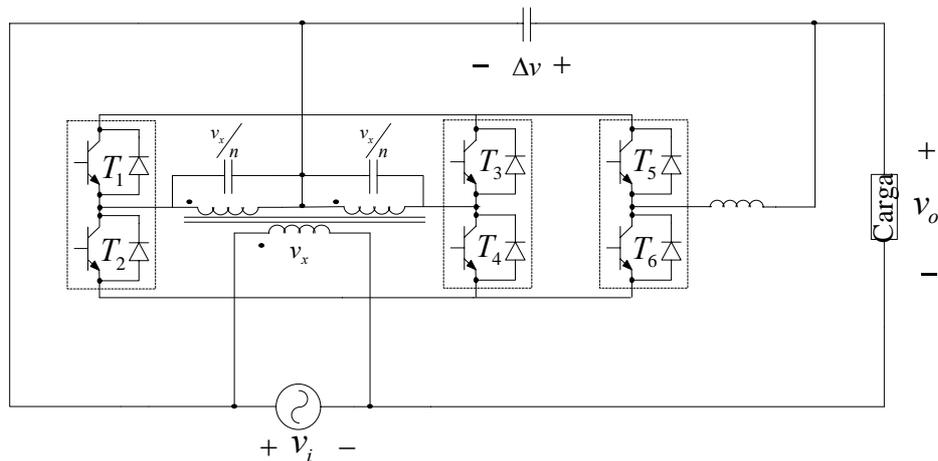


Fig. 1-16 – Condicionador de tensão com seis interruptores com isolamento na tensão entrada.

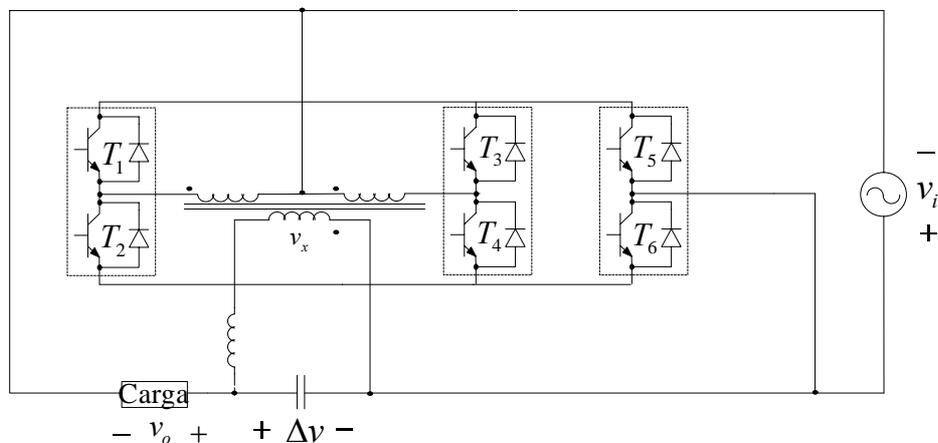


Fig. 1-17 – Condicionador de tensão com seis interruptores com isolamento na saída.

A topologia de condicionador escolhida para estudo será apresentada no próximo tópico.

1.5 Condicionador proposto para estudo

A estrutura de condicionador de tensão escolhida para o desenvolvimento da dissertação pode ser vista na Fig. 1-18. Esta topologia foi inspirada no conversor da Fig. 1-15, diferenciando-se principalmente pela alimentação do conversor *ca-ca*, que neste caso

é realizada pelo lado da carga, além da utilização do capacitor de filtro em paralelo com a carga. As principais vantagens da topologia são as facilidades de comando, possibilidade de utilização de *snubbers* clássicos para inversores, robustez, reduzido volume e aproveitamento das não-idealidades do transformador isolador e rede de energia elétrica, devido à disposição do seu filtro capacitivo.

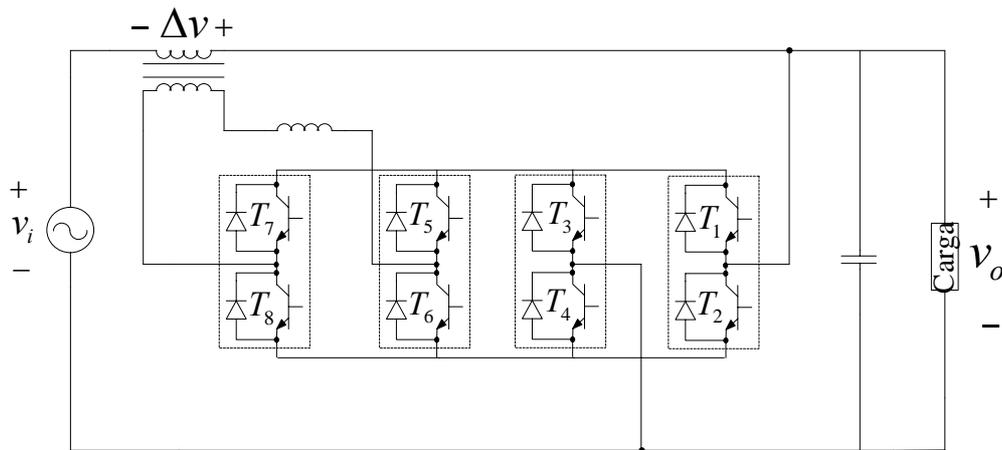


Fig. 1-18 – Condicionador de tensão com conversor ca-ca indireto com link direto alimentado pelo lado da carga.

1.6 Conclusão

Neste capítulo apresentaram-se estruturas de estabilizadores conhecidas no meio científico que operam de acordo com o princípio da compensação série de tensão.

Foi introduzida a topologia de condicionador de tensão que será foco de estudo deste trabalho.

No próximo capítulo realizam-se os estudos analíticos da estrutura proposta, apresentando as características, princípios de funcionamento, principais formas de onda e equacionamento do estágio de potência.

2 – CONDICIONADOR DE TENSÃO ALTERNADA: ESTUDO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

2.1 Introdução

Neste capítulo será realizado o estudo teórico do estágio de potência do condicionador de tensão. Serão apresentadas as principais características, etapas de operação, formas de onda e as estratégias de modulação mais utilizadas.

Além disso, será obtido o ganho estático, as ondulações de corrente e de tensão no filtro de saída, bem como a relação de transformação N do transformador de compensação T estabelecendo, assim, uma metodologia de projeto do estágio de potência, que será apresentada em capítulo posterior.

2.2 Condicionador de tensão alternada com compensação série

O circuito de potência do compensador proposto é mostrado na Fig. 2-1. Observe-se que a estrutura possui característica de compensação série de tensão alternada, cuja configuração lhe permite operar com apenas parte da potência de carga.

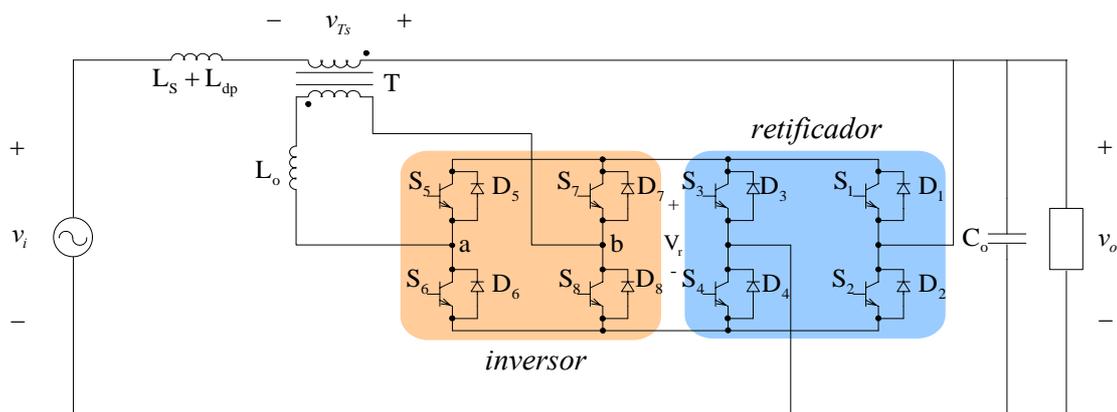


Fig. 2-1 – Topologia do condicionador de tensão alternada com compensação série.

A estrutura é uma derivação das topologias propostas por [1] e [5], onde se utiliza um conversor *ca-ca* indireto bidirecional em corrente, com *link* direto, ou seja, composto pelo acoplamento elétrico de um retificador (S_1/S_2 e S_3/S_4) e um inversor (S_5/S_6 e S_7/S_8),

ambos bidirecionais em corrente, sem elementos armazenadores de energia entre eles. Há também um transformador de isolamento T na saída do conversor, que tem a finalidade de aplicar a tensão de compensação na saída, somando-a ou subtraindo-a da tensão de entrada, realizando a compensação série de tensão.

Nesta topologia, o elemento capacitivo do filtro C_0 encontra-se em paralelo com a carga, atribuindo-lhe a característica de saída em tensão. E, devido à sua disposição, a indutância de dispersão do transformador L_{dp} junto com a indutância intrínseca da rede de alimentação L_S auxiliam na filtragem da tensão de saída do inversor, além de atuarem na saída do condicionador, constituindo assim um filtro multifuncional.

É importante ressaltar que a característica multifuncional faz com que em determinados projetos não haja a necessidade de acréscimo físico de um indutor de filtragem L_0 , pois os valores de $(L_S + L_{dp})$, referidos ao lado primário do transformador T , são suficientes para a filtragem da tensão de saída do inversor.

A tensão de entrada do conversor *ca-ca* encontra-se à jusante, ou seja, a alimentação da parte retificadora é feita pelo lado da carga, cuja entrada é garantidamente em tensão, o que conseqüentemente diminui as sobretensões nos interruptores, originadas pelas indutâncias parasitas do circuito e da rede. Além disso, apresenta, para uma mesma potência de carga, um transformador com relação de transformação N maior do que a proposta por [1], acarretando em menores custos do estágio de potência, uma vez que a corrente elétrica nos interruptores do condicionador será menor.

Há a necessidade de oito interruptores com isolamento dos sinais de comando, pois não possuem a mesma referência no circuito. Devido à disposição do transformador, em casos de sobrecarga ou curto-circuito na saída, a corrente circula pelo seu enrolamento secundário, e é referida para o lado primário podendo danificar o conversor. Por isso, é importante acrescentar um circuito de *bypass*, que pode ser constituído de dois tiristores em antiparalelo ou por um contator, que estarão em condução no caso de sobrecorrente, fazendo com que esta corrente destrutiva circule apenas pelo transformador, tornando a estrutura mais robusta.

É importante ressaltar que o capacitor de filtro é dimensionado para a tensão nominal da saída com uma capacitância relativamente alta, o que eleva o volume da

estrutura se comparado ao conversor proposto por [1]. Além disso, este elemento acaba sendo uma carga para o conversor, aumentando a circulação de energia reativa, elevando as perdas e prejudicando o rendimento, além de exigir um circuito de partida, a fim de evitar sobrecorrentes no circuito.

Na seqüência, apresentam-se as estratégias de modulação, as etapas de funcionamento, as formas de onda mais importantes, os equacionamentos e os modelamentos matemáticos da estrutura de potência.

2.3 Estratégias de Modulação

Como dito anteriormente, o condicionador é composto pela associação de dois conversores – um retificador e um inversor bidirecionais em corrente. A modulação dos interruptores destas estruturas será independente, como descrito a seguir.

2.3.1 Modulação do retificador bidirecional

Para que na saída do retificador bidirecional em corrente se tenha um sinal de tensão $v_r(t)$ retificado, seus interruptores, S_1/S_2 e S_3/S_4 , serão comandados a conduzir em baixa frequência, com frequência de comutação fixa, igual a da rede elétrica f_r e sincronizada com a tensão de saída do condicionador $v_0(t)$, conforme a Fig. 2-2, onde $T_r = 1/f_r$.

Na Fig. 2-2 observa-se que os sinais de comando dos interruptores do retificador têm duração de $(T_r/2)$, ou seja, a metade do período da rede de alimentação.

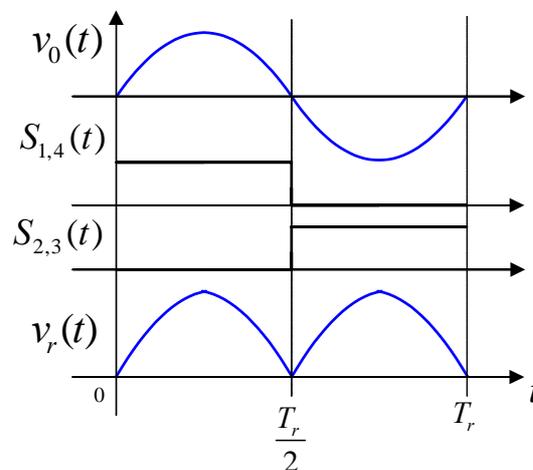


Fig. 2-2 – Estratégia de modulação do retificador bidirecional.

2.3.2 Modulação do Inversor de Tensão

O funcionamento do inversor de tensão está relacionado à estratégia de modulação utilizada. Existe um grande número de estratégias propostas na literatura, estudadas em [12]. Porém, devido ao tipo de aplicação requerida, ou seja, deseja-se um sinal de saída com forma senoidal e baixo conteúdo harmônico, interessa analisar apenas as modulações por largura de pulsos (*PWM*), entre as quais cita-se: *PWM* senoidal (*SPWM*) e *PWM* retangular (*RPWM*) [1], sendo que estas podem ser a dois ou a três níveis.

Na modulação do tipo *PWM*, aplica-se uma seqüência de pulsos em alta freqüência nos interruptores, de tal forma que a saída do inversor tenha um sinal com o mesmo valor fundamental e sincronizado com uma referência desejada de baixa freqüência, que no caso seria a tensão da rede ou de saída. Assim, geram-se harmônicas indesejadas ao sistema que são dependentes das técnicas empregadas.

Na modulação *PWM* destacam-se a operação com freqüência fixa e com conteúdo harmônico em altas freqüências, o que otimiza e minimiza o projeto dos componentes magnéticos, reduzindo peso, volume e custos dos elementos de filtros, se comparado com aplicações onde a freqüência é variável e os magnéticos devem ser projetados considerando toda a faixa de freqüência utilizada.

Na *SPWM* e *RPWM* a dois níveis, a tensão $v_{ab}(t)$ (saída do inversor) apresenta apenas dois valores: $+v_0(t)$ e $-v_0(t)$, sendo ela gerada pela comutação dos interruptores, que por sua vez são originadas por pulsos criados da comparação de um sinal de referência $v_{ref}(t)$ senoidal (*SPWM*) ou retangular (*RPWM*) em baixa freqüência, com um sinal triangular $v_{Srr}(t)$ na freqüência de comutação.

A amplitude da referência determina a largura dos pulsos de comando dos interruptores, fazendo com que o sinal $v_{ab}(t)$ tenha sua componente fundamental na mesma freqüência do sinal de referência, e os harmônicos deslocados em torno da freqüência do sinal triangular. Nestes tipos de modulação cada par de interruptores diagonalmente opostos (S_5 e S_8 ou S_6 e S_7) recebe o mesmo sinal de comando, que é complementar ao outro par. A Fig. 2-3 mostra a lógica destas modulações, bem como a tensão de saída do inversor $v_{ab}(t)$.

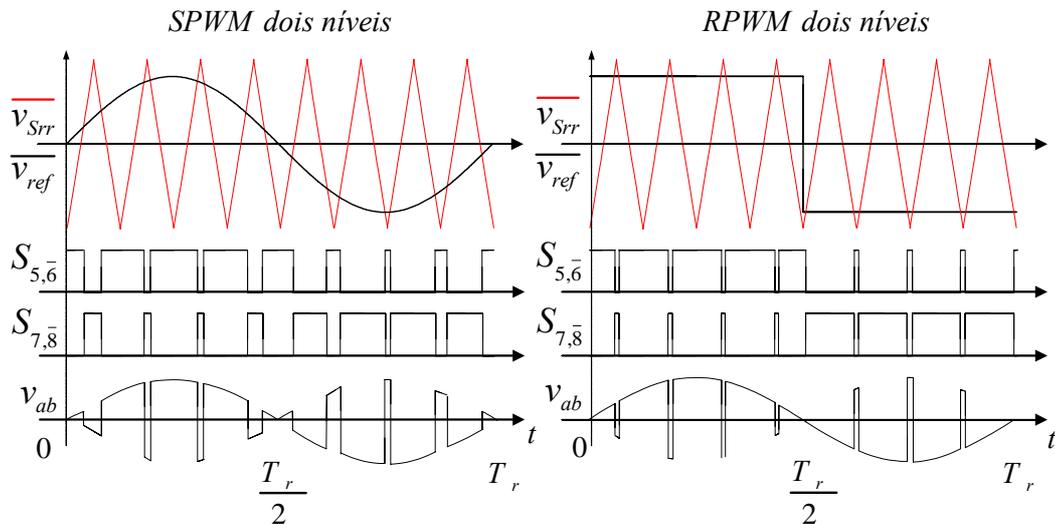


Fig. 2-3 – Modulação SPWM e RPWM a dois níveis.

As operações *SPWM* e *RPWM* a três níveis funcionam de maneira similar à modulação a dois níveis, porém a tensão $v_{ab}(t)$ apresenta três estados: $+v_0(t)$, 0 e $-v_0(t)$. São usados dois sinais triangulares na frequência de comutação e defasados de 180° entre si, onde cada um é responsável pela criação de comando de um braço do inversor. Os interruptores conduzem em pares diagonalmente opostos (S_5 e S_8 ou S_6 e S_7) e aos pares (S_5 e S_7 ou S_6 e S_8). A Fig. 2-4 mostra a lógica de modulação, bem como a tensão $v_{ab}(t)$.

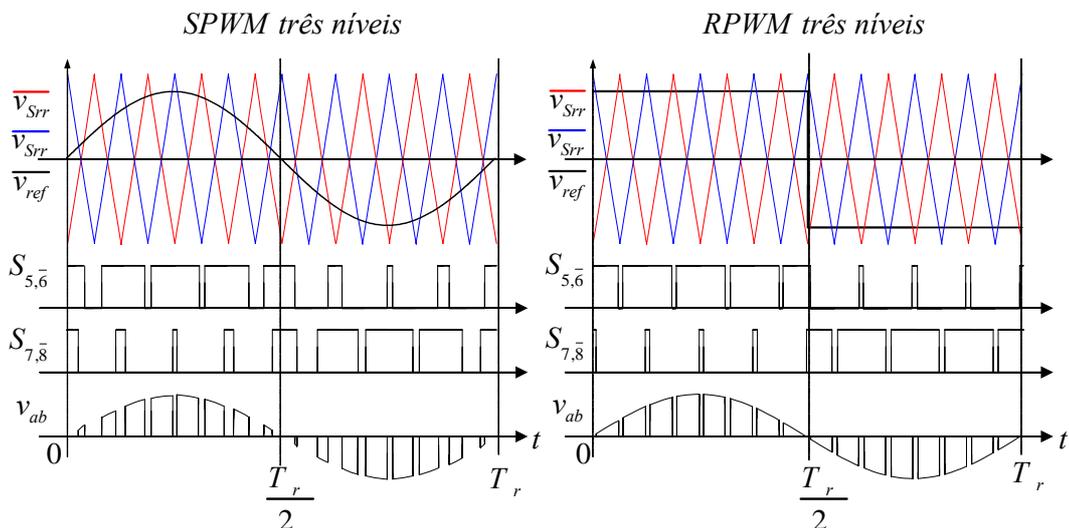


Fig. 2-4 – Modulação SPWM e RPWM a três níveis.

Comparando-se as duas estratégias de modulação, a dois e a três níveis, nota-se que para uma mesma frequência de comutação, na operação a três níveis o número de pulsos gerados em $v_{ab}(t)$ é duas vezes maior do que na a dois níveis. Isto quer dizer que as

harmônicas na operação a três níveis estão em uma frequência duas vezes maior do que a dois níveis. O mesmo ocorre com a amplitude que é menor nas harmônicas da modulação a três níveis. Assim, há a necessidade de filtros de saída de menor volume, pois a ondulação de tensão e de corrente nos componentes passivos será menor. As perdas nos interruptores e emissões eletromagnéticas também serão menores, pois a tensão $v_{ab}(t)$ varia somente $v_0(t)$ em cada transição, enquanto na de dois níveis a variação é de $2v_0(t)$ [11].

Nas modulações *SPWM* e *RPWM* podem-se utilizar uma portadora dente-de-serra ao invés de um sinal triangular para a comparação com a referência. Em [10], é demonstrada a diferença entre as duas portadoras, onde chega-se a conclusão que a utilização da dente-de-serra possui resultados piores em relação ao espectro harmônico de $v_{ab}(t)$, se comparada com a portadora triangular, tanto para dois níveis quanto para três níveis.

Em [1], demonstra-se que para este tipo de aplicação a modulação *RPWM* a três níveis possui vantagens, se comparada com a *SPWM* a três níveis, pois o espectro harmônico da tensão $v_{ab}(t)$ apresenta melhor resultado. Escolhe-se então, a modulação *RPWM* a três níveis com portadoras triangulares para o comando dos interruptores do inversor bidirecional.

2.4 Etapas de Operação

Para simplificar a análise de operação do conversor, supõe-se que a carga seja do tipo linear resistiva e indutiva e, conseqüentemente, são estabelecidas quatro combinações distintas e bem definidas entre a tensão de carga $v_0(t)$ e a corrente da rede $i_S(t)$, conforme a Fig. 2-5.

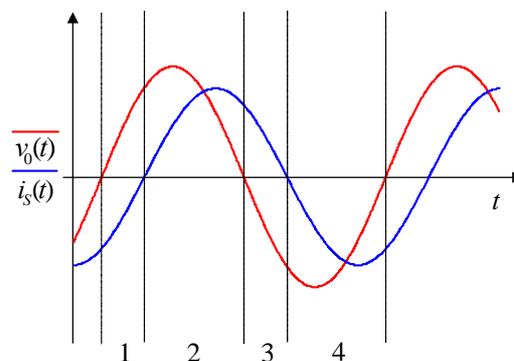


Fig. 2-5 – Formas de onda do circuito para carga resistivo-indutiva.

Nesta análise, a resistência série da rede será desprezada e a sua indutância intrínseca L_S será referida ao primário do transformador. Assim, L_S fica associada em série com a indutância de dispersão do transformador L_{dp} , junto com a indutância do filtro do inversor, resultando numa indutância única L_θ . Todos os outros elementos do circuito serão considerados ideais.

Em regime permanente, observa-se que os estados de operação são definidos pelas variáveis: tensão de carga ou da rede que estão em fase ($v_o(t)$ ou $v_i(t)$), e a corrente da rede ($i_S(t)$). Pode-se destacar duas etapas de funcionamento oriundas do retificador bidirecional, que são definidas basicamente pela polaridade de $v_o(t)$, e outras etapas de funcionamento do inversor de tensão que, além das polaridades de $v_o(t)$ e $i_S(t)$, variam em ordenação e número de acordo com o tipo de modulação empregada.

Na descrição das etapas de operação considerou-se uma modulação PWM senoidal modificada, denominada por [1] de retangular (RPWM), a três níveis de tensão na saída do inversor, pois assim apresentam-se todas as possíveis etapas de funcionamento deste conversor.

Como dito anteriormente, os interruptores do retificador ponte completa serão comandados a conduzir em frequência fixa, igual a da rede elétrica e sincronizada com a tensão de saída do condicionador. Assim, observam-se duas etapas de funcionamento, dependentes do sinal $v_o(t)$.

Para $v_o(t) > 0$: Os interruptores S_1 e S_4 estão comandados a conduzir, porém eles conduzem apenas quando a corrente $i_S(t) < 0$. Caso contrário, $i_S(t) > 0$, os diodos antiparalelos D_1 e D_4 conduzem (Fig. 2-6). Esta etapa perdura até que a tensão de saída mude de polaridade. Engloba as regiões 1 e 2 do gráfico da Fig. 2-5.

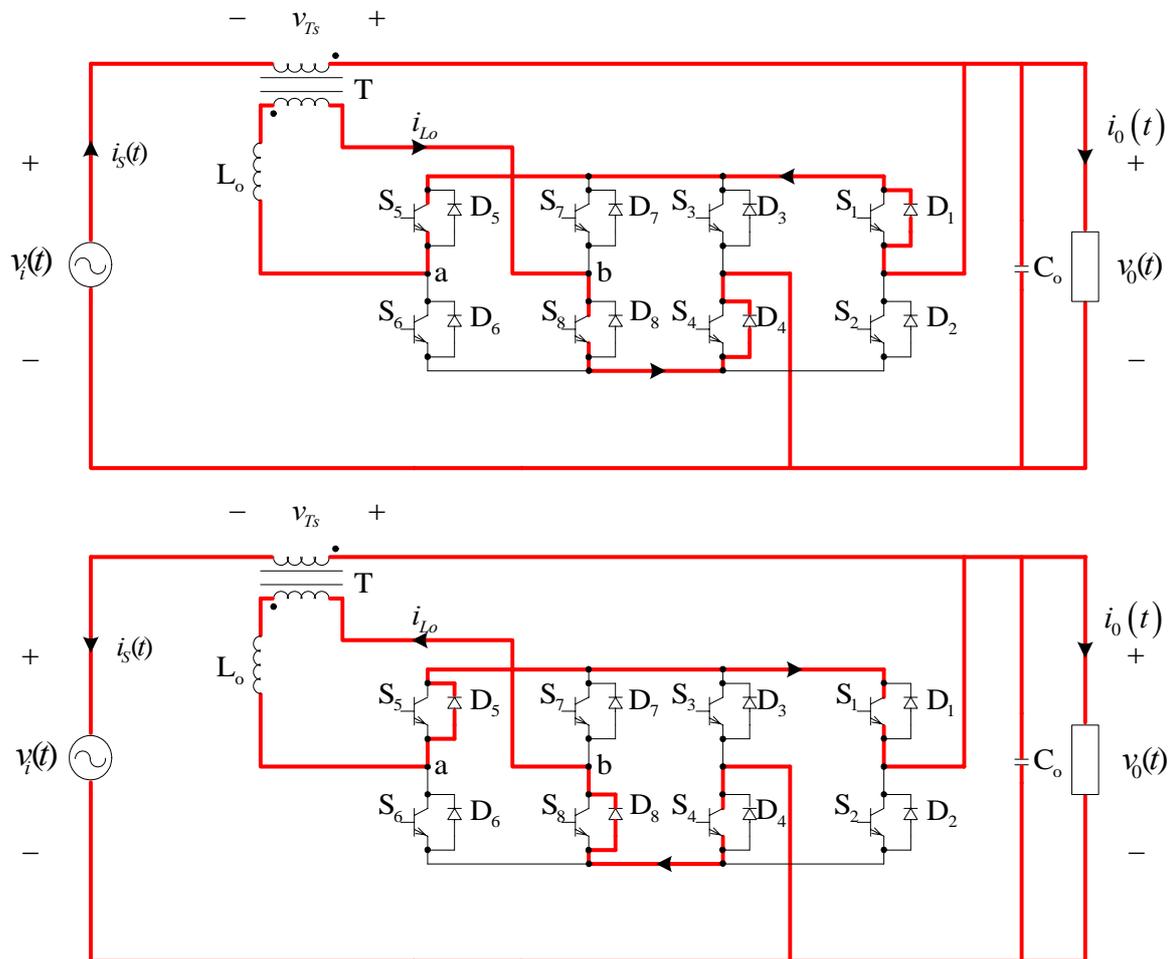


Fig. 2-6 – Primeira etapa de funcionamento do retificador.

Para $v_0(t) < 0$: Os interruptores S_2 e S_3 estão comandados a conduzir, porém eles conduzem apenas quando a corrente $i_s(t) > 0$. Caso contrário, $i_s(t) < 0$, os diodos antiparalelos D_2 e D_3 conduzem (Fig. 2-7). Esta etapa perdura até que a tensão de saída mude de polaridade. Engloba as regiões 3 e 4 do gráfico da Fig. 2-5.

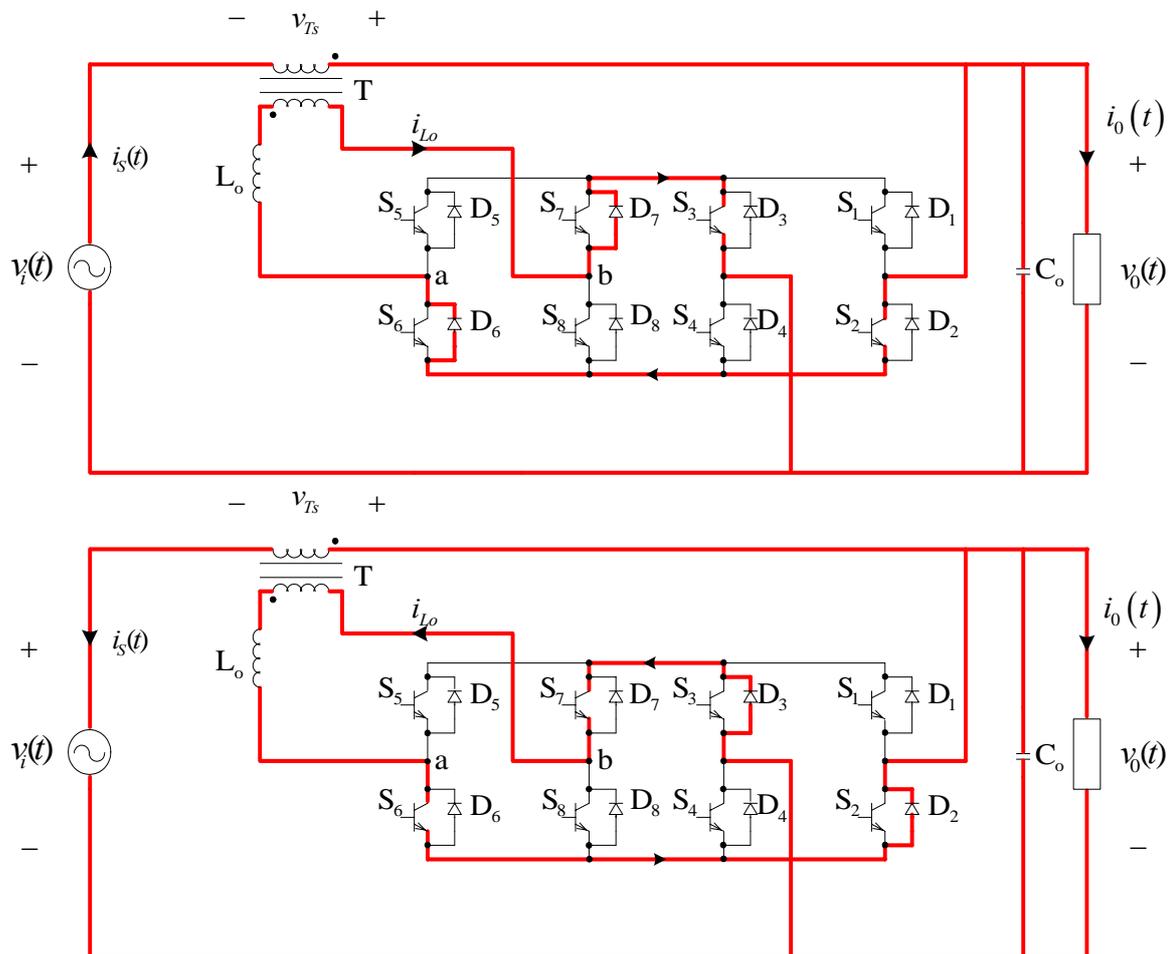


Fig. 2-7 – Segunda etapa de funcionamento do retificador.

No caso do inversor de tensão, os interruptores serão comandados a conduzir em alta frequência, de acordo com a estratégia de modulação utilizada. A sequência e o número de etapas de operação são dependentes do tipo de modulação, por isso o ordenamento apresentado não necessariamente corresponde à realidade e sim a estratégia adotada, que no caso será a RPWM a três níveis.

Na estratégia de modulação RPWM a três níveis são observadas cinco etapas de operação:

Primeira Etapa: Os interruptores S_5 e S_8 são comandados a conduzir. As tensões $v_o(t)$ e $v_{ab}(t)$ são positivas ($v_o(t) > 0$ e $v_{ab}(t) > 0$). S_5 e S_8 conduzem i_{Lo} quando a corrente $i_s(t) > 0$. Caso contrário, $i_s(t) < 0$, os diodos antiparalelos D_5 e D_8 a conduzem (Fig. 2-8).

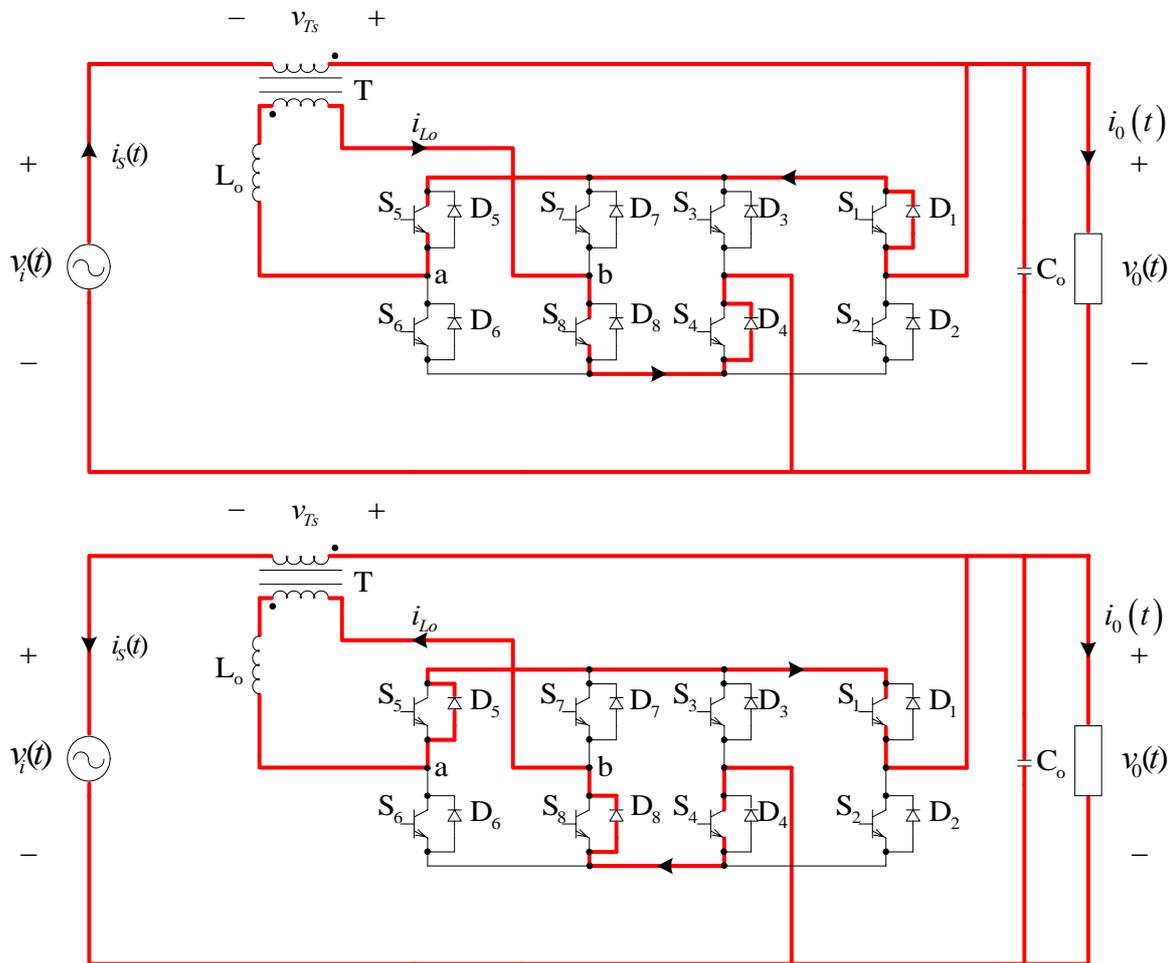


Fig. 2-8 – Primeira etapa de funcionamento do inversor.

Segunda Etapa: Os interruptores S_5 e S_7 são comandados a conduzir. A tensão $v_{ab}(t)$ é nula ($v_{ab}(t)=0$). A tensão $v_o(t)$ pode assumir qualquer sinal. S_5 e D_7 conduzem i_{Lo} quando a corrente $i_s(t) > 0$. Caso contrário, $i_s(t) < 0$, os diodos antiparalelos D_5 e S_7 a conduzem (Fig. 2-9).

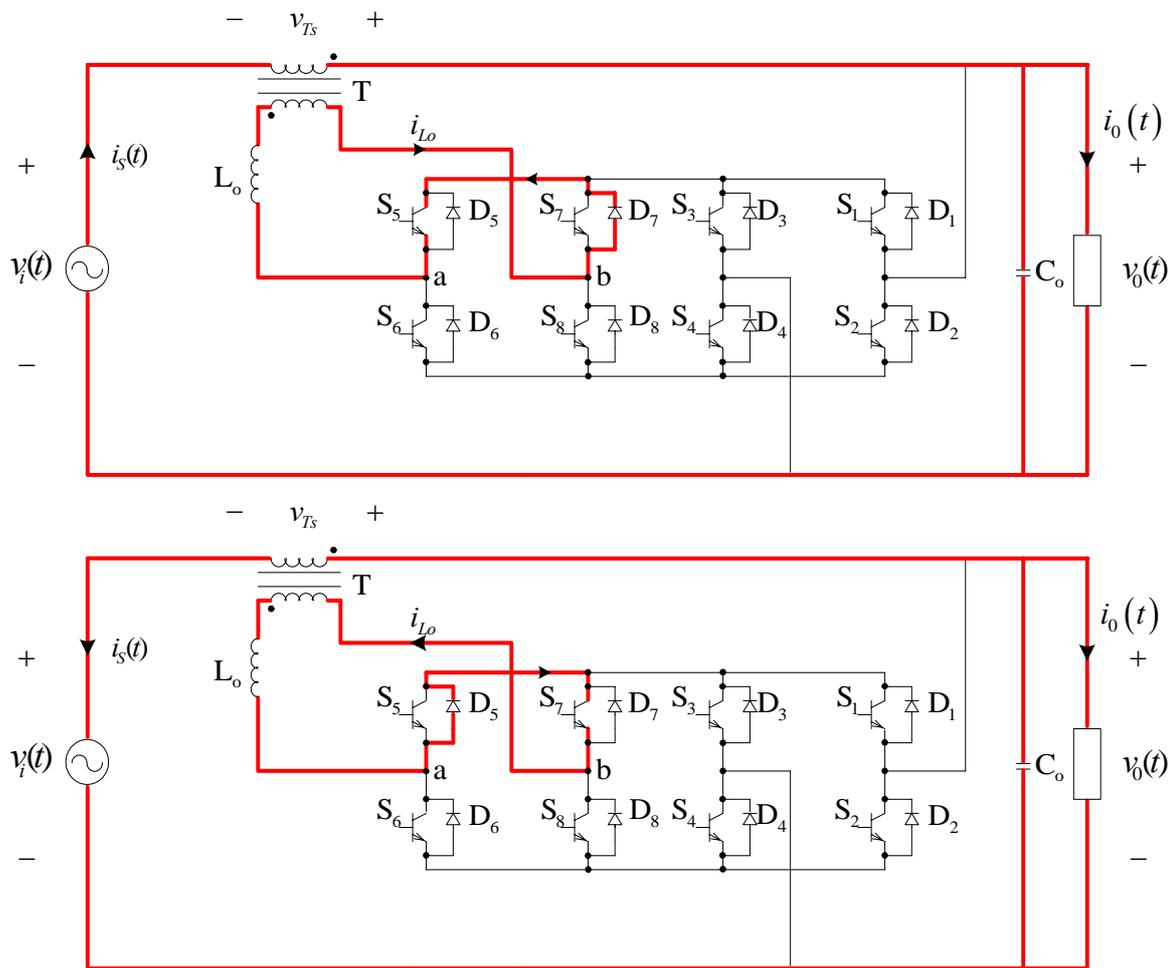


Fig. 2-9 – Segunda etapa de funcionamento do inversor.

Terceira Etapa: Os interruptores S_6 e S_7 são comandados a conduzir. A tensão $v_{ab}(t)$ é negativa ($v_{ab}(t) < 0$). Os diodos D_6 e D_7 conduzem i_{Lo} quando a corrente $i_s(t) > 0$. Caso contrário, $i_s(t) < 0$, os interruptores S_6 e S_7 conduzem (Fig. 2-10).

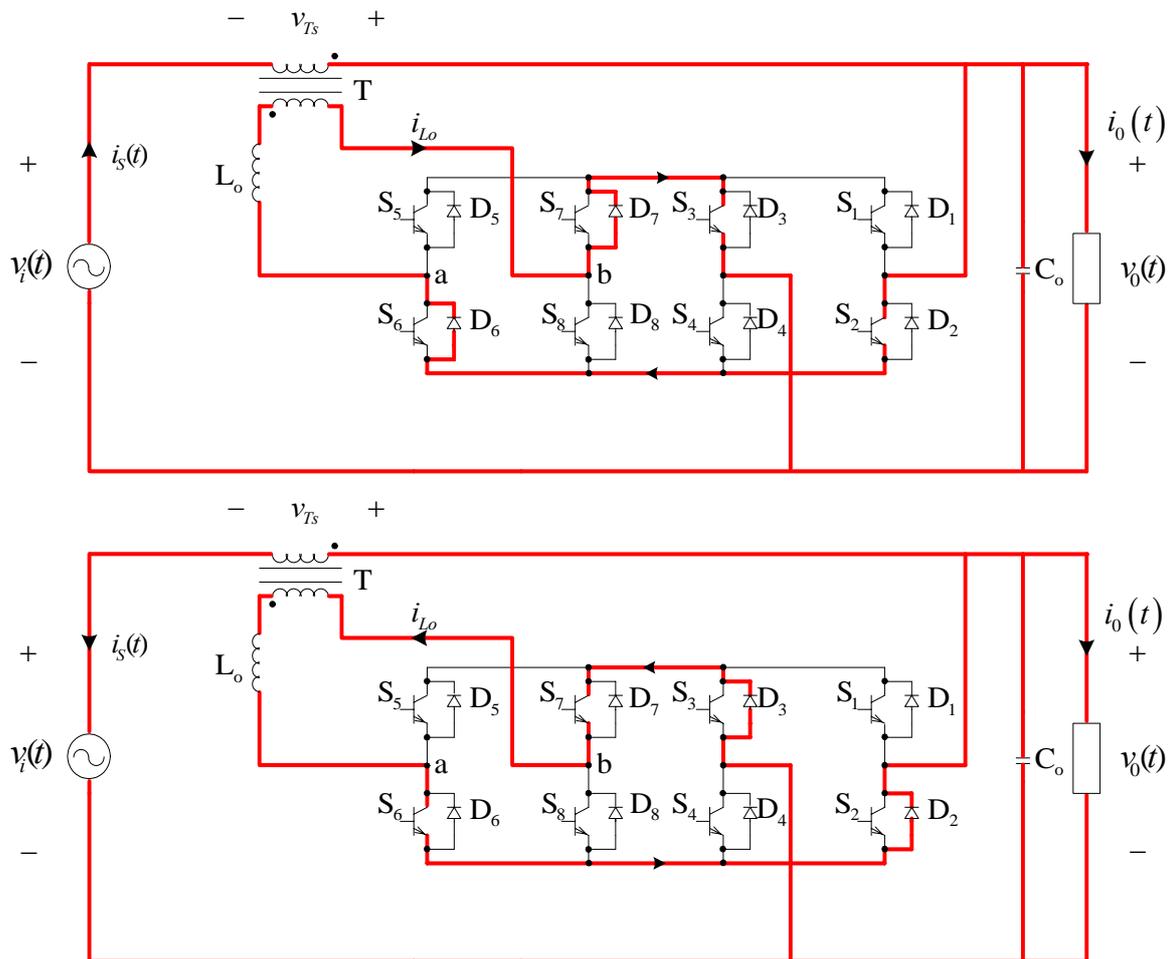


Fig. 2-10 – Terceira etapa de funcionamento do inversor.

Quarta Etapa: Os interruptores S_6 e S_8 são comandados a conduzir. A tensão $v_{ab}(t)$ é nula ($v_{ab}(t)=0$). A tensão $v_0(t)$ pode assumir qualquer sinal. D_6 e S_8 conduzem i_{Lo} quando a corrente $i_s(t) > 0$. Caso contrário, $i_s(t) < 0$, S_6 e D_8 conduzem (Fig. 2-11).

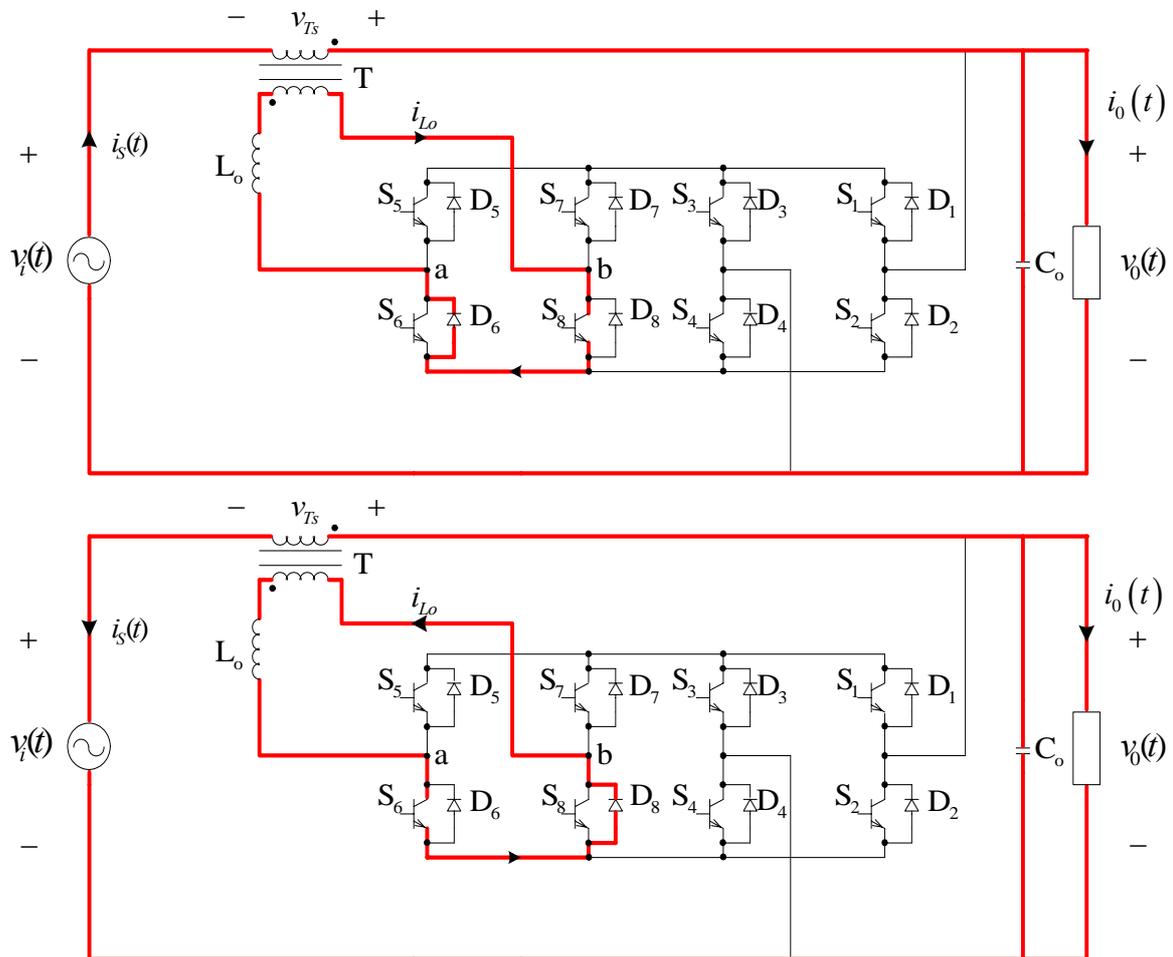


Fig. 2-11 – Quarta etapa de funcionamento do inversor.

Quinta Etapa: Os interruptores S_5 e S_8 estão bloqueados. A tensão $v_{ab}(t)$ é positiva ($v_{ab}(t) > 0$) se $i_s(t) < 0$, e $v_{ab}(t)$ é negativa ($v_{ab}(t) < 0$) se $i_s(t) > 0$. D_6 e D_7 conduzem i_{L_o} quando a corrente $i_s(t) > 0$. Caso contrário, $i_s(t) < 0$, os diodos antiparalelos D_5 e D_8 conduzem (Fig. 2-12).

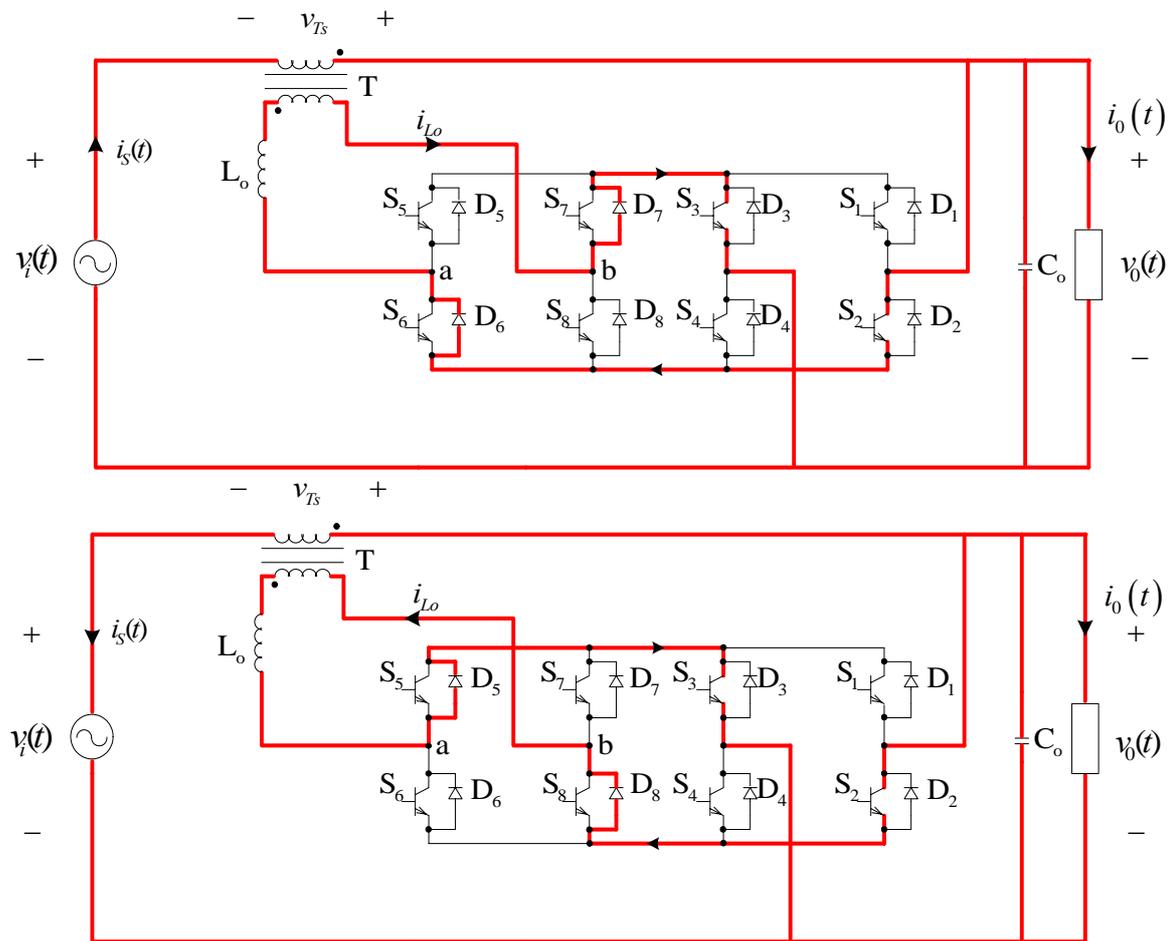


Fig. 2-12 – Quinta etapa de funcionamento do inversor.

2.5 Principais formas de onda

As principais formas de onda do estágio de potência do condicionador de tensão podem ser visualizadas na Fig. 2-13. Para uma melhor visualização da tensão $v_{ab}(t)$, utilizou-se uma frequência de comutação pequena se comparada com a frequência da rede.

A modulação dos interruptores do retificador (S_1 a S_4), que estão sincronizados com a tensão de saída, criam uma tensão $v_r(t)$, que nada mais é do que a tensão de saída $v_o(t)$ retificada.

O condicionador pode funcionar como elevador de tensão ou subtrator, ou seja, realizar uma compensação de tensão positiva ou negativa. Pode-se gerar uma tensão no secundário do transformador $v_{Ts}(t)$ em fase com a tensão de saída e de entrada, de tal forma que $v_o(t)$ seja a soma de $v_i(t)$ e $v_{Ts}(t)$ (compensação positiva). Por outro lado, pode-se ainda

gerar uma tensão $v_{Ts}(t)$ defasada de 180° com a tensão de saída e de entrada, de tal forma que $v_0(t)$ seja a subtração de $v_i(t)$ e $v_{Ts}(t)$ (compensação negativa).

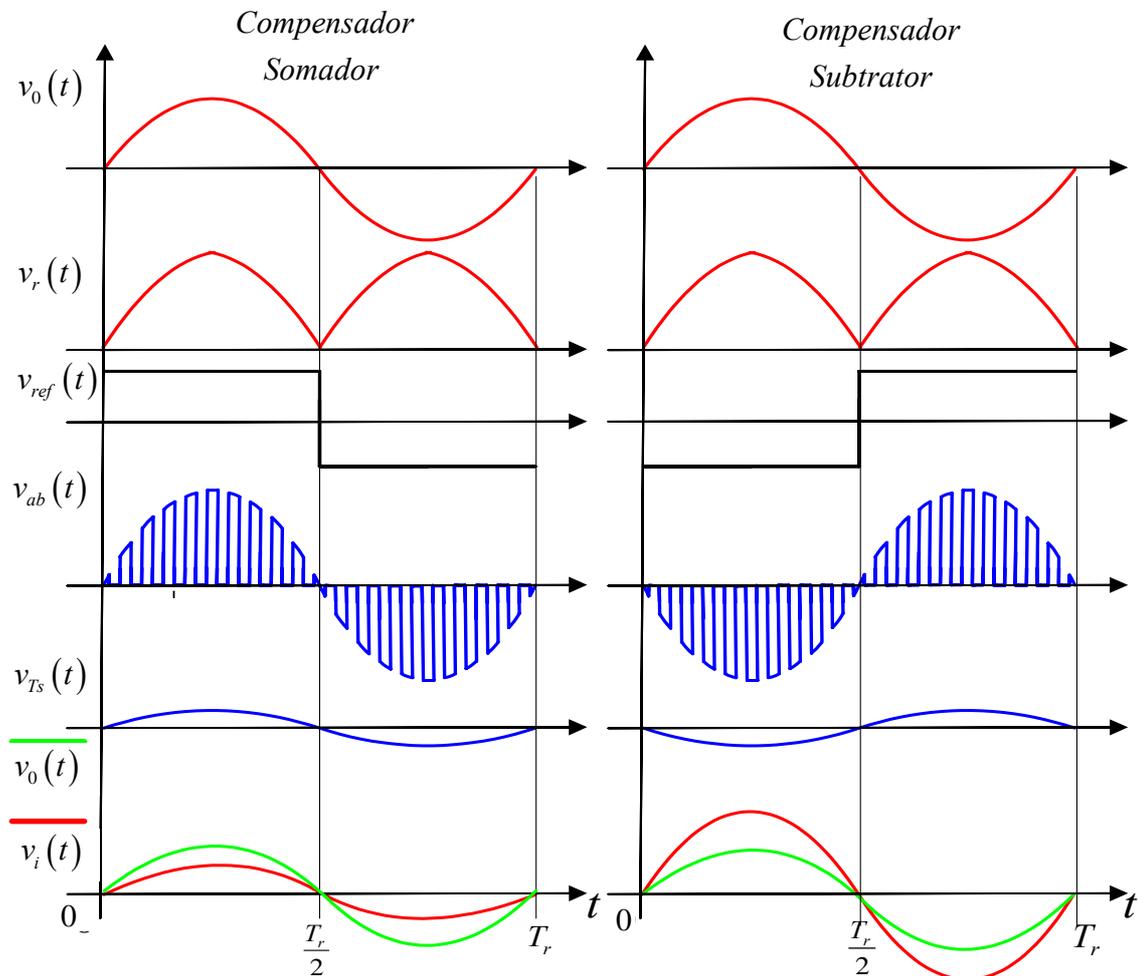


Fig. 2-13 – Principais formas de onda do estágio de potência.

2.6 Estudo analítico do estágio de potência

Como o objetivo da aplicação do condicionador é estabelecer uma tensão de saída com forma senoidal e de baixo conteúdo harmônico, é necessária a análise e o correto dimensionamento dos filtros de saída.

Na operação em malha fechada a ondulação da tensão de saída pode influenciar no comportamento do modulador, podendo resultar em problemas de operação do conversor. Na operação com cargas não-lineares, o indutor pode influenciar na máxima derivada de corrente da carga.

Como dito anteriormente, o tipo de estratégia de modulação interfere no estudo analítico do estágio de potência. Por isso, este tópico será dividido de acordo com os dois tipos de estratégia de modulação *PWM* estudados: dois e três níveis.

2.6.1 Definições de Razão Cíclica

Em conversores que utilizam modulação *PWM* o sinal de tensão de saída do inversor é dependente da forma de onda da tensão de controle, a qual é função da razão cíclica [3] e [4].

Definição 1: No caso da modulação do inversor em estudo, pode-se definir a razão cíclica como sendo o módulo da razão entre a tensão de entrada do inversor $v_r(t)$ e a tensão de compensação $v_{Ts}(t)$, que é equivalente à razão entre o tempo em que a tensão de saída do inversor $v_{ab}(t)$ é maior que zero e o período de comutação T_S para $v_o(t) > 0$ ou à razão entre o tempo em que a tensão de saída do inversor $v_{ab}(t)$ é menor que zero e o período de comutação T_S para $v_o(t) < 0$. Assim, a razão cíclica pode variar entre 0 e 1.

$$d_{Def1}(t) = \frac{\left| \overline{v_{Ts}}(t) \right|}{\left| v_r(t) \right|} = \frac{\left| \overline{v_{Ts}}(t) \right|}{\left| v_o(t) \right|} \quad (0.1)$$

Sendo a tensão de compensação $v_{Ts}(t)$ equivalente à tensão de saída do inversor $v_{ab}(t)$, define-se o seu valor médio instantâneo como a média instantânea da tensão $v_{ab}(t)$ em um período de comutação.

$$\overline{v_{Ts}}(t) = \frac{1}{NT_S} \int_0^{T_S} v_{ab}(t) dt \quad (0.2)$$

Definição 2: Existe uma definição adotada por conveniência matemática, que estabelece a razão cíclica como a razão entre a tensão de entrada do inversor $v_r(t)$ e a tensão de compensação $v_{Ts}(t)$, cujo valor pode variar entre -1 e 1.

$$d_{Def2}(t) = \frac{\overline{v_{Ts}}(t)}{v_r(t)} = \frac{\overline{v_{Ts}}(t)}{\left| v_o(t) \right|} \quad (0.3)$$

Podem-se estabelecer as relações entre as duas definições de razão cíclica como:

$$d_{Def2}(t) = d_{Def1}(t) \cdot \text{sign}(v_{Ts}(t)) \quad (0.4)$$

Onde:

$$\text{sign}(v_{Ts}(t)) = \frac{v_{Ts}(t)}{|v_{Ts}(t)|} \quad (0.5)$$

2.6.2 Característica de saída estática

Na modulação a dois níveis a tensão de saída do estágio inversor $v_{ab}(t)$, em um período de comutação, pode ser visualizada na Fig. 2-14. A razão cíclica varia entre 0 e 1 e está representada por $d(t)$.

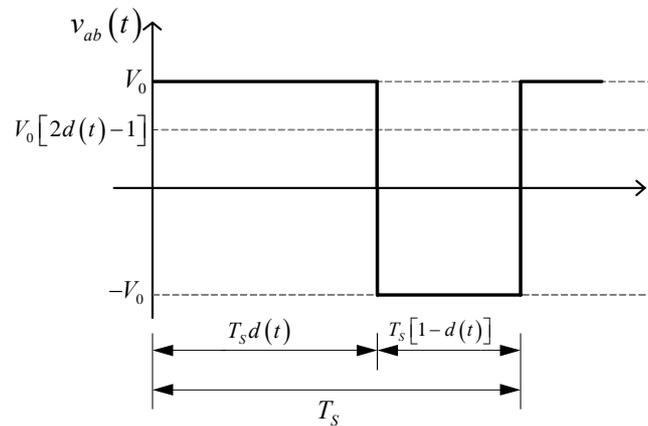


Fig. 2-14 – Tensão $v_{ab}(t)$ na saída do inversor.

A relação ou razão linear entre a tensão de saída $v_o(t)$ e a tensão de entrada $v_i(t)$ do condicionador é denominada de ganho estático $g(t)$.

$$g(t) = \frac{v_o(t)}{v_i(t)} \quad (0.6)$$

Para simplificar a análise, em regime permanente, determina-se o ganho estático através das considerações: a frequência de comutação é muito maior do que frequência da rede ($f_s(t) \gg f_r(t)$), as formas de ondas são predominantemente senoidais e simétricas, e todos os elementos do circuito são ideais. Com isto, os indutores do circuito podem ser supostos como curto-circuito e os capacitores como circuitos abertos. A tensão de saída será dada por:

$$v_0(t) = v_{T_s}(t) + v_i(t) \quad (0.7)$$

Devido às considerações feitas, a relação de transformação N será dada por:

$$N = \frac{v_{Tp}(t)}{v_{T_s}(t)} = \frac{v_{ab}(t)}{v_{T_s}(t)} \quad (0.8)$$

A tensão de saída média instantânea pode ser reescrita como:

$$v_0(t) = \frac{v_{ab}(t)}{N} + v_i(t) \quad (0.9)$$

Analisando a Fig. 2-14, em um período de comutação T_s a tensão média V_{ab} é obtida por:

$$V_{ab} = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{d(t)T_s} v_0(t) \cdot dt + \int_0^{(1-d(t))T_s} -v_0(t) \cdot dt \right) \quad (0.10)$$

$$V_{ab} = v_0(t) [2d(t) - 1] \quad (0.11)$$

Assim, pela associação das equações (0.6), (0.9) e (0.11), obtém-se o ganho estático para modulação a dois níveis:

$$g(t) = \frac{N}{N - 2d(t) + 1} \quad (0.12)$$

Na modulação a três níveis a tensão de saída do estágio inversor $v_{ab}(t)$, em um período de comutação, pode ser visualizada na Fig. 2-15. A razão cíclica varia entre -1 e 1 e está representada por $d(t)$.

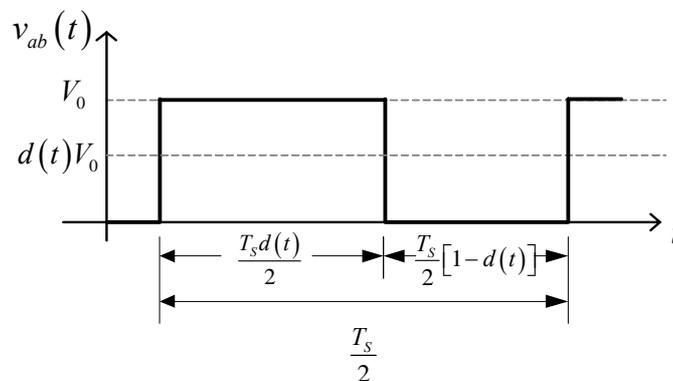


Fig. 2-15 – Tensão $v_{ab}(t)$ na saída do inversor.

As simplificações consideradas anteriormente também são válidas. Com isto, os indutores do circuito podem ser supostos como curto-circuito e os capacitores como circuito aberto. A tensão de saída será dada por (0.7) e (0.9).

Analisando a Fig. 2-15, a tensão média V_{ab} será obtida por:

$$V_{ab} = \frac{2}{T_S} \left(\int_0^{d(t)T_S/2} v_0(t) \cdot dt \right) \quad (0.13)$$

$$V_{ab} = v_0(t)d(t) \quad (0.14)$$

Assim, pela associação das equações (0.6), (0.9) e (0.14) obtêm-se o ganho estático para modulação a três níveis:

$$g(t) = \frac{N}{N - d(t)} \quad (0.15)$$

2.6.3 Ondulação de Corrente

Para determinar a ondulação de corrente na saída da parte inversora do condicionador, usa-se a indutância de dispersão do transformador L_{dp} e a indutância intrínseca da rede de alimentação L_S referidas ao enrolamento primário em série com a indutância de saída do inversor, resultando em uma indutância equivalente L_θ . Considera-se também que o capacitor de saída esteja bem projetado de modo a garantir que o valor da ondulação de tensão na saída seja muito pequeno se comparado ao valor absoluto da tensão de saída. As simplificações realizadas no item anterior ainda serão consideradas.

A Fig. 2-16 representa o circuito equivalente utilizado para determinar a ondulação de corrente.

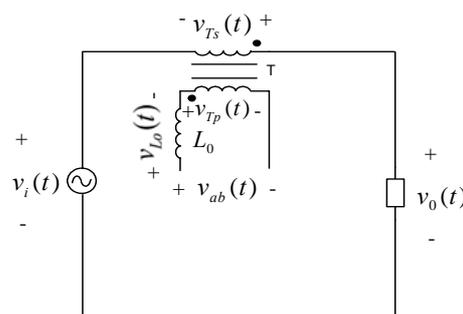


Fig. 2-16 – Circuito equivalente para ondulação de corrente.

Do circuito equivalente obtém-se:

$$v_{L0}(t) = v_{ab}(t) - v_{Tp}(t) \quad (0.16)$$

$$v_{L0}(t) = v_{ab}(t) - v_{Ts}(t)N \quad (0.17)$$

$$v_{L0}(t) = v_{ab}(t) - (v_0(t) - v_i(t))N \quad (0.18)$$

Sabe-se que a relação entre a tensão e a corrente no indutor é dada pela equação diferencial:

$$v_{L0}(t) = L_0 \frac{\partial i_{L0}(t)}{\partial t} \quad (0.19)$$

• Ondulação de corrente com modulação a dois níveis

A Fig. 2-17 apresenta as formas de onda da corrente $i_{L0}(t)$ e as tensões $v_{L0}(t)$ e $v_{ab}(t)$, para a modulação a dois níveis, no semiciclo positivo da rede de energia elétrica.

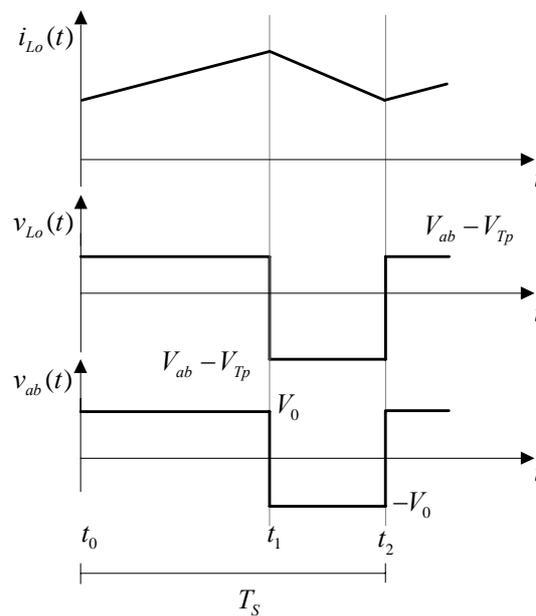


Fig. 2-17 – Corrente $i_{L0}(t)$ e tensões $v_{L0}(t)$ e $v_{ab}(t)$ para modulação a dois níveis.

Durante a etapa de armazenamento de energia, no semiciclo positivo, pode-se escrever a seguinte relação:

$$\Delta t = t_1 - t_0 = d(t)T_s \quad (0.20)$$

$$v_{ab}(t) = v_0(t) \quad (0.21)$$

$$v_0(t) - (v_0(t) - v_i(t))N = L_0 \frac{\partial i_{L_0}(t)}{\partial t} \quad (0.22)$$

E, com a linearização da equação (0.22), em um período de comutação, obtém-se:

$$v_0(t) - (v_0(t) - v_i(t))N = L_0 \frac{\Delta i_{L_0}(t)}{\Delta t} \quad (0.23)$$

$$\Delta i_{L_0}(t) = \frac{v_0(t) - (v_0(t) - v_i(t))N}{L_0 F_s} d(t) \quad (0.24)$$

Parametrizando a equação (0.24) como:

$$\overline{\Delta i_{L_0}(t)} = \frac{L_0 F_s}{v_0(t)} \Delta i_{L_0}(t) \quad (0.25)$$

Obtém-se:

$$\overline{\Delta i_{L_0}(t)} = \frac{v_0(t) - (v_0(t) - v_i(t))N}{v_0(t)} d(t) \quad (0.26)$$

$$\overline{\Delta i_{L_0}(t)} = \left(1 - \left(1 - \frac{1}{g(t)} \right) N \right) d(t) \quad (0.27)$$

Substituindo-se a expressão do ganho estático (0.12) em (0.27), obtém-se uma ondulação de corrente dependente unicamente das variáveis razão cíclica $d(t)$ e relação de transformação N :

$$\overline{\Delta i_{L_0}(t)} = 2(1 - d(t))d(t) \quad (0.28)$$

Existe uma razão cíclica em que ocorre uma ondulação de corrente máxima, e esta pode ser obtida igualando-se a derivada da expressão (0.28) a zero, que corresponde ao ponto de máximo da equação:

$$d_{\max} = \text{Raízes} \left(\frac{\partial \overline{\Delta i_{L_0}(t)}}{\partial d(t)} = 0 \right) \quad (0.29)$$

$$d_{\max} = \frac{1}{2} \quad (0.30)$$

A ondulação de corrente parametrizada máxima será dada por:

$$\overline{\Delta i_{L_0 \max}} = 2(1 - d_{\max}) d_{\max} \quad (0.31)$$

Pode-se escrever a ondulação de corrente máxima em percentual da corrente de saída do sistema, considerando a tensão de saída estabilizada e em regime permanente:

$$S_0 = v_{0ef} i_{0ef} \quad (0.32)$$

$$i_{0p} = \frac{\sqrt{2} S_0}{v_{0ef}} \quad (0.33)$$

$$\Delta i_{L_0 \max} = \frac{\overline{\Delta i_{L_0 \max}}}{100} i_{0p} \quad (0.34)$$

$$\Delta i_{L_0 \max} \% = \frac{100 \overline{\Delta i_{L_0 \max}}}{i_{0p}} \frac{v_0(t)}{L_0 F_s} \quad (0.35)$$

$$\Delta i_{L_0 \max} \% = \frac{100 v_{0ef} v_0(t)}{\sqrt{2} S_0 L_0 F_s} \overline{\Delta i_{L_0 \max}} \quad (0.36)$$

Reescreve-se a ondulação de corrente em função da tensão eficaz de saída:

$$\Delta i_{L_0 \max} \% = \frac{100 v_{0ef}^2}{S_0 L_0 F_s} \overline{\Delta i_{L_0 \max}} \quad (0.37)$$

Considerando-se agora que toda a indutância L_0 esteja referida ao secundário do transformador T como L_{eq} , tal como a Fig. 2-18, reescreve-se a ondulação de corrente:

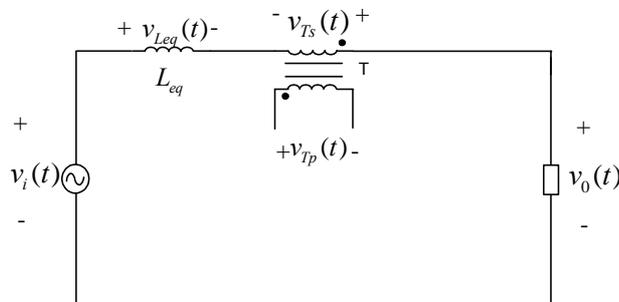


Fig. 2-18 – Circuito equivalente para a ondulação de corrente.

$$\Delta i_{L_{eq}}(t) = \frac{v_{L_{eq}}(t)}{L_{eq} F_s} d(t) \quad (0.38)$$

$$\Delta v_{Leq}(t) = \frac{\Delta v_{L0}(t)}{N} \quad (0.39)$$

$$\overline{\Delta i_{Leq}(t)} = \frac{2(1-d(t))d(t)}{N} \quad (0.40)$$

$$\overline{\Delta i_{Leq_{max}}} = \frac{2(1-d_{max})d_{max}}{N} \quad (0.41)$$

$$\Delta i_{Leq_{max}} \% = \frac{100v_{0ef}^2}{S_0 L_{eq} F_s} \overline{\Delta i_{Leq_{max}}} \quad (0.42)$$

• Ondulação de corrente com modulação a três níveis

A Fig. 2-19 apresenta as formas de onda da corrente $i_{L0}(t)$ e as tensões $v_{L0}(t)$ e $v_{ab}(t)$, para a modulação a três níveis.

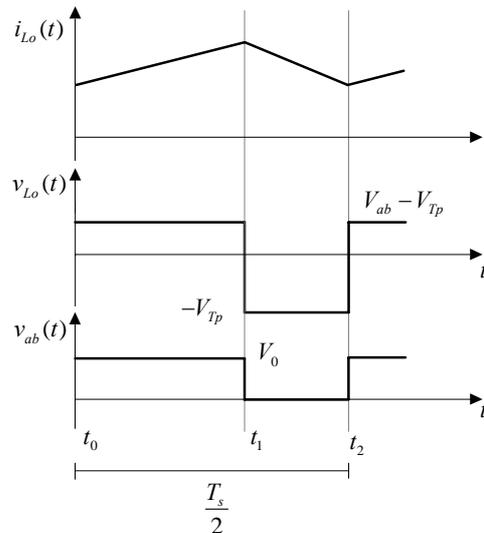


Fig. 2-19 – Corrente $i_{L0}(t)$ e tensões $v_{L0}(t)$ e $v_{ab}(t)$ para modulação a três níveis.

Nesta modulação, a razão cíclica varia de -1 a 1 , e durante a etapa de magnetização da indutância L_0 o valor de $v_{ab}(t)$ pode ter dois estados, bem como, $v_{L0}(t)$:

$$v_{ab}(t) = \begin{cases} v_0(t) & \text{para } d(t) \geq 0 \\ -v_0(t) & \text{para } d(t) \leq 0 \end{cases} \quad (0.43)$$

$$v_{L0}(t) = \begin{cases} v_i(t)N + v_0(t)(1-N) & \text{para } d(t) \geq 0 \\ v_i(t)N - v_0(t)(1+N) & \text{para } d(t) \leq 0 \end{cases} \quad (0.44)$$

Durante a etapa de armazenamento de energia, pode-se escrever a seguinte relação:

$$\Delta t = t_1 - t_0 = d(t) \frac{T_s}{2} \quad (0.45)$$

Linearizando a equação (0.19) obtém-se:

$$v_{L_0}(t) = L_0 \frac{\Delta i_{L_0}(t)}{\Delta t} \quad (0.46)$$

$$\Delta i_{L_0}(t) = \frac{v_{L_0}(t)}{2L_0 F_s} d(t) \quad (0.47)$$

Considerando-se que toda a indutância L_0 esteja referida ao secundário do transformador T como L_{eq} , tal como a Fig. 2-18, reescreve-se a ondulação de corrente como:

$$\Delta i_{Leq}(t) = \frac{v_{Leq}(t)}{2L_{eq} F_s} d(t) \quad (0.48)$$

$$\Delta v_{Leq}(t) = \frac{\Delta v_{L_0}(t)}{N} \quad (0.49)$$

$$v_{Leq}(t) = \begin{cases} v_i(t) + v_0(t) \frac{1-N}{N} & \text{para } d(t) \geq 0 \\ v_i(t) - v_0(t) \frac{1+N}{N} & \text{para } d(t) \leq 0 \end{cases} \quad (0.50)$$

Parametrizando a ondulação de corrente:

$$\overline{\Delta i_{Leq}(t)} = \frac{L_{eq} F_s}{v_0(t)} \Delta i_{Leq}(t) \quad (0.51)$$

$$\overline{\Delta i_{Leq}(t)} = \frac{v_{Leq}(t)}{2v_0(t)} d(t) \quad (0.52)$$

$$\overline{\Delta i_{Leq}(t)} = \frac{d(t)}{2} \begin{cases} \frac{1}{g(t)} + \frac{1-N}{N} & \text{para } d(t) \geq 0 \\ \frac{1}{g(t)} - \frac{1+N}{N} & \text{para } d(t) \leq 0 \end{cases} \quad (0.53)$$

Substituindo-se a expressão do ganho estático (0.15) em (0.53), obtém-se uma ondulação de corrente dependente unicamente da variável razão cíclica $d(t)$ e relação de transformação N :

$$\overline{\Delta i_{Leq}}(t) = \frac{d(t)}{2N} \begin{cases} 1-d(t) & \text{para } d(t) \geq 0 \\ -1-d(t) & \text{para } d(t) \leq 0 \end{cases} \quad (0.54)$$

Existe uma razão cíclica para uma ondulação de corrente máxima, que é dada pela raiz da derivada da expressão (0.54) igualada a zero, que corresponde ao ponto de máximo da equação:

$$d_{\max} = \text{Raízes} \left(\frac{\partial \overline{\Delta i_{Leq}}(t)}{\partial d(t)} = 0 \right) \quad (0.55)$$

$$d_{\max}(t) = \begin{cases} 1/2 \\ -1/2 \end{cases} \quad (0.56)$$

Há duas raízes para a ondulação de corrente parametrizada máxima, que possuem o mesmo valor:

$$\begin{aligned} \overline{\Delta i_{Leq_1}} &= \left| \frac{0,5}{2N} (1-0,5) \right| = \frac{0,125}{N} \text{ para } d(t) \geq 0 \\ \overline{\Delta i_{Leq_2}} &= \left| \frac{-0,5}{2N} (-1+0,5) \right| = \frac{0,125}{N} \text{ para } d(t) \leq 0 \end{aligned} \quad (0.57)$$

Pode-se escrever a ondulação de corrente máxima em percentual da corrente de saída do sistema, considerando a tensão de saída estabilizada e em regime permanente:

$$S_0 = v_{0ef} i_{0ef} \quad (0.58)$$

$$i_{0p} = \frac{\sqrt{2} S_0}{v_{0ef}} \quad (0.59)$$

$$\Delta i_{Leq_{\max}} = \frac{\Delta i_{Leq_{\max}} \%}{100} i_{0p} \quad (0.60)$$

$$\Delta i_{Leq_{\max}} \% = \frac{100 \overline{\Delta i_{Leq_{\max}}}}{i_{0p}} \frac{v_0(t)}{L_{eq} F_s} \quad (0.61)$$

$$\Delta i_{Leq_{max}} \% = \frac{100v_{0ef}v_0(t)}{\sqrt{2}S_0L_{eq}F_s} \Delta i_{Leq_{max}} \quad (0.62)$$

E, escrevendo a ondulação de corrente em função da tensão eficaz de saída:

$$\Delta i_{Leq_{max}} \% = \frac{100v_{0ef}^2}{S_0L_{eq}F_s} \Delta i_{Leq_{max}} \quad (0.63)$$

• Ondulação de corrente: modulação a dois níveis versus a três níveis

Com o intuito de verificar o desempenho das duas estratégias de modulação estudadas, dois e três níveis, plotou-se o gráfico das equações de ondulação de corrente parametrizada (0.40) e (0.54) em função da razão cíclica. A Fig. 2-20 expressa o resultado obtido para uma relação de transformação $N=4$.

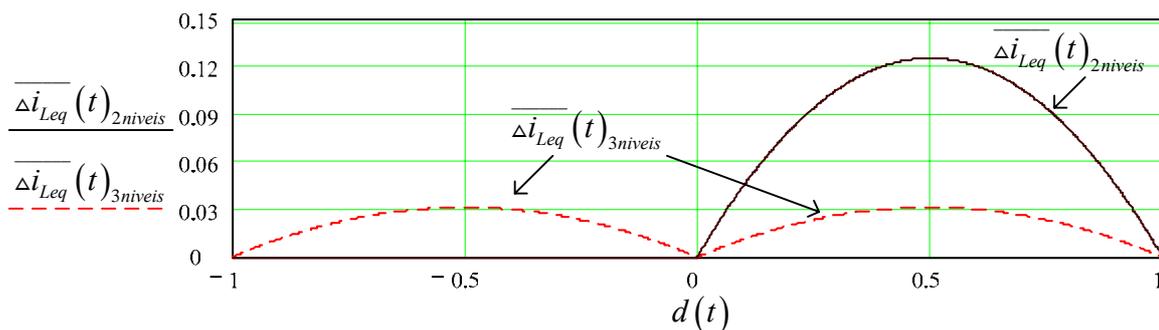


Fig. 2-20 – Ondulação de corrente parametrizada: a dois e a três níveis.

Verifica-se que a ondulação de corrente na modulação a três níveis é bem menor do que na modulação a dois níveis (quatro vezes menor). Isto demonstra a superioridade da estratégia a três níveis, pois assim necessita-se de uma indutância de filtro menor do que na implementação a dois níveis. Além da redução de peso e volume do filtro, diminui-se também a queda de tensão no mesmo, o que é de grande valia na operação com cargas não-lineares.

2.6.4 Ondulação de Tensão

No cálculo da ondulação de corrente do item anterior, considerou-se a ondulação da tensão no capacitor de saída nula, pois se presumiu que o filtro estaria bem projetado.

Entretanto, no cálculo da ondulação de tensão na saída não se pode desconsiderar a ondulação de corrente, pois ela é quem gera a ondulação de tensão na saída.

A Fig. 2-21 apresenta o circuito equivalente utilizado para determinar a ondulação de tensão no capacitor C_0 . Por simplificação, considera-se que as tensões do circuito não possuam ondulações com componentes em alta frequência.

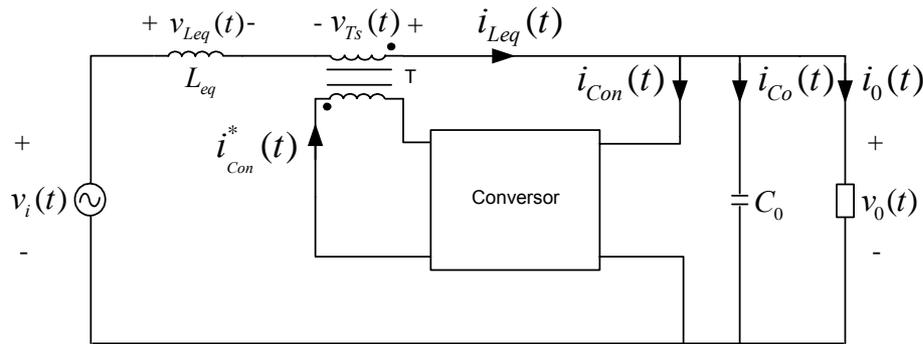


Fig. 2-21 – Circuito equivalente para ondulação de tensão.

• Ondulação de tensão para modulação a dois níveis

Como dito anteriormente, quem gera a ondulação de tensão na saída é a ondulação de corrente no indutor L_{eq} . A Fig. 2-22 apresenta as formas de onda da corrente $i_{Leq}(t)$ e as tensões $v_{Leq}(t)$ e $v_{ab}(t)$, para a modulação a dois níveis e no semiciclo positivo da rede.

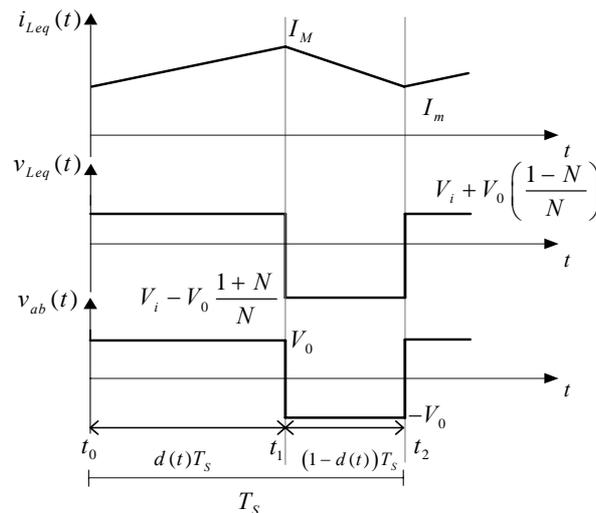


Fig. 2-22 – Corrente $i_{Leq}(t)$ e tensões $v_{Leq}(t)$ e $v_{ab}(t)$ para modulação a dois níveis.

Nesta modulação, os valores de $v_{ab}(t)$ e $v_{Leq}(t)$ podem ter dois estados:

$$v_{ab}(t) = \begin{cases} v_0(t) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ -v_0(t) & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.64)$$

$$v_{Leq}(t) = \begin{cases} v_i(t) + v_0(t) \left(\frac{1-N}{N} \right) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ v_i(t) - v_0(t) \left(\frac{1+N}{N} \right) & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.65)$$

Do gráfico da Fig. 2-22, durante a etapa de armazenamento de energia, escreve-se as seguintes relações:

$$i_{Leq_1}(t) = I_m + \frac{v_{Leq_1}(t)}{L_{eq}} t \quad (0.66)$$

$$v_{Leq_1}(t) = v_i(t) + v_0(t) \left(\frac{1-N}{N} \right) \quad (0.67)$$

Em $\Delta t_1 = t_1 - t_0 \Rightarrow i_{Leq}(\Delta t_1) = I_M$

$$I_M = I_m + \frac{v_{Leq_1}(t)}{L_{eq}} \Delta t_1 \quad (0.68)$$

$$\Delta i_{Leq} = I_M - I_m \quad (0.69)$$

$$\Delta t_1 = d(t) T_S \quad (0.70)$$

Obtém-se:

$$\Delta i_{Leq} = \frac{v_{Leq_1}(t) T_S}{L_{eq}} d(t) \quad (0.71)$$

Durante a etapa de desmagnetização do indutor têm-se:

$$i_{Leq_2}(t) = I_M - \frac{v_{Leq_2}(t)}{L_{eq}} t \quad (0.72)$$

$$v_{Leq_2}(t) = v_i(t) - v_0(t) \left(\frac{1+N}{N} \right) \quad (0.73)$$

Em $\Delta t_2 = t_2 - t_1 \Rightarrow i_{Leq}(\Delta t_2) = I_m$,

$$I_m = I_M - \frac{v_{Leq_2}(t)}{L_{eq}} \Delta t_2 \quad (0.74)$$

$$\Delta i_{Leq} = I_M - I_m \quad (0.75)$$

$$\Delta t_2 = (1 - d(t)) T_S \quad (0.76)$$

Obtém-se:

$$\Delta i_{Leq} = \frac{v_{Leq_2}(t) T_S}{L_{eq}} (1 - d(t)) \quad (0.77)$$

Fazendo a análise do circuito da Fig. 2-21 obtém-se:

$$i_{Leq}(t) = N i_{con}^*(t) \quad (0.78)$$

$$i_{con}(t) = (2d(t) - 1) i_{con}^*(t) \quad (0.79)$$

$$i_{con}^*(t) = \frac{i_{con}(t)}{2d(t) - 1} \quad (0.80)$$

$$i_{Leq}(t) = N \frac{i_{con}(t)}{2d(t) - 1} \quad (0.81)$$

$$i_{con}(t) = \frac{2d(t) - 1}{N} i_{Leq}(t) \quad (0.82)$$

Continuando a análise de circuitos:

$$i_{Leq}(t) = i_{con}(t) + i_{C_0}(t) + i_0(t) \quad (0.83)$$

$$i_{Leq}^*(t) = i_{Leq}(t) - i_{con}(t) \quad (0.84)$$

$$i_{C_0}(t) = i_{Leq}^*(t) - i_0(t) \quad (0.85)$$

Admite-se que toda a ondulação de corrente de $i_{Leq}^*(t)$ circule para C_0 e a componente média para $i_0(t)$.

Seja:

$$i_0(t) = \frac{1}{T} \int_0^T i_{Leq}^*(t) dt \quad (0.86)$$

As principais formas de onda do circuito são apresentadas na Fig. 2-23.

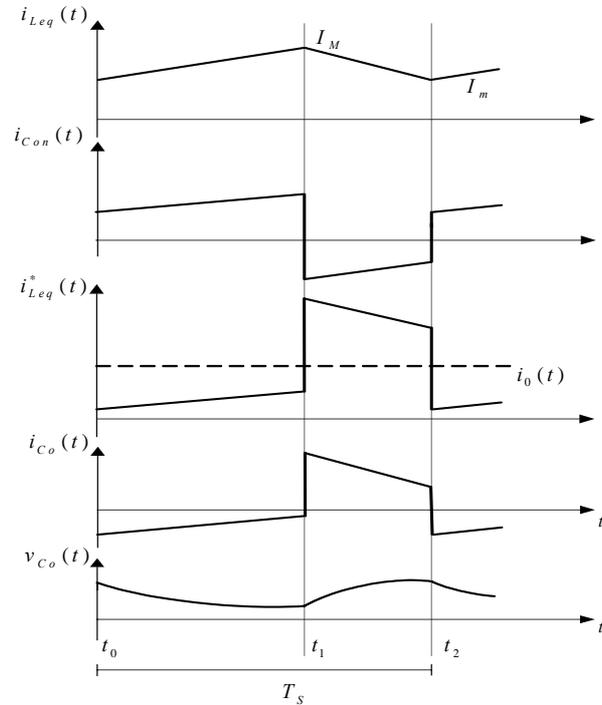


Fig. 2-23 – Principais formas de onda para determinar a ondulação de tensão em C_0 para modulação a dois níveis.

A partir das equações (0.66) e (0.72) obtém-se:

$$i_{Leq}(t) = \begin{cases} I_m + \frac{\left[v_i(t) + v_0(t) \left(\frac{1-N}{N} \right) \right]}{L_{eq}} (t-t_0) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ I_m - \frac{\left[v_i(t) - v_0(t) \left(\frac{1+N}{N} \right) \right]}{L_{eq}} (t-t_1) & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.87)$$

Substituindo (0.71) e (0.77) em (0.87):

$$i_{Leq}(t) = \begin{cases} I_m + \frac{\Delta i_{Leq}}{T_s d(t)} (t-t_0) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ I_m - \frac{\Delta i_{Leq}}{T_s (1-d(t))} (t-t_1) & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.88)$$

As equações (0.82) e (0.84) podem ser reescritas como:

$$i_{Con}(t) = \begin{cases} \frac{I_m}{N} + \frac{\Delta i_{Leq}}{T_s d(t) N} (t - t_0) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ -\frac{I_M}{N} + \frac{\Delta i_{Leq}}{T_s (1-d(t)) N} (t - t_1) & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.89)$$

$$i_{Leq}^*(t) = \begin{cases} \left[I_m + \frac{\Delta i_{Leq}}{T_s d(t)} (t - t_0) \right] \left(\frac{N-1}{N} \right) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ \left[I_M - \frac{\Delta i_{Leq}}{T_s (1-d(t))} (t - t_1) \right] \left(\frac{N+1}{N} \right) & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.90)$$

Resolvendo a integral da equação (0.86):

$$i_0(t) = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{d(t)T_s} \left[I_m + \frac{\Delta i_{Leq}}{T_s d(t)} t \right] \left(\frac{N-1}{N} \right) dt + \int_0^{(1-d(t))T_s} \left[I_M - \frac{\Delta i_{Leq}}{T_s (1-d(t))} t \right] \left(\frac{N+1}{N} \right) dt \right] \quad (0.91)$$

$$i_0(t) = \frac{1}{T_s} \left[\left[I_m d(t) T_s + \frac{\Delta i_{Leq} d(t) T_s}{2} \right] \left(\frac{N-1}{N} \right) + \left[I_M T_s (1-d(t)) - \frac{\Delta i_{Leq} T_s (1-d(t))}{2} \right] \left(\frac{N+1}{N} \right) \right] \quad (0.92)$$

$$i_0(t) = \left[\left[I_m d(t) + \frac{(I_M - I_m) d(t)}{2} \right] \left(\frac{N-1}{N} \right) + \left[I_M (1-d(t)) - \frac{(I_M - I_m) (1-d(t))}{2} \right] \left(\frac{N+1}{N} \right) \right] \quad (0.93)$$

$$i_0(t) = \left[\left(\frac{I_M + I_m}{2} \right) d(t) \right] \left(\frac{N-1}{N} \right) + \left[\left(\frac{I_M + I_m}{2} \right) (1-d(t)) \right] \left(\frac{N+1}{N} \right) \quad (0.94)$$

$$i_0(t) = \frac{(I_M + I_m)}{2} \left(\frac{N+1-2d(t)}{N} \right) \quad (0.95)$$

A partir das equações (0.75) e (0.95) chega-se em:

$$I_m = i_0(t) \left(\frac{N}{N+1-2d(t)} \right) - \frac{\Delta i_{Leq}}{2} \quad (0.96)$$

$$I_M = i_0(t) \left(\frac{N}{N+1-2d(t)} \right) + \frac{\Delta i_{Leq}}{2} \quad (0.97)$$

Reescrevendo as equações (0.88), (0.89) e (0.90):

$$i_{Leq}(t) = \begin{cases} i_0(t) \left(\frac{N}{N+1-2d(t)} \right) - \frac{\Delta i_{Leq}}{2} + \frac{\Delta i_{Leq}}{T_s d(t)} (t-t_0) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ i_0(t) \left(\frac{N}{N+1-2d(t)} \right) + \frac{\Delta i_{Leq}}{2} - \frac{\Delta i_{Leq}}{T_s (1-d(t))} (t-t_1) & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.98)$$

$$i_{Con}(t) = \begin{cases} \frac{i_0(t)}{N+1-2d(t)} - \frac{\Delta i_{Leq}}{2N} + \frac{\Delta i_{Leq}}{T_s d(t)N} (t-t_0) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{i_0(t)}{N+1-2d(t)} + \frac{\Delta i_{Leq}}{2N} - \frac{\Delta i_{Leq}}{T_s (1-d(t))N} (t-t_1) & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.99)$$

$$i_{Leq}^*(t) = \begin{cases} \left[\frac{i_0(t)N}{N+1-2d(t)} - \frac{\Delta i_{Leq}}{2} + \frac{\Delta i_{Leq}}{T_s d(t)} (t-t_0) \right] \left(\frac{N-1}{N} \right) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ \left[\frac{i_0(t)N}{N+1-2d(t)} + \frac{\Delta i_{Leq}}{2} - \frac{\Delta i_{Leq}}{T_s (1-d(t))} (t-t_1) \right] \left(\frac{N+1}{N} \right) & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.100)$$

Pela associação de (0.85) e (0.100), obtém-se:

$$i_{Co}(t) = \begin{cases} \left[\frac{i_0(t)N}{N-1} \left(\frac{2d(t)-2}{N+1-2d(t)} \right) - \frac{\Delta i_{Leq}}{2} + \frac{\Delta i_{Leq}}{T_s d(t)} (t-t_0) \right] \left(\frac{N-1}{N} \right) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ \left[\frac{i_0(t)N}{N+1} \left(\frac{2d(t)}{N+1-2d(t)} \right) + \frac{\Delta i_{Leq}}{2} - \frac{\Delta i_{Leq}}{T_s (1-d(t))} (t-t_1) \right] \left(\frac{N+1}{N} \right) & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.101)$$

Sabendo que a corrente no capacitor é dada por:

$$i_{Co}(t) = C_0 \frac{\partial v_{Co}(t)}{\partial t} \quad (0.102)$$

Então, a expressão da tensão no capacitor em um período de comutação pode ser representada por:

$$v_{Co}(t) = \begin{cases} \frac{1}{C_0} \int_{t_0}^t \left[\frac{i_0(t)N}{N-1} \left(\frac{2d(t)-2}{N+1-2d(t)} \right) - \frac{\Delta i_{Leq}}{2} + \frac{\Delta i_{Leq}}{T_s d(t)} t \right] \left(\frac{N-1}{N} \right) dt + v_{Co}(t_0) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{1}{C_0} \int_{t_1}^t \left[\frac{i_0(t)N}{N+1} \left(\frac{2d(t)}{N+1-2d(t)} \right) + \frac{\Delta i_{Leq}}{2} - \frac{\Delta i_{Leq}}{T_s (1-d(t))} t \right] \left(\frac{N+1}{N} \right) dt + v_{Co}(t_1) & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.103)$$

$$v_{Co}(t) = \begin{cases} \frac{1}{C_0} \left[\left(\frac{i_0(t)N(2d(t)-2)}{(N-1)(N+1-2d(t))} - \frac{\Delta i_{Leq}}{2} \right) (t-t_0) + \frac{\Delta i_{Leq}}{2T_s d(t)} (t-t_0)^2 \right] \left(\frac{N-1}{N} \right) + v_{Co}(t_0) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{1}{C_0} \left[\left(\frac{2i_0(t)Nd(t)}{(N+1)(N+1-2d(t))} + \frac{\Delta i_{Leq}}{2} \right) (t-t_1) - \frac{\Delta i_{Leq}}{2T_s(1-d(t))} (t-t_1)^2 \right] \left(\frac{N+1}{N} \right) + v_{Co}(t_1) & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.104)$$

É importante ressaltar que a ondulação de corrente Δi_{Leq} é dependente da razão cíclica e pode ser representada pela associação das expressões (0.41) e (0.51) como:

$$\Delta i_{Leq}(d) = \frac{2v_0(t)dT_s(1-d)}{NL_{eq}} \quad (0.105)$$

Para determinar uma expressão completa da ondulação de tensão da saída em função da razão cíclica d , deve-se verificar todas as possíveis formas da tensão de saída em um período de comutação.

Analisando a expressão (0.104) observa-se que suas equações representam parábolas estabelecendo, assim, quatro diferentes formas de onda para a tensão de saída, que tem dependência da razão cíclica d :

Primeira forma: A razão cíclica d é suficiente para fazer com que a primeira equação de (0.104) atinja o seu ponto de máximo, porém isso não ocorre com a segunda:

Neste caso, que está representado na Fig. 2-24, a ondulação de tensão é dada pela máxima variação da primeira equação de (0.104).

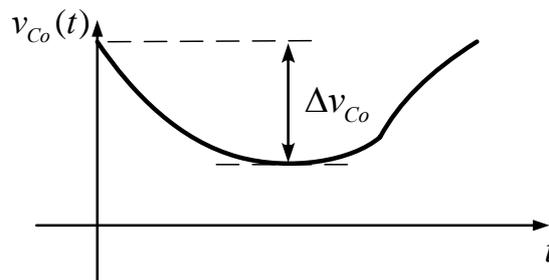


Fig. 2-24 – Primeiro estado da forma de onda da tensão no capacitor em um período de comutação.

Para determinar a variação máxima de tensão é necessário determinar o instante t_{max1} onde a primeira reta da expressão (0.101) tem valor nulo. Considerando (0.105) e o instante inicial t_0 nulo, t_{max1} será dado por:

$$t_{\max 1} = \left(\frac{i_0(t)N^2L_{eq}}{v_0(t)(N-1)(N+1-2d)} \right) + \left(\frac{T_s d}{2} \right) \quad (0.106)$$

Substituindo (0.106) em t da primeira equação de (0.104), com t_0 nulo e considerando (0.105), obtêm-se a variação máxima instantânea de tensão no capacitor:

$$\Delta v_{C_{ol\max}}(d) = \left| \frac{1}{C_0} \left[-\frac{v_0(t)(1-d)}{NL_{eq}} \left(\left(\frac{i_0(t)N^2L_{eq}}{v_0(t)(N-1)(N+1-2d)} \right) + \left(\frac{T_s d}{2} \right) \right)^2 \right] \left(\frac{N-1}{N} \right) \right| \quad (0.107)$$

Para que ocorra a situação da expressão de (0.107), o instante de (0.106) deve ser menor do que o intervalo de tempo máximo que compreende a equação, ou seja:

$$(t_{\max 1} - t_0) \leq (t_1 - t_0) \quad (0.108)$$

$$\left(\frac{i_0(t)N^2L_{eq}}{v_0(t)(N-1)(N+1-2d_1)} \right) + \left(\frac{T_s d_1}{2} \right) \leq (d_1 T_s) \quad (0.109)$$

Resolvendo a inequação (0.109):

$$d_1 \geq \left(\frac{\left[v_0(t)T_s(N^2-1) + \sqrt{-v_0(t)T_s(N-1) \left[-v_0(t)T_s(N^3+N^2-N-1) + 16L_{eq}i_0(t)N^2 \right]} \right]}{4v_0(t)T_s(N-1)} \right) \quad (0.110)$$

Analisando a expressão (0.110), observa-se que a sua segunda expressão é sempre menor que a primeira, e abrange todo o intervalo de interesse de razão cíclica $0 \leq d \leq 1$:

$$d_{12} = \left(\frac{\left[v_0(t)T_s(N^2-1) - \sqrt{-v_0(t)T_s(N-1) \left[-v_0(t)T_s(N^3+N^2-N-1) + 16L_{eq}i_0(t)N^2 \right]} \right]}{4v_0(t)T_s(N-1)} \right) \quad (0.111)$$

$$d \geq \begin{cases} 1 & \text{para } d_{12} \geq 1 \\ |d_{12}| & \text{para } d_{12} \leq 1 \end{cases} \quad (0.112)$$

Segunda forma: A razão cíclica d é suficiente para fazer com que a segunda equação de (0.104) atinja o seu ponto de máximo, porém isso não ocorre com a primeira:

Neste caso, representado na Fig. 2-25, a ondulação de tensão é dada pela máxima variação da segunda equação de (0.104).

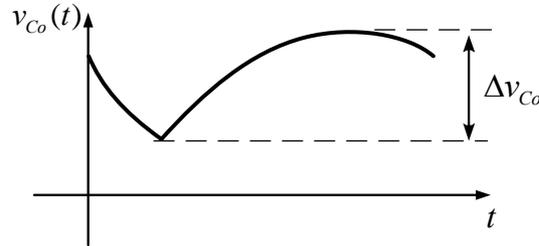


Fig. 2-25 – Segundo estado da forma de onda da tensão no capacitor em um período de comutação.

Para determinar a variação máxima de tensão é necessário determinar o instante t_{max2} onde a segunda reta da expressão (0.101) tem valor nulo. Considerando (0.105) e o instante inicial t_0 nulo, t_{max2} será dado por:

$$t_{max2} = \left(\frac{i_0(t)N^2L_{eq}}{v_0(t)(N+1)(N+1-2d)} \right) + \left(\frac{T_s(1-d)}{2} \right) \quad (0.113)$$

Substituindo (0.113) em t da segunda equação de (0.104), com t_0 nulo e considerando (0.105), obtêm-se a variação máxima instantânea de tensão no capacitor:

$$\Delta v_{Co2_{max}}(d) = \frac{1}{C_0} \left[\frac{v_0(t)d}{NL_{eq}} \left(\left(\frac{i_0(t)N^2L_{eq}}{v_0(t)(N+1)(N+1-2d)} \right) + \left(\frac{T_s(1-d)}{2} \right) \right)^2 \right] \left(\frac{N+1}{N} \right) \quad (0.114)$$

Para que ocorra a situação da expressão de (0.114), o instante de (0.113) deve ser menor do que o intervalo de tempo máximo que compreende a equação, ou seja:

$$(t_{max2} - t_1) \leq (t_2 - t_1) \quad (0.115)$$

$$\left(\frac{i_0(t)N^2L_{eq}}{v_0(t)(N+1)(N+1-2d)} \right) + \left(\frac{T_s(1-d)}{2} \right) \leq ((1-d)T_s) \quad (0.116)$$

Resolvendo a inequação (0.116):

$$d_2(t) \leq \begin{pmatrix} \left[\frac{v_0(t)T_s(N^2 + 4N + 3) + \sqrt{v_0(t)T_s(N+1) \left[v_0(t)T_s(N^3 - N^2 - N + 1) + 16L_{eq}i_0(t)N^2 \right]}}{4v_0(t)T_s(N+1)} \right]} \\ \left[\frac{v_0(t)T_s(N^2 + 4N + 3) - \sqrt{v_0(t)T_s(N+1) \left[v_0(t)T_s(N^3 - N^2 - N + 1) + 16L_{eq}i_0(t)N^2 \right]}}{4v_0(t)T_s(N+1)} \right] \end{pmatrix} \quad (0.117)$$

Obtêm-se a expressão (0.118), e se estabelece a condição (0.119):

$$d_{22}(t) = \left[\frac{v_0(t)T_s(N^2 + 4N + 3) - \sqrt{v_0(t)T_s(N+1) \left[v_0(t)T_s(N^3 - N^2 - N + 1) + 16L_{eq}i_0(t)N^2 \right]}}{4v_0(t)T_s(N+1)} \right] \quad (0.118)$$

$$d \leq \begin{cases} 0 & \text{para } d_{23} \leq 0 \\ d_{23} & \text{para } d_{23} \geq 0 \end{cases} \quad (0.119)$$

Terceira forma: A razão cíclica d não é suficiente para fazer com que nenhuma das equações de (0.104) atinja o seu ponto de máximo:

A Fig. 2-26 representa a situação onde nenhum máximo das equações de (0.104) é atingido.

Neste caso, a ondulação de tensão é dada pela direta substituição dos intervalos de tempo máximo $(t_1 - t_0)$ ou $(t_2 - t_1)$ nas suas respectivas equações de (0.104).

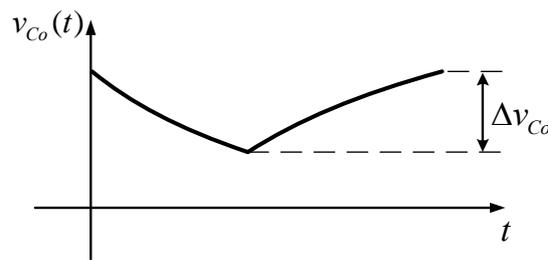


Fig. 2-26 – Terceiro estado da forma de onda da tensão no capacitor em um período de comutação.

A variação de tensão será dada por:

$$\Delta v_{Co3\max}(d) = \frac{2i_0(t)T_s d(1-d)}{C_0(N+1-2d)} \quad (0.120)$$

Considerando as expressões (0.112) e (0.119), o intervalo onde a expressão (0.120) será válida será:

$$d_{22} \leq d \leq d_{12} \quad (0.121)$$

Quarta forma: A razão cíclica d é suficiente para fazer com que as duas equações de (0.104) atinjam o seu ponto de máximo:

A Fig. 2-27 representa a situação onde ocorrem os valores máximos das equações de (0.104).

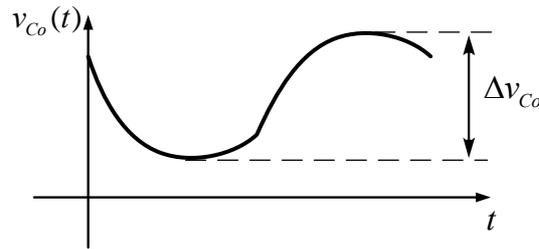


Fig. 2-27 – Quarto estado da forma de onda da tensão no capacitor em um período de comutação.

Neste caso ocorre a maior ondulação de tensão no capacitor, que será dada por:

$$\Delta v_{Co4_{\max}}(t) = \Delta v_{Co2_{\max}}(t) + \left| \Delta v_{Co1_{\max}}(t) \right| - \Delta v_{Co3_{\max}}(t) \quad (0.122)$$

A expressão (0.122) será válida para o intervalo:

$$d_{12} \leq d \leq d_{22} \quad (0.123)$$

É importante ressaltar que a forma da tensão de saída em um período de comutação é fortemente dependente de $v_0(t)$, $i_0(t)$, L_{eq} , T_S , N , $d(t)$ e, conseqüentemente, existe a possibilidade de alguns casos descritos não acontecerem para toda a faixa de variação de $d(t)$. Assim, o pior caso de ondulação de tensão, que corresponde ao quarto estado, pode nunca ocorrer durante toda a faixa de operação do condicionador, e os componentes de circuito que levassem esta condição em consideração estariam superdimensionados.

Para um dimensionamento otimizado do capacitor de saída da topologia proposta, é necessário escrever uma expressão genérica para a ondulação de tensão, em uma faixa de operação pré-definida (valores fixos de v_{0p} , i_{0p} , L_{eq} , T_S e N) e que englobe todas as situações descritas anteriormente. Uma expressão que aglutina todas as expressões de ondulação (0.107), (0.114), (0.120) e (0.122), no intervalo de validade de cada uma delas, pode ser dada por:

$$\Delta v_{Co}(d) = \begin{cases} \Delta v_{Co2_{\max}}(d) & \text{para } 0 \leq d \leq \min(d_1, d_2) \\ \Delta v_{Co3_{\max}}(d) & \text{para } d_2 \leq d \leq d_1 \\ \Delta v_{Co4_{\max}}(d) & \text{para } d_1 \leq d \leq d_2 \\ \Delta v_{Co1_{\max}}(d) & \text{para } \max(d_1, d_2) \leq d \leq 1 \end{cases} \quad (0.124)$$

Os máximos valores de $\Delta v_{Co}(d)$ para a faixa de variação da razão cíclica ocorrem quando os valores instantâneos de $v_o(t)$, $i_o(t)$ são máximos, ou seja, $v_o(t) = v_{0p}$, $i_o(t) = i_{0p}$. Assim, deve-se analisar a ondulação de tensão para estes casos.

• Ondulação de tensão para modulação a três níveis

Na modulação a três níveis o intervalo de variação da razão cíclica é $-1 \leq d \leq 1$, por isso a análise da ondulação de tensão deve abranger toda esta faixa de valores. Como na estrutura proposta (Fig. 2-1) a tensão de entrada da parte retificadora do conversor é a tensão de saída, que é suposta e desejada invariante durante o período de comutação, existe uma similaridade entre a ondulação de tensão nas faixas $-1 \leq d \leq 0$ e $0 \leq d \leq 1$. Por isso, escolhe-se o intervalo $0 \leq d \leq 1$ para efetuar a análise da ondulação de tensão de saída.

Como dito anteriormente, quem gera a ondulação de tensão na saída é a ondulação de corrente no indutor L_{eq} . A Fig. 2-28 apresenta as formas de onda da corrente $i_{Leq}(t)$, tensões $v_{Leq}(t)$ e $v_{ab}(t)$, para a modulação a três níveis no semiciclo positivo da rede.

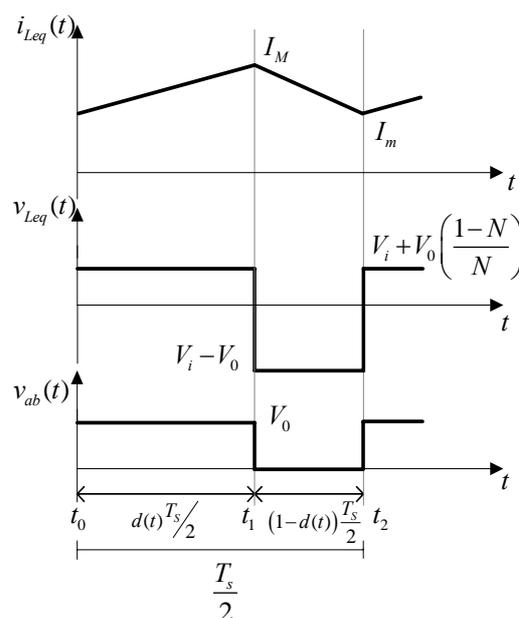


Fig. 2-28 – Corrente $i_{Leq}(t)$ e tensões $v_{Leq}(t)$ e $v_{ab}(t)$ para modulação a três níveis.

Nesta modulação, os valores de $v_{ab}(t)$ e $v_{Leq}(t)$ podem ter dois estados:

$$v_{ab}(t) = \begin{cases} v_0(t) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.125)$$

$$v_{Leq}(t) = \begin{cases} v_i(t) + v_0(t) \left(\frac{1-N}{N} \right) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ v_i(t) - v_0(t) & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.126)$$

Do gráfico da Fig. 2-28, durante a etapa de armazenamento de energia, pode-se escrever as seguintes relações:

$$i_{Leq_1}(t) = I_m + \frac{v_{Leq_1}(t)}{L_{eq}}(t - t_0) \quad (0.127)$$

$$v_{Leq_1}(t) = v_i(t) + v_0(t) \left(\frac{1-N}{N} \right) \quad (0.128)$$

Em $\Delta t_1 = t_1 - t_0 \Rightarrow i_{Leq}(\Delta t_1) = I_M$

$$I_M = I_m + \frac{v_{Leq_1}(t)}{L_{eq}} \Delta t_1 \quad (0.129)$$

$$\Delta i_{Leq} = I_M - I_m \quad (0.130)$$

$$\Delta t_1 = d(t) \frac{T_S}{2} \quad (0.131)$$

Obtém-se:

$$\Delta i_{Leq} = \frac{v_{Leq_1}(t) T_S}{2L_{eq}} d(t) \quad (0.132)$$

Durante a etapa de desmagnetização do indutor têm-se:

$$i_{Leq_2}(t) = I_M - \frac{v_{Leq_2}(t)}{L_{eq}}(t - t_1) \quad (0.133)$$

$$v_{Leq_2}(t) = v_i(t) - v_0(t) \quad (0.134)$$

Em $\Delta t_2 = t_2 - t_1 \Rightarrow i_{Leq}(\Delta t_2) = I_m$,

$$I_m = I_M - \frac{v_{Leq_2}(t)}{L_{eq}} \Delta t_2 \quad (0.135)$$

$$\Delta i_{Leq} = I_M - I_m \quad (0.136)$$

$$\Delta t_2 = (1 - d(t)) \frac{T_S}{2} \quad (0.137)$$

Obtém-se:

$$\Delta i_{Leq} = \frac{v_{Leq_2}(t) T_S}{2L_{eq}} (1 - d(t)) \quad (0.138)$$

Fazendo a análise do circuito da Fig. 2-21:

$$i_{Leq}(t) = N i_{con}^*(t) \quad (0.139)$$

$$i_{con}(t) = d(t) i_{con}^*(t) \quad (0.140)$$

$$i_{con}^*(t) = \frac{i_{con}(t)}{d(t)} \quad (0.141)$$

$$i_{Leq}(t) = N \frac{i_{con}(t)}{d(t)} \quad (0.142)$$

$$i_{con}(t) = \frac{d(t)}{N} i_{Leq}(t) \quad (0.143)$$

Continuando a análise de circuitos:

$$i_{Leq}(t) = i_{con}(t) + i_{C_0}(t) + i_0(t) \quad (0.144)$$

$$i_{Leq}^*(t) = i_{Leq}(t) - i_{con}(t) \quad (0.145)$$

$$i_{C_0}(t) = i_{Leq}^*(t) - i_0(t) \quad (0.146)$$

Admite-se que toda a ondulação de corrente de $i_{Leq}^*(t)$, circule para C_0 e a componente média para $i_0(t)$. Seja:

$$i_0(t) = \frac{1}{T} \int_0^T i_{Leq}^*(t) dt \quad (0.147)$$

As principais formas de onda do circuito são apresentadas na Fig. 2-29.

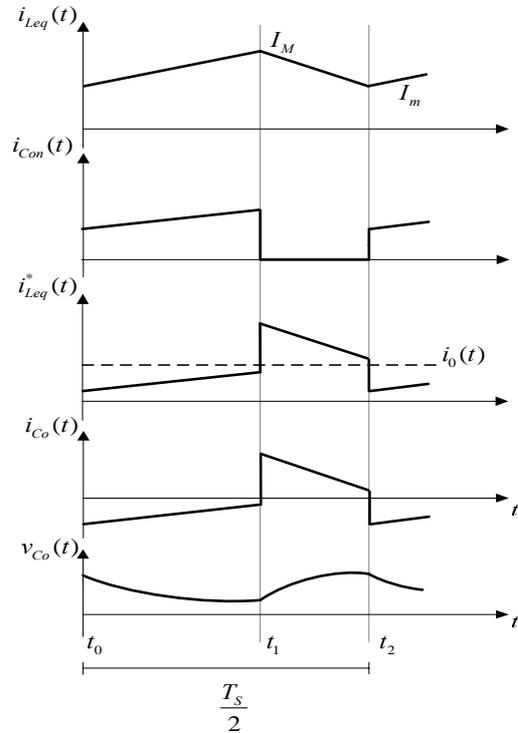


Fig. 2-29 – Principais formas de onda para determinar a ondulação de tensão em C_0 para modulação a três níveis.

A partir das equações (0.127) e (0.133) obtém-se:

$$i_{Leq}(t) = \begin{cases} I_m + \frac{\left[v_i(t) + v_0(t) \left(\frac{1-N}{N} \right) \right]}{L_{eq}} (t-t_0) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ I_m - \frac{[v_i(t) - v_0(t)]}{L_{eq}} (t-t_1) & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.148)$$

Substituindo (0.132) e (0.138) em (0.148):

$$i_{Leq}(t) = \begin{cases} I_m + \frac{2\Delta i_{Leq}}{T_S d(t)} (t-t_0) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ I_m - \frac{2\Delta i_{Leq}}{T_S (1-d(t))} (t-t_1) & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.149)$$

As equações (0.143) e (0.145) podem ser reescritas como:

$$i_{Con}(t) = \begin{cases} \frac{I_m}{N} + \frac{2\Delta i_{Leq}}{T_s d(t)N} (t - t_0) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.150)$$

$$i_{Leq}^*(t) = \begin{cases} \left[I_m + \frac{2\Delta i_{Leq}}{T_s d(t)} (t - t_0) \right] \left(\frac{N-1}{N} \right) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ I_M - \frac{2\Delta i_{Leq}}{T_s (1-d(t))} (t - t_1) & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.151)$$

Resolvendo a integral da equação (0.147):

$$i_0(t) = \frac{2}{T_s} \left[\int_0^{d(t)T_s/2} \left[I_m + \frac{2\Delta i_{Leq}}{T_s d(t)} t \right] \left(\frac{N-1}{N} \right) dt + \int_0^{(1-d(t))T_s/2} \left(I_M - \frac{2\Delta i_{Leq}}{T_s (1-d(t))} t \right) dt \right] \quad (0.152)$$

$$i_0(t) = \frac{2}{T_s} \left[\left[I_m \frac{d(t)T_s}{2} + \frac{\Delta i_{Leq} d(t)T_s}{4} \right] \left(\frac{N-1}{N} \right) + \left(I_M \frac{T_s}{2} (1-d(t)) - \frac{\Delta i_{Leq} T_s (1-d(t))}{4} \right) \right] \quad (0.153)$$

$$i_0(t) = \left[\left[I_m d(t) + \frac{(I_M - I_m) d(t)}{2} \right] \left(\frac{N-1}{N} \right) + \left(I_M (1-d(t)) - \frac{(I_M - I_m)(1-d(t))}{2} \right) \right] \quad (0.154)$$

$$i_0(t) = \left[\frac{(I_M + I_m) d(t)}{2} \right] \left(\frac{N-1}{N} \right) + \left(\frac{(I_M + I_m)(1-d(t))}{2} \right) \quad (0.155)$$

$$i_0(t) = \frac{(I_M + I_m)}{2} \left(\frac{N-d(t)}{N} \right) \quad (0.156)$$

A partir das equações (0.136) e (0.156) chega-se em:

$$I_m = i_0(t) \left(\frac{N}{N-d(t)} \right) - \frac{\Delta i_{Leq}}{2} \quad (0.157)$$

$$I_M = i_0(t) \left(\frac{N}{N-d(t)} \right) + \frac{\Delta i_{Leq}}{2} \quad (0.158)$$

Reescrevendo as equações (0.149), (0.150) e (0.151):

$$i_{Leq}(t) = \begin{cases} i_0(t) \left(\frac{N}{N-d(t)} \right) - \frac{\Delta i_{Leq}}{2} + \frac{2\Delta i_{Leq}}{T_s d(t)} (t-t_0) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ i_0(t) \left(\frac{N}{N-d(t)} \right) + \frac{\Delta i_{Leq}}{2} - \frac{2\Delta i_{Leq}}{T_s (1-d(t))} (t-t_1) & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.159)$$

$$i_{Con}(t) = \begin{cases} \frac{i_0(t)}{N-d(t)} - \frac{\Delta i_{Leq}}{2N} + \frac{2\Delta i_{Leq}}{T_s d(t)N} (t-t_0) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.160)$$

$$i_{Leq}^*(t) = \begin{cases} \left[i_0(t) \left(\frac{N}{N-d(t)} \right) - \frac{\Delta i_{Leq}}{2} + \frac{2\Delta i_{Leq}}{T_s d(t)} (t-t_0) \right] \left(\frac{N-1}{N} \right) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ i_0(t) \left(\frac{N}{N-d(t)} \right) + \frac{\Delta i_{Leq}}{2} - \frac{2\Delta i_{Leq}}{T_s (1-d(t))} (t-t_1) & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.161)$$

Pela associação de (0.146) e (0.161), obtém-se:

$$i_{Co}(t) = \begin{cases} \left[\frac{i_0(t)N}{N-1} \left(\frac{d(t)-1}{N-d(t)} \right) - \frac{\Delta i_{Leq}}{2} + \frac{2\Delta i_{Leq}}{T_s d(t)} (t-t_0) \right] \left(\frac{N-1}{N} \right) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ i_0(t) \left(\frac{d(t)}{N-d(t)} \right) + \frac{\Delta i_{Leq}}{2} - \frac{2\Delta i_{Leq}}{T_s (1-d(t))} (t-t_1) & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.162)$$

Sabendo que a corrente no capacitor é dada por:

$$i_{Co}(t) = C_0 \frac{\partial v_{Co}(t)}{\partial t} \quad (0.163)$$

Então, a expressão da tensão no capacitor em um período de comutação pode ser representada por:

$$v_{Co}(t) = \begin{cases} \frac{1}{C_0} \int_{t_0}^t \left[\frac{i_0(t)N}{N-1} \left(\frac{d(t)-1}{N-d(t)} \right) - \frac{\Delta i_{Leq}}{2} + \frac{2\Delta i_{Leq}}{T_s d(t)} t \right] \left(\frac{N-1}{N} \right) dt + v_{Co}(t_0) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{1}{C_0} \int_{t_1}^t \left(i_0(t) \left(\frac{d(t)}{N-d(t)} \right) + \frac{\Delta i_{Leq}}{2} - \frac{2\Delta i_{Leq}}{T_s (1-d(t))} t \right) dt + v_{Co}(t_1) & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.164)$$

$$v_{Co}(t) = \begin{cases} \frac{1}{C_0} \left[\left(\frac{i_0(t)N(d(t)-1)}{(N-1)(N-d(t))} - \frac{\Delta i_{Leq}}{2} \right) (t-t_0) + \frac{\Delta i_{Leq}}{T_s d(t)} (t-t_0)^2 \right] \left(\frac{N-1}{N} \right) + v_{Co}(t_0) & \text{para } t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{1}{C_0} \left[\left(\frac{d(t)i_0(t)}{N-d(t)} + \frac{\Delta i_{Leq}}{2} \right) (t-t_1) - \frac{\Delta i_{Leq}}{T_s (1-d(t))} (t-t_1)^2 \right] + v_{Co}(t_1) & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (0.165)$$

É importante ressaltar que a ondulação de corrente $\Delta i_{Leq}(t)$ é dependente da razão cíclica, e pode ser representada pela associação das expressões (0.51) e (0.54) como:

$$\Delta i_{Leq}(t) = \frac{v_0(t)d(t)T_s(1-d(t))}{2NL_{eq}} \quad (0.166)$$

Para determinar uma expressão completa da ondulação de tensão da saída em função da razão cíclica d , deve-se verificar todas as possíveis formas da tensão de saída em um período de comutação.

Analisando a expressão (0.165) observa-se que suas equações representam parábolas, estabelecendo assim quatro diferentes formas de onda para a tensão de saída, que tem dependência da razão cíclica d :

Primeira forma: A razão cíclica d é suficiente para fazer com que a primeira equação de (0.165) atinja o seu ponto de máximo, porém isso não ocorre com a segunda:

Neste caso, que está representado na Fig. 2-30, a ondulação de tensão é dada pela máxima variação da primeira equação de (0.165).

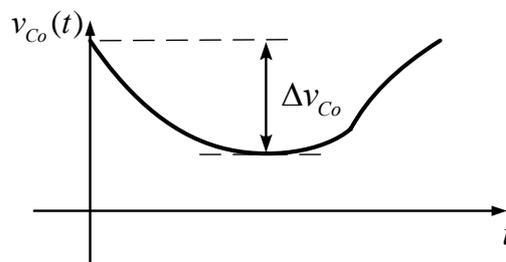


Fig. 2-30 – Primeiro estado da forma de onda da tensão no capacitor em um período de comutação.

Para determinar a variação máxima de tensão é necessário determinar o instante t_{max1} onde a primeira reta da expressão (0.162) tem valor nulo. Considerando (0.166) e o instante inicial t_0 nulo, t_{max1} será dado por:

$$t_{max1} = \left(\frac{i_0(t)L_{eq}N^2}{v_0(t)(N-1)(N-d)} \right) + \left(\frac{T_s d}{4} \right) \quad (0.167)$$

Substituindo (0.167) em t da primeira equação de (0.165), com t_0 nulo e considerando (0.166), obtém-se a variação máxima instantânea de tensão no capacitor:

$$\Delta v_{C_{01\max}}(d) = \left| \frac{1}{C_0} \left[-\frac{v_0(t)(1-d)}{2NL_{eq}} \left(\left(\frac{i_0(t)L_{eq}N^2}{v_0(t)(N-1)(N-d)} \right) + \left(\frac{T_S d}{4} \right) \right)^2 \right] \left(\frac{N-1}{N} \right) \right| \quad (0.168)$$

Para que ocorra a situação da expressão de (0.168), o instante de (0.167) deve ser menor do que o intervalo de tempo máximo que compreende a equação, ou seja:

$$(t_{\max 1} - t_0) \leq (t_1 - t_0) \quad (0.169)$$

$$\left(\frac{i_0(t)L_{eq}N^2}{v_0(t)(N-1)(N-d)} \right) + \left(\frac{T_S d(t)}{4} \right) \leq \left(\frac{dT_S}{2} \right) \quad (0.170)$$

Resolvendo a inequação (0.170):

$$d_1 \geq \left(\begin{array}{c} 1 \\ \frac{N \left[v_0(t)T_S(N-1) + \sqrt{-v_0(t)T_S(N-1) \left[-v_0(t)T_S N + v_0(t)T_S + 16L_{eq}i_0(t) \right]} \right]}{2v_0(t)T_S(N-1)} \\ \frac{N \left[v_0(t)T_S(N-1) - \sqrt{-v_0(t)T_S(N-1) \left[-v_0(t)T_S N + v_0(t)T_S + 16L_{eq}i_0(t) \right]} \right]}{2v_0(t)T_S(N-1)} \end{array} \right) \quad (0.171)$$

Analisando a expressão (0.171), observa-se que a sua terceira expressão é sempre menor que a segunda e abrange todo o intervalo de interesse de razão cíclica $0 \leq d \leq 1$. Assim, utiliza-se a terceira expressão e se estabelece a seguinte condição:

$$d_{13} = \left(\frac{N \left[v_0(t)T_S(N-1) - \sqrt{-v_0(t)T_S(N-1) \left[-v_0(t)T_S N + v_0(t)T_S + 16L_{eq}i_0(t) \right]} \right]}{2v_0(t)T_S(N-1)} \right) \quad (0.172)$$

$$d \geq \begin{cases} 1 & \text{para } d_{13} \geq 1 \\ |d_{13}| & \text{para } d_{13} \leq 1 \end{cases} \quad (0.173)$$

Segunda forma: A razão cíclica d é suficiente para fazer com que a segunda equação de (0.165) atinja o seu ponto de máximo, porém isso não ocorre com a primeira:

Neste caso, que está representado na Fig. 2-31, a ondulação de tensão é dada pela máxima variação da segunda equação de (0.165).

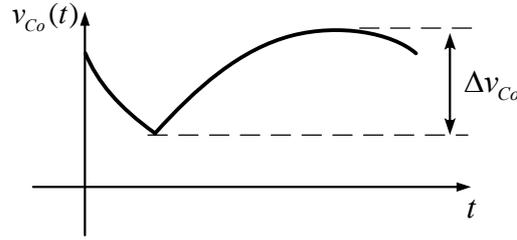


Fig. 2-31 – Segundo estado da forma de onda da tensão no capacitor em um período de comutação.

Para determinar a variação máxima de tensão é necessário determinar o instante t_{max2} onde a segunda reta da expressão (0.162) tem valor nulo. Considerando (0.166) e o instante inicial t_0 nulo, t_{max2} será dado por:

$$t_{max2} = \left(\frac{i_0(t)L_{eq}N}{v_0(t)(N-d)} \right) + \left(\frac{T_s(1-d)}{4} \right) \quad (0.174)$$

Substituindo (0.174) em t da segunda equação de (0.165), com t_0 nulo e considerando (0.166), obtêm-se a variação máxima instantânea de tensão no capacitor:

$$\Delta v_{Co2max}(d) = \frac{1}{C_0} \left(\frac{v_0(t)d}{2NL_{eq}} \left(\left(\frac{i_0(t)L_{eq}N}{v_0(t)(N-d)} \right) + \left(\frac{T_s(1-d)}{4} \right) \right)^2 \right) \quad (0.175)$$

Para que ocorra a situação da expressão de (0.175), o instante de (0.174) deve ser menor do que o intervalo de tempo máximo que compreende a equação, ou seja:

$$(t_{max2} - t_1) \leq (t_2 - t_1) \quad (0.176)$$

$$\left(\frac{i_0(t)L_{eq}N}{v_0(t)(N-d)} \right) + \left(\frac{T_s(1-d)}{4} \right) \leq \left(\frac{(1-d)T_s}{2} \right) \quad (0.177)$$

Resolvendo a inequação (0.177):

$$d_2(t) \leq \left(\begin{array}{c} 0 \\ \left[\frac{v_0(t)T_s(N+1) + \sqrt{v_0(t)T_s[v_0(t)T_sN^2 - 2v_0(t)T_sN + v_0(t)T_s + 16NL_{eq}i_0(t)]}}{2v_0(t)T_s} \right] \\ \left[\frac{v_0(t)T_s(N+1) - \sqrt{v_0(t)T_s[v_0(t)T_sN^2 - 2v_0(t)T_sN + v_0(t)T_s + 16NL_{eq}i_0(t)]}}{2v_0(t)T_s} \right] \end{array} \right) \quad (0.178)$$

Variando-se os parâmetros de (0.178) observa-se que o valor de cada expressão está compreendido entre os intervalos:

$$\begin{pmatrix} 0 \\ [1, \infty) \\ (-\infty, 1] \end{pmatrix} \quad (0.179)$$

Como o intervalo de interesse de razão cíclica é $0 \leq d \leq 1$, utiliza-se a terceira expressão de (0.178) e se estabelece a seguinte condição:

$$d_{23}(t) = \left(\frac{\left[v_0(t)T_s(N+1) - \sqrt{v_0(t)T_s \left[v_0(t)T_s N^2 - 2v_0(t)T_s N + v_0(t)T_s + 16NL_{eq}i_0(t) \right]} \right]}{2v_0(t)T_s} \right) \quad (0.180)$$

$$d_2 \leq \begin{cases} 0 & \text{para } d_{23} \leq 0 \\ d_{23} & \text{para } d_{23} \geq 0 \end{cases} \quad (0.181)$$

Terceira forma: A razão cíclica d não é suficiente para fazer com que nenhuma das equações de (0.165) atinja o seu ponto de máximo:

A Fig. 2-32 representa a situação onde nenhum máximo das equações de (0.165) é atingido.

Neste caso, a ondulação de tensão é dada pela direta substituição dos intervalos de tempo máximo $(t_1 - t_0)$ ou $(t_2 - t_1)$ nas suas respectivas equações de (0.165).

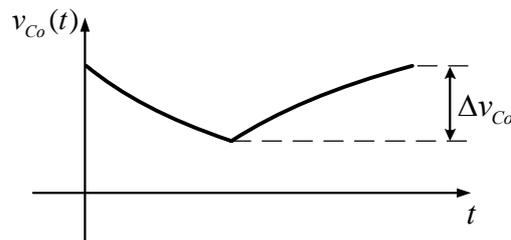


Fig. 2-32 – Terceiro estado da forma de onda da tensão no capacitor em um período de comutação.

A variação de tensão será dada por:

$$\Delta v_{Co3_{\max}}(d) = \frac{i_0(t)T_s d(1-d)}{2C_0(N-d)} \quad (0.182)$$

Considerando as expressões (0.173) e (0.181), o intervalo onde a expressão (0.182) será válida será:

$$d_2 \leq d \leq d_1 \quad (0.183)$$

Quarta forma: A razão cíclica d é suficiente para fazer com que as duas equações de (0.165) atinjam o seu ponto de máximo:

A Fig. 2-33 representa a situação onde os máximos das equações de (0.165) são atingidos.

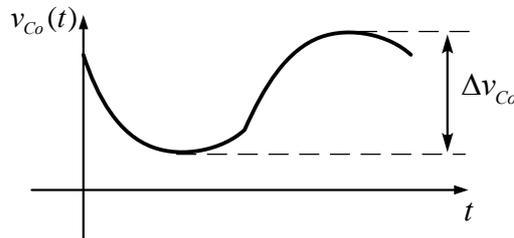


Fig. 2-33 – Quarto estado da forma de onda da tensão no capacitor em um período de comutação.

Neste caso ocorre a maior ondulação de tensão no capacitor, que será dada por:

$$\Delta v_{Co4_{\max}}(t) = \Delta v_{Co2_{\max}}(t) + \left| \Delta v_{Co1_{\max}}(t) \right| + (v_{Co}(t_1) - v_{Co}(t_0)) \quad (0.184)$$

Considerando-se a condição inicial nula ($t_0 = 0$) e a partir das expressões (0.131), (0.165), (0.168), (0.175) e (0.184) obtêm-se:

$$\Delta v_{Co4_{\max}}(d) = \frac{1}{C_0} \left[\frac{i_0(t)^2 N L_{eq}}{2v_0(t)(N-1)(N-d)} + \frac{v_0(t) T_s^2 d(1-d)(N-d)}{32L_{eq} N^2} \right] \quad (0.185)$$

A expressão (0.185) será válida para o intervalo:

$$d_1 \leq d \leq d_2 \quad (0.186)$$

É importante ressaltar que a forma da tensão de saída em um período de comutação é fortemente dependente de $v_0(t)$, $i_0(t)$, L_{eq} , T_s , N , $d(t)$ e, conseqüentemente, existe a possibilidade de alguns casos descritos não acontecerem para toda a faixa de variação de $d(t)$. Assim, o pior caso de ondulação de tensão, que corresponde ao quarto estado, pode nunca ocorrer durante toda a faixa de operação do condicionador e os componentes do circuito que levassem esta condição em consideração estariam superdimensionados.

Para um dimensionamento otimizado do capacitor de saída da topologia proposta, é necessário escrever uma expressão genérica para a ondulação de tensão, em uma faixa de operação pré-definida (valores fixos de v_{0p} , i_{0p} , L_{eq} , T_S e N) e que englobe todas as situações descritas anteriormente. Uma expressão que aglutina todas as expressões de ondulação (0.168), (0.175), (0.182) e (0.185), no intervalo de validade de cada uma delas, pode ser dada por:

$$\Delta v_{Co}(d) = \begin{cases} \Delta v_{Co2_{\max}}(d) & \text{para } 0 \leq d \leq \min(d_1, d_2) \\ \Delta v_{Co3_{\max}}(d) & \text{para } d_2 \leq d \leq d_1 \\ \Delta v_{Co4_{\max}}(d) & \text{para } d_1 \leq d \leq d_2 \\ \Delta v_{Co1_{\max}}(d) & \text{para } \max(d_1, d_2) \leq d \leq 1 \end{cases} \quad (0.187)$$

Os máximos valores de $\Delta v_{Co}(d)$ para a faixa de variação da razão cíclica, ocorrem quando os valores instantâneos de $v_0(t)$, $i_0(t)$ são máximos, ou seja, $v_0(t) = v_{0p}$, $i_0(t) = i_{0p}$. Assim, deve-se analisar a ondulação de tensão para estes casos.

• Ondulação de tensão: modulação a dois níveis versus a três níveis

Com o intuito de verificar o desempenho das duas estratégias de modulação estudadas, dois e três níveis, com relação à ondulação de tensão de saída, plotou-se o gráfico das equações (0.124) e (0.187) em função da razão cíclica. A Fig. 2-34 expressa o resultado obtido para $C_0=10\mu F$, $v_{0p}=311V$, $i_{0p}=15,6A$, $L_{eq}=100\mu H$, $T_S=50\mu s$ e $N=4$.

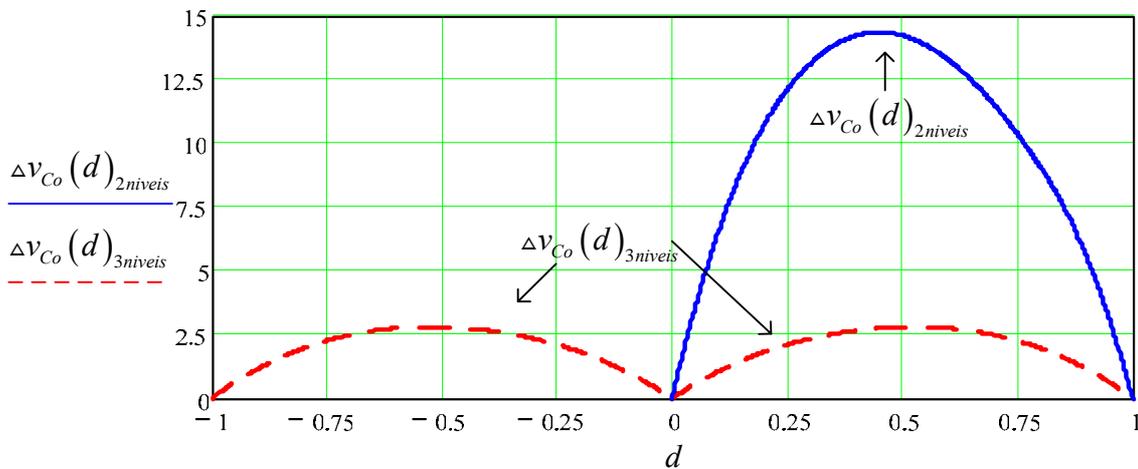


Fig. 2-34 – Ondulação de tensão parametrizada: a dois e a três níveis.

Verifica-se que a ondulação de tensão na modulação a três níveis é bem menor do que na modulação a dois níveis (cerca de cinco vezes). Assim, mais uma vez é demonstrada a superioridade da estratégia a três níveis frente a de dois níveis, pois os elementos do filtro de saída serão reduzidos em peso e volume nesta modulação.

2.6.5 Relação de transformação

O dimensionamento correto da relação de transformação do transformador T no circuito da Fig. 2-1 é de vital importância para o funcionamento desejado da estrutura do condicionador frente a perturbações no sistema, uma vez que age diretamente na tensão de compensação do conversor.

As variações na tensão de alimentação são dadas por:

$$\Delta v_i^+ = \frac{v_{i-\max}(t)}{v_{i-\text{nom}}(t)} - 1 \quad (0.188)$$

$$\Delta v_i^- = 1 - \frac{v_{i-\min}(t)}{v_{i-\text{nom}}(t)} \quad (0.189)$$

Se a tensão de entrada for mínima têm-se:

$$v_{i-\min}(t) = v_{i-\text{nom}}(t)(1 - \Delta v_i^-) \quad (0.190)$$

Se a tensão de entrada for máxima têm-se:

$$v_{i-\max}(t) = v_{i-\text{nom}}(t)(1 + \Delta v_i^+) \quad (0.191)$$

Considerando que o circuito da Fig. 2-1 opere em regime permanente, conforme suposição anterior pode-se estabelecer que as indutâncias de dispersão do transformador e da rede de alimentação serão um curto-circuito e o capacitor de saída um circuito aberto. Assim, a tensão de saída pode ser obtida de acordo com:

$$v_0(t) = \frac{v_{ab}(t)}{N} + v_i(t) \quad (0.192)$$

Onde:

$$v_{ab}(t) = v_0(t) \cdot \begin{cases} 2d(t) - 1 & 0 \leq d(t) \leq 1 \quad \text{para 2 níveis} \\ d(t) & -1 \leq d(t) \leq 1 \quad \text{para 3 níveis} \end{cases} \quad (0.193)$$

E:

$$v_0(t) = v_{i_nom}(t) \quad (0.194)$$

Por substituição chega-se em:

$$N^- = \frac{1}{\Delta v_i^-} \cdot \begin{cases} 2d(t)-1 & 0 \leq d(t) \leq 1 \quad \text{para 2 níveis} \\ d(t) & -1 \leq d(t) \leq 1 \quad \text{para 3 níveis} \end{cases} \quad (0.195)$$

$$N^+ = \frac{1}{\Delta v_i^+} \cdot \begin{cases} 2d(t)-1 & 0 \leq d(t) \leq 1 \quad \text{para 2 níveis} \\ d(t) & -1 \leq d(t) \leq 1 \quad \text{para 3 níveis} \end{cases} \quad (0.196)$$

Em ambos os casos a razão cíclica tenderá aos limites inferior e superior, pois estabelece nesta relação às variações máximas e mínimas da tensão de entrada:

$$N^- = \frac{1}{\Delta v_i^-} \cdot \begin{cases} 2d(t)-1 & d(t) \rightarrow D_{\max} \rightarrow 1 \quad \text{para 2 níveis} \\ d(t) & d(t) \rightarrow D_{\max} \rightarrow 1 \quad \text{para 3 níveis} \end{cases} \quad (0.197)$$

$$N^+ = \frac{1}{\Delta v_i^+} \cdot \begin{cases} 2d(t)-1 & d(t) \rightarrow D_{\min} \rightarrow 0 \quad \text{para 2 níveis} \\ d(t) & d(t) \rightarrow D_{\min} \rightarrow -1 \quad \text{para 3 níveis} \end{cases} \quad (0.198)$$

As expressões (0.197) e (0.198) representam duas equações da relação de transformação N , porém o transformador pode ser implementado por qualquer uma das duas, pois possuem o mesmo valor.

2.7 Conclusão

No capítulo apresentado realizou-se a análise teórica do estágio de potência do condicionador de tensão monofásico escolhido para estudo. Foram apresentadas as principais características da estrutura, englobando as etapas de operação, formas de onda e as estratégias de modulação mais utilizadas.

Além disso, foram obtidas expressões para o ganho estático, as ondulações de corrente e de tensão no filtro de saída, bem como, a relação de transformação N do transformador de isolamento T , estabelecendo assim, uma metodologia de projeto do estágio de potência, que será apresentada em capítulo posterior.

3 – ESTUDO DO ESTÁGIO DE CONTROLE

3.1 Introdução

O principal objetivo do circuito de controle do condicionador é manter a tensão de saída com forma e amplitude satisfatória frente aos diversos tipos de perturbações do sistema. Em outras palavras, o condicionador deve ter estabilidade, robustez e respostas dinâmicas rápidas para uma boa regulação da tensão de saída, independente de variações na tensão de entrada e do tipo de carga (linear ou não-linear).

Existem diferentes técnicas de controle da tensão de saída de um conversor e estas podem ser adaptadas às necessidades da aplicação. Com o intuito de melhorar a resposta do sistema em malha fechada, existem topologias de controle que, além do monitoramento da tensão de saída, se valem do monitoramento da corrente do filtro de saída do conversor, capacitor de saída e até mesmo da corrente de carga do sistema. Várias estratégias de controle são apresentadas em [13], [14], [15], [16] e [17].

Neste capítulo será estudada uma estratégia de controle linear, onde será desenvolvido o projeto de uma malha de controle da tensão de saída do condicionador, bem como da corrente magnetizante do transformador, visando assim uma tensão regulada e conformada, independente do tipo de carga.

3.2 Técnica de Controle da Tensão de Saída

A técnica de controle da tensão de saída do conversor escolhida foi a do tipo realimentada, que consiste em amostrar a tensão de saída subtraindo-a de uma tensão de referência, com formato e amplitude adequados. O sinal de erro resultante é aplicado em um compensador, adequadamente projetado que, por sua vez gera uma tensão de controle, que será comparada com sinais de um modulador para produção de pulsos *PWM*. Os pulsos gerados passam por um circuito de comando (*drivers*) para serem ajustados com forma e amplitude apropriadas para o comando dos interruptores do conversor e do tempo morto.

Como vantagem esta técnica possui a simplicidade, facilidade de implementação e bom desempenho dinâmico. Como desvantagem, os distúrbios na tensão de entrada e na carga não serão eliminados antes dos seus efeitos aparecerem na tensão de saída. O diagrama básico da estrutura de controle é apresentado na Fig. 3-1.

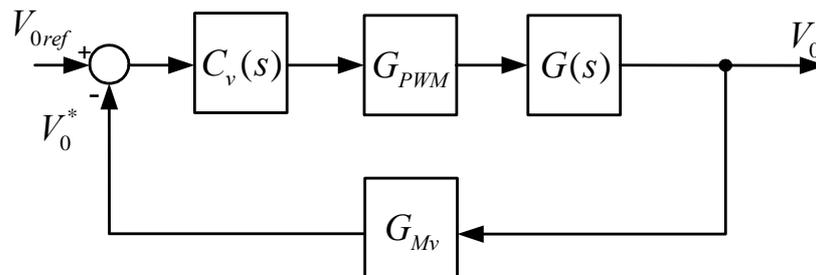


Fig. 3-1 – Malha de controle de tensão.

Onde:

- $G(s)$ → Modelo por valores médios instantâneos da planta: $v_0(s)/d(s)$;
- $C_v(s)$ → Compensador de tensão;
- G_{PWM} → Ganho do modulador PWM;
- G_{Mv} → Ganho do medidor de tensão.

O projeto do condicionador de tensão depende do tipo de carga que será empregada. Para cargas lineares, tais como cargas resistivas e resistivo-indutivas, não há maiores problemas para o projeto. No entanto, para cargas não-lineares, o conhecimento dos limites extremos de tensão de entrada e corrente solicitados por elas, é de vital importância para a realização de um projeto robusto.

Um fato importante a ser levado em consideração é que na saída da parte inversora do condicionador existe um transformador de baixa frequência que, por sua vez, possui problemas com o valor médio de corrente. Isto ocorre quando há valor médio de tensão no seu enrolamento primário, podendo levá-lo à saturação.

A componente *cc* da corrente na saída do inversor será limitada apenas pela resistência dos condutores e enrolamento do transformador, que são caracterizadas por possuir baixa resistência ôhmica. Conseqüentemente, a corrente elétrica tenderá a altos valores, que poderão ser destrutivos aos semicondutores do conversor.

O valor médio de tensão também causa problema no circuito de controle com tensão amostrada. Caso a tensão de referência possua um valor médio e o compensador de tensão tenha característica integradora, este será levado à saturação, pois não conseguirá eliminá-lo. O compensador será insensível a tensões médias geradas no primário do transformador, causadas por assimetrias dos elementos de potência, pelo processo de modulação ou pelos comandos dos interruptores, pois as mesmas não aparecem na saída. Em ambos os casos o sistema pode ser levado à instabilidade e funcionamento incorreto.

A solução adotada para resolver este problema consiste em inserir mais uma malha de controle que monitore a corrente no primário do transformador e gere um sinal de controle, atuando no inversor para que não se tenha valor médio de tensão no transformador. Uma estrutura de controle é proposta em [1], que pode ser descrita conforme a Fig. 3-2.

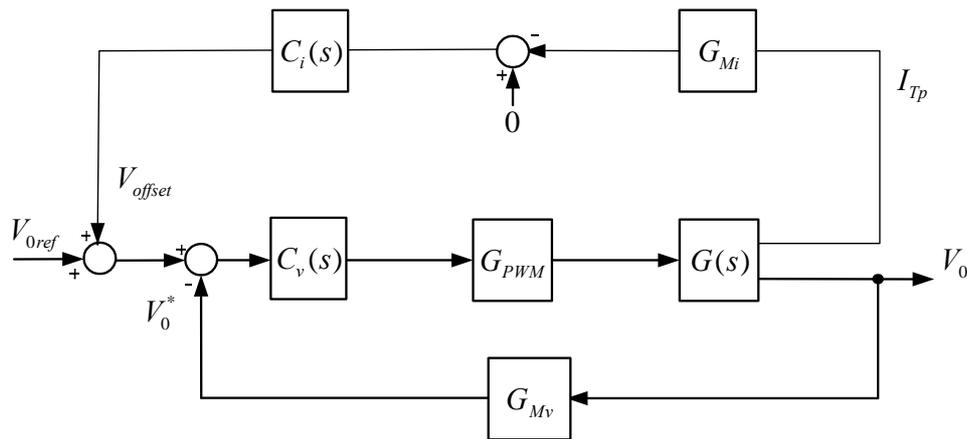


Fig. 3-2 – Diagrama de controle.

Onde:

- $C_i(s)$ → Compensador de corrente;
- G_{Mi} → Medidor de corrente.

3.3 Modelamento Matemático do Condicionador de Tensão

É importante ressaltar que o modelamento matemático do conversor depende do tipo de modulação empregada para o comando dos interruptores, por isso realiza-se o modelo para a função de modulação *PWM* retangular a três níveis.

Existem duas funções de transferência básicas que abrangem os pontos de interesse no controle do conversor, uma que relaciona a tensão de saída com a função de modulação e outra que envolve a corrente do primário do transformador. Para a análise da resposta da saída do sistema frente à variações na rede de alimentação, modela-se também a função que relaciona a tensão de saída com a de entrada.

São efetuadas as seguintes simplificações gerais para os modelos: são considerados os valores médios das grandezas de interesse dentro de um intervalo de comutação; os interruptores e diodos são ideais; as resistências séries equivalentes dos indutores e capacitores são desconsideradas; a carga é linear e resistiva; a frequência de comutação é muito maior do que a frequência da rede ($f_s \gg f_r$). Com isso, estipula-se que as tensões $v_i(t)$ e $v_o(t)$ permanecem constante em um período de comutação.

3.3.1 Modelo do conversor como interruptor PWM

A comutação dos interruptores do condicionador transforma o conversor em um circuito elétrico não-linear. Para linearizá-lo usa-se um modelo de interruptor PWM de Vorpérian [8], onde se estabelece três terminais: o terminal ativo (*a*), o terminal comum (*c*) e o terminal passivo (*p*). Assim, o circuito condicionador da Fig. 3-3 operando com modulação a três níveis pode ser re-desenhado conforme o circuito da Fig. 3-4.

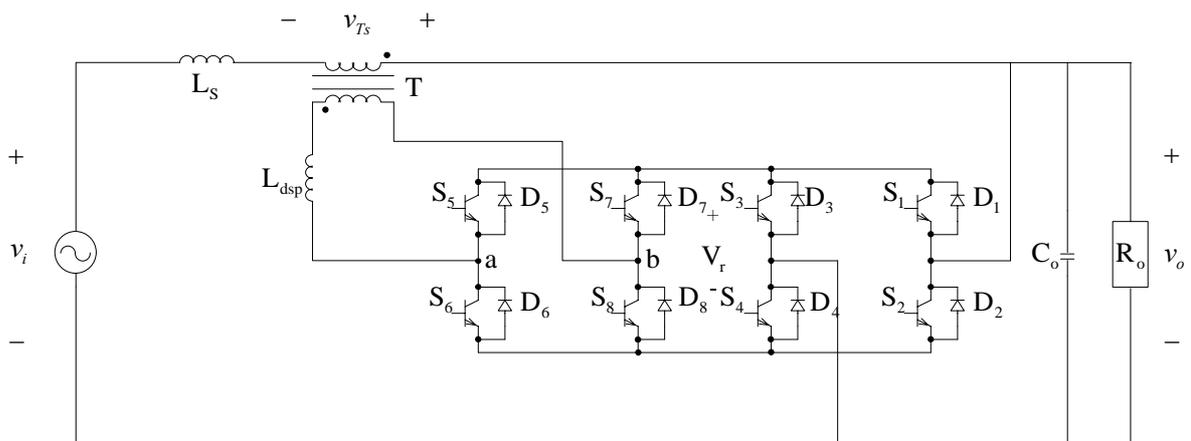


Fig. 3-3 – Circuito condicionado de tensão.

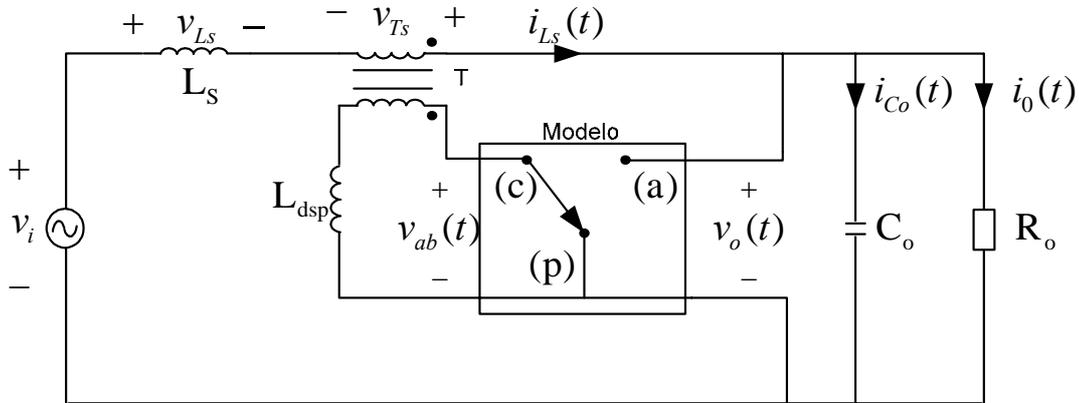


Fig. 3-4 – Circuito condicionador aplicando o modelo de interruptor.

As relações entre tensões e correntes nos três pontos do interruptor *PWM* são dadas por:

$$i_a(t) = \begin{cases} i_c(t) & 0 \leq t \leq d(t)T_s \\ 0 & d(t)T_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (0.199)$$

$$v_{cp}(t) = \begin{cases} v_{ap}(t) & 0 \leq t \leq d(t)T_s \\ 0 & d(t)T_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (0.200)$$

As relações anteriores representam os valores instantâneos da corrente e da tensão. Os valores médios das mesmas são:

$$I_a = I_c d(t) \quad (0.201)$$

$$V_{cp} = V_{ap} d(t) \quad (0.202)$$

Com as expressões (0.201) e (0.202) pode-se representar o comportamento do conversor. No entanto, é necessário definir o ponto de operação do mesmo. Assim, aplica-se uma pequena perturbação para linearizar o modelo:

$$I_a = I_a + \hat{i}_a, \text{ com } |I_a| \gg |\hat{i}_a| \quad (0.203)$$

$$I_c = I_c + \hat{i}_c, \text{ com } |I_c| \gg |\hat{i}_c| \quad (0.204)$$

$$V_{cp} = V_{cp} + \hat{v}_{cp}, \text{ com } |V_{cp}| \gg |\hat{v}_{cp}| \quad (0.205)$$

$$V_{ap} = V_{ap} + \hat{v}_{ap}, \text{ com } |V_{ap}| \gg |\hat{v}_{ap}| \quad (0.206)$$

$$d(t) = D \quad (0.207)$$

Pela substituição das expressões (0.203) a (0.207) em (0.201) e (0.202), obtém-se:

$$\hat{i}_a = \hat{i}_c D \quad (0.208)$$

$$\hat{v}_{cp} = \hat{v}_{ap} D \quad (0.209)$$

O circuito que representa as expressões (0.208) e (0.209) é mostrado na Fig. 3-5. Este consiste em um transformador *cc* idealizado com relação $(d(t):1)$, capaz de transferir tensões contínuas. Assim, ele pode ser usado para obter o ganho estático do conversor, já que este modelo representa tensões e correntes médias nos terminais *c*, *a* e *p* do interruptor *PWM*.

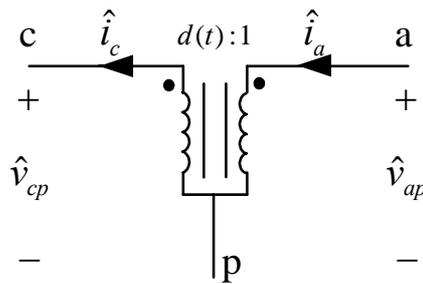


Fig. 3-5 – Circuito equivalente do interruptor *PWM*.

Para determinar a função de transferência do conversor, ou seja, a expressão que representa a resposta do conversor às variações na largura de pulso dos sinais de comando, deve-se causar uma perturbação em $d(t)$ nas equações (0.208) e (0.209), considerando as demais perturbações em (0.203) a (0.207).

$$d(t) = D + \hat{d}, \text{ com } |D| \gg |\hat{d}| \quad (0.210)$$

$$\hat{i}_a = I_c \hat{d} + \hat{i}_c D + \hat{i}_c \hat{d} \quad (0.211)$$

$$\hat{v}_{cp} = V_{ap} \hat{d} + \hat{v}_{ap} D + \hat{v}_{ap} \hat{d} \quad (0.212)$$

Observa-se que nas expressões (0.211) e (0.212) os termos $\hat{d}\hat{i}_c$ e $\hat{d}\hat{v}_{ap}$ são muito pequenos, se comparados aos outros termos, e podem ser suprimidos. Reescrevem-se estas equações para obter:

$$\hat{i}_a = I_c \hat{d} + \hat{i}_c D \quad (0.213)$$

$$\hat{v}_{ap} = \frac{\hat{v}_{cp}}{D} - \frac{V_{ap} \hat{d}}{D} \quad (0.214)$$

Desta forma, o modelo equivalente do interruptor para variações na razão cíclica é mostrado na Fig. 3-6.

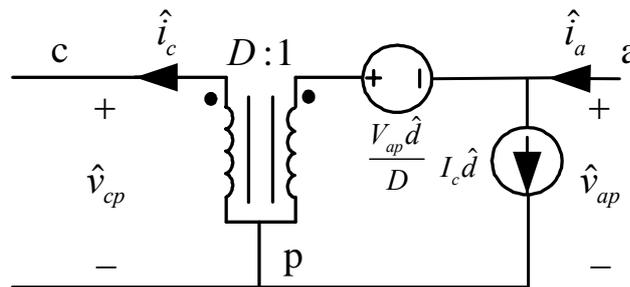


Fig. 3-6 – Modelo do interruptor PWM para variações em $d(t)$.

3.3.2 Ganho estático do conversor

O ganho estático do conversor pode ser obtido por meio do modelo do interruptor PWM (Fig. 3-5) acoplado ao circuito da Fig. 3-4. O circuito equivalente simplificado é mostrado na Fig. 3-7. Nota-se que os elementos reativos e capacitivos foram retirados do circuito, pois a tensão média no indutor e a corrente média no capacitor idealizado são nulas.

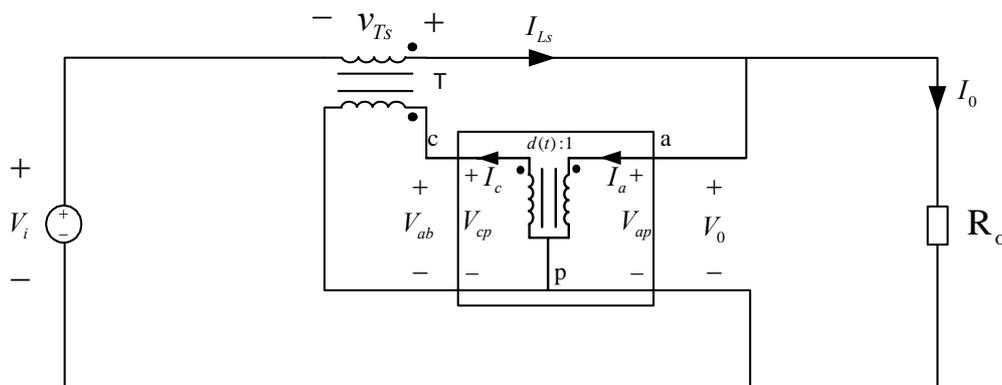


Fig. 3-7 – Conversor com modelo do interruptor PWM.

Do circuito tiram-se as relações:

$$V_{ap} = V_o \quad (0.215)$$

$$V_{cp} = d(t)V_{ap} = d(t)V_0 \quad (0.216)$$

$$v_{Ts}(t) = \frac{V_{cp}}{N} = \frac{d(t)V_0}{N} \quad (0.217)$$

$$-V_i - v_{Ts}(t) + V_0 = 0 \quad (0.218)$$

$$V_0(t) = V_i + v_{Ts}(t) = V_i + \frac{d(t)V_0}{N} \quad (0.219)$$

$$V_0 \left(1 - \frac{d(t)}{N}\right) = V_i \quad (0.220)$$

$$g(t) = \frac{V_0}{V_i} = \frac{N}{N - d(t)} \quad (0.221)$$

$$I_{Ls} = NI_c \quad (0.222)$$

$$I_a = d(t)I_c \quad (0.223)$$

$$i_{Ls}(t) = I_a + I_0 \quad (0.224)$$

$$NI_c = d(t)I_c + I_0 \quad (0.225)$$

$$I_c = \frac{I_0}{N - d(t)} \quad (0.226)$$

3.3.3 Funções de Transferência do conversor

• Função de Transferência \hat{v}_0/\hat{d} e \hat{i}_c/\hat{d}

Para obter a expressão que representa a resposta do conversor frente às variações na largura de pulso dos sinais de comando, usa-se o modelo do interruptor *PWM* mostrado na Fig. 3-6.

Para simplificar, negligencia-se a resistência série equivalente do capacitor de saída, bem como as resistências de enrolamento do transformador e da rede de alimentação. As indutâncias de dispersão do transformador e de saída do inversor serão

referidas ao secundário, em série com a indutância da rede. A associação destas indutâncias será representada pelo indutor equivalente L_{eq} .

O circuito equivalente do conversor usando o modelo de interruptor PWM é apresentado na Fig. 3-8. Nesta análise desconsideram-se perturbações na fonte de alimentação.

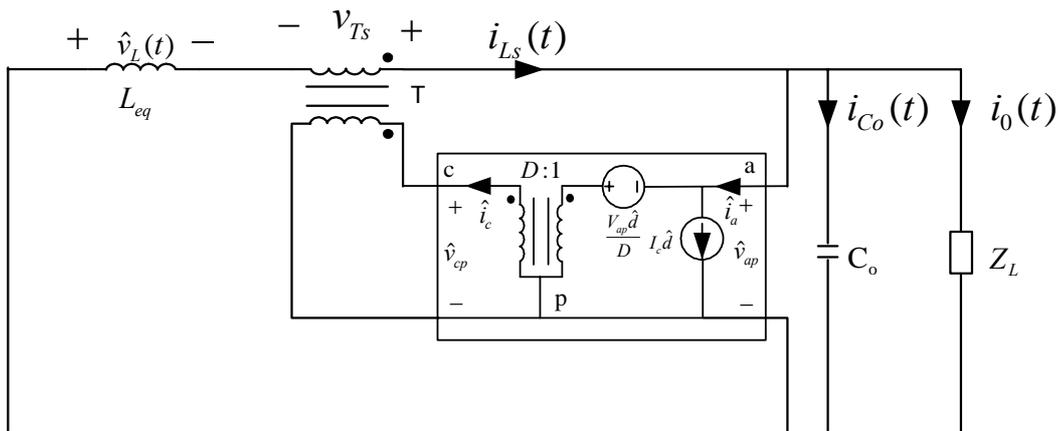


Fig. 3-8 – Conversor com modelo do interruptor PWM.

Do circuito tiram-se as relações:

$$-\hat{v}_{ap} + \frac{V_{ap}}{D} \hat{d} + \hat{v}_0 = 0 \quad (0.227)$$

$$\frac{\hat{v}_{cp}}{D} = \frac{V_{ap}}{D} \hat{d} + \hat{v}_0 \quad (0.228)$$

$$\hat{v}_{cp} = V_{ap} \hat{d} + D \hat{v}_0 \quad (0.229)$$

$$v_{Ts}(t) = \frac{\hat{v}_{cp}}{N} \quad (0.230)$$

$$v_{Ts}(t) = \frac{V_{ap}}{N} \hat{d} + \frac{D}{N} \hat{v}_0 \quad (0.231)$$

$$\hat{v}_L(t) - v_{Ts}(t) + \hat{v}_0 = 0 \quad (0.232)$$

$$\hat{v}_L(t) = \frac{V_{ap}}{N} \hat{d} + \frac{D}{N} \hat{v}_0 - \hat{v}_0 \quad (0.233)$$

$$\hat{v}_L(t) = \frac{V_{ap}}{N} \hat{d} + \left(\frac{D-N}{N}\right) \hat{v}_0 \quad (0.234)$$

$$\hat{v}_L(s) = sL_{eq} \hat{i}_{Ls}(s) = sL_{eq} N \hat{i}_c(s) \quad (0.235)$$

$$\hat{i}_{Ls} = \hat{i}_a + \hat{i}_{C0} + \hat{i}_0 = N \hat{i}_c \quad (0.236)$$

$$\hat{i}_a = I_c \hat{d} + \hat{i}_c D \quad (0.237)$$

$$\hat{i}_{C0}(s) = sC_0 \hat{v}_0(s) \quad (0.238)$$

$$\hat{i}_0 = \frac{\hat{v}_0}{Z_L} \quad (0.239)$$

$$N \hat{i}_c(s) = I_c \hat{d}(s) + \hat{i}_c(s) D + sC_0 \hat{v}_0(s) + \frac{\hat{v}_0(s)}{Z_L} \quad (0.240)$$

$$\hat{i}_c(s) = \frac{I_c \hat{d}(s) + \left(\frac{sC_0 Z_L + 1}{Z_L}\right) \hat{v}_0(s)}{N - D} \quad (0.241)$$

A partir das expressões (0.234), (0.235) e (0.241), tem-se:

$$\frac{V_{ap}}{N} \hat{d}(s) + \left(\frac{D-N}{N}\right) \hat{v}_0(s) = sL_{eq} N \left[\frac{I_c \hat{d}(s) + \left(\frac{sC_0 Z_L + 1}{Z_L}\right) \hat{v}_0(s)}{N - D} \right] \quad (0.242)$$

$$G(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-sL_{eq} N^2 I_c Z_L - Z_L V_{ap} (D - N)}{s^2 C_0 Z_L L_{eq} N^2 + sL_{eq} N^2 + Z_L (D - N)^2} \quad (0.243)$$

A equação (0.238) pode ser reescrita como:

$$\frac{\hat{i}_{C0}(s)}{\hat{d}(s)} = sC_0 \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)} = sC_0 G(s) \quad (0.244)$$

E, a partir de (0.241), têm-se:

$$\frac{\hat{i}_c(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{I_c + \left(\frac{sC_0 Z_L + 1}{Z_L}\right) \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)}}{N - D} = \frac{I_c + \left(\frac{sC_0 Z_L + 1}{Z_L}\right) G(s)}{N - D} \quad (0.245)$$

$$I_c(s) = \frac{\hat{i}_c(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{sC_0Z_LV_{ap} + (V_{ap} - Z_LI_c(D-N))}{s^2C_0Z_LL_{eq}N^2 + sL_{eq}N^2 + Z_L(D-N)^2} \quad (0.246)$$

• **Função de Transferência** \hat{v}_0 / \hat{v}_i

Para obter a expressão que representa a resposta do conversor frente às variações na tensão da fonte de alimentação, deve ser usado o modelo do interruptor *PWM* mostrado na Fig. 3-5, conforme o circuito equivalente da Fig. 3-9. Nesta análise desconsideram-se perturbações na razão cíclica $d(t)$.

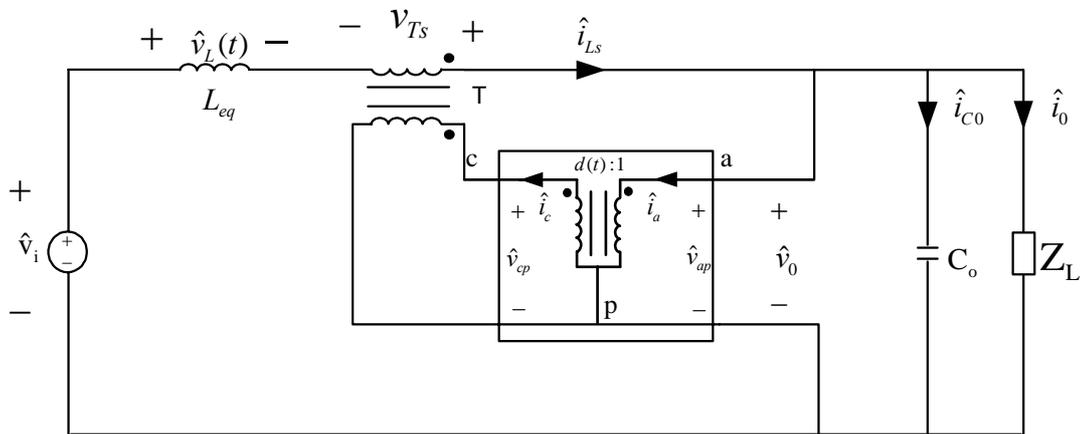


Fig. 3-9 – Conversor com modelo do interruptor *PWM*.

Do circuito tiram-se as relações:

$$-\hat{v}_i + \hat{v}_L - v_{Ts}(t) + \hat{v}_0 = 0 \quad (0.247)$$

$$v_{Ts}(t) = \frac{\hat{v}_{cp}}{N} \quad (0.248)$$

$$\hat{v}_{cp} = D\hat{v}_0 \quad (0.249)$$

$$-\hat{v}_i + \hat{v}_L - \frac{D\hat{v}_0}{N} + \hat{v}_0 = 0 \quad (0.250)$$

$$\hat{v}_L(t) = \hat{v}_i + \left(\frac{D-N}{N}\right)\hat{v}_0 \quad (0.251)$$

$$\hat{v}_L(s) = sL_{eq}\hat{i}_{Ls}(s) = sL_{eq}N\hat{i}_c(s) \quad (0.252)$$

$$\hat{i}_{Ls} = \hat{i}_a + \hat{i}_{C_0} + \hat{i}_0 = N\hat{i}_c \quad (0.253)$$

$$\hat{i}_a = \hat{i}_c D \quad (0.254)$$

$$\hat{i}_{C_0}(s) = sC_0\hat{v}_0(s) \quad (0.255)$$

$$\hat{i}_0 = \frac{\hat{v}_0}{Z_L} \quad (0.256)$$

$$N\hat{i}_c(s) = \hat{i}_c(s)D + sC_0\hat{v}_0(s) + \frac{\hat{v}_0(s)}{Z_L} \quad (0.257)$$

$$\hat{i}_c(s) = \frac{\left(\frac{sC_0Z_L + 1}{Z_L}\right)\hat{v}_0(s)}{N - D} \quad (0.258)$$

A partir das expressões (0.251), (0.252) e (0.258), tem-se:

$$\hat{v}_i(s) + \left(\frac{D - N}{N}\right)\hat{v}_0(s) = sL_{eq}N \left[\frac{\left(\frac{sC_0Z_L + 1}{Z_L}\right)\hat{v}_0(s)}{N - D} \right] \quad (0.259)$$

$$F(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{v}_i(s)} = \frac{Z_L N (N - D)}{s^2 C_0 Z_L L_{eq} N^2 + s L_{eq} N^2 + Z_L (N - D)^2} \quad (0.260)$$

3.3.4 Estudo Analítico das Funções de Transferência do conversor

Como observado em (0.243) e (0.246), a presença da impedância de linha em conjunto com a dispersão do transformador faz com que as funções de transferência $G(s)$ e $I_c(s)$ apresentem zeros no numerador.

Na prática, em conversores *ca-ca* conectados na rede de energia elétrica, ao se aplicar um degrau positivo na razão cíclica ($d(t)$), provoca-se um aumento na tensão de compensação e também na corrente de entrada do conversor, que circulando pela impedância de rede e dispersão do transformador provoca uma queda de tensão e, assim, durante um intervalo t_A (Fig. 3-12), a tensão de saída diminui, para depois aumentar até seu valor final. Desta forma, este efeito pode ser interpretado como um atraso na resposta da

tensão de saída frente às variações na razão cíclica. Em termos de controle isso é modelado como um zero na função de transferência $G(s)$ do conversor.

Se o sistema estiver operando em malha fechada, durante o intervalo de tempo em que a tensão de saída decresce, logo após o degrau positivo em $d(t)$, o compensador tenderá aumentar ainda mais a tensão de controle, para levar a tensão de saída ao valor especificado. Com isto, a corrente solicitada da rede aumenta ainda mais, aumentando a queda de tensão nas não-idealidades, diminuindo a tensão de saída, o contrário do que o controle almeja, caracterizando uma instabilidade transitória do sistema.

Na seqüência será realizado um estudo analítico das funções de transferências a fim de verificar a dinâmica do conversor modelado.

• Função de Transferência \hat{v}_0 / \hat{d}

A partir das expressões (0.215), (0.226) e (0.243), para carga puramente resistiva, obtém-se a expressão que relaciona \hat{v}_0 / \hat{d} como:

$$G(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-sL_{eq}N^2 \frac{V_0}{N-D} - R_0V_0(D-N)}{s^2C_0R_0L_{eq}N^2 + sL_{eq}N^2 + R_0(D-N)^2} \quad (0.261)$$

Por manipulação algébrica pode-se escrever (0.261) como:

$$G(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)} = K \left(\frac{1 - \frac{2\xi s}{\omega_n}}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi s}{\omega_n} + 1} \right) \quad (0.262)$$

Onde:

$$K = \frac{V_0}{N-D} \quad (0.263)$$

$$\xi = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_0}} \cdot \frac{N}{2R_0(N-D)} \quad (0.264)$$

$$\omega_n = \frac{N - D}{N\sqrt{L_{eq}C_0}} \quad (0.265)$$

Os valores de pólos e zeros da função de transferência (0.262) são dados por:

$$pólo_1 = \left(-\xi + \sqrt{\xi^2 - 1}\right)\omega_n \quad (0.266)$$

$$pólo_2 = \left(-\xi - \sqrt{\xi^2 - 1}\right)\omega_n \quad (0.267)$$

$$zero_1 = +\frac{\omega_n}{2\xi} \quad (0.268)$$

Analisando a configuração de pólos e zeros, observa-se que a expressão em análise corresponde a de um *sistema de fase não mínima*, pois possui um zero no semiplano direito do plano s , cuja característica marcante é ter a resposta transitória começando em sentido oposto ao do degrau de entrada aplicado e, finalmente, retornando no mesmo sentido. A Fig. 3-10 mostra um gráfico genérico do lugar das raízes para o sistema (0.262), onde se verifica que se o ganho K_c for menor que $1/K$ o sistema será estável.

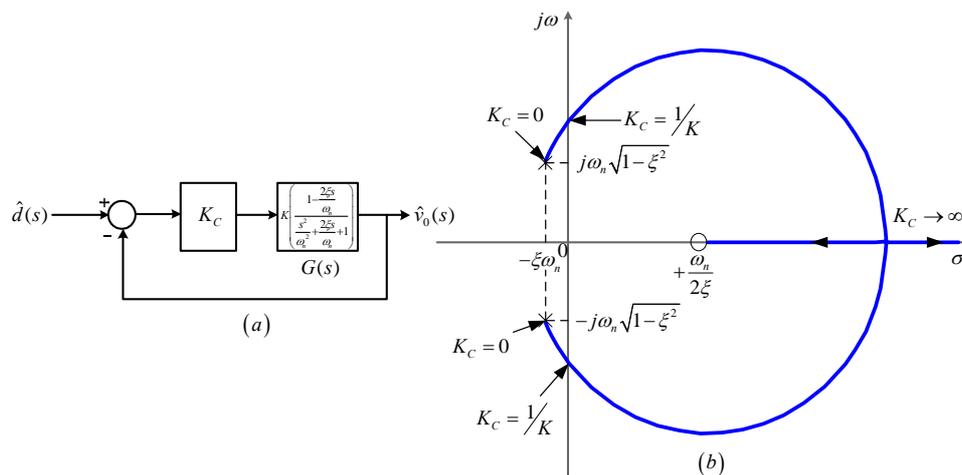


Fig. 3-10 – (a) Sistema de fase não mínima; (b) gráfico genérico do lugar das raízes.

Com o intuito de analisar a dinâmica do sistema, considera-se como entrada $\hat{d}(s)$ um sinal do tipo degrau unitário, obtendo como saída a expressão (0.269).

$$\hat{v}_0(s) = K \left(\frac{\omega_n^2}{s(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} - \frac{2\xi\omega_n}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \right) \quad (0.269)$$

A resposta temporal do sistema será dada pela transformada inversa de *Laplace* da expressão (0.269), que pode ser facilmente determinada se ela for escrita como:

$$\hat{v}_0(s) = K \left(\left(\frac{1}{s} - \frac{s + \xi\omega_n}{(s + \xi\omega_n)^2 + \omega_d^2} - \frac{\xi\omega_n}{(s + \xi\omega_n)^2 + \omega_d^2} \right) - \left(\frac{2\xi\omega_n}{(s + \xi\omega_n)^2 + \omega_d^2} \right) \right) \quad (0.270)$$

Onde:

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \quad (0.271)$$

Assim, a transformada inversa de *Laplace* da expressão (0.270) é:

$$v_0(t) = K \left(\left(1 - e^{-\xi\omega_n t} \left(\cos \omega_d t + \frac{\xi}{\sqrt{1 - \xi^2}} \operatorname{sen} \omega_d t \right) \right) - \left(\frac{2\xi}{\sqrt{1 - \xi^2}} e^{-\xi\omega_n t} \operatorname{sen} \omega_d t \right) \right), \text{ para } t \geq 0 \quad (0.272)$$

Ou:

$$v_0(t) = K \left(1 - e^{-\xi\omega_n t} \left(\cos \omega_d t + \frac{3\xi}{\sqrt{1 - \xi^2}} \operatorname{sen} \omega_d t \right) \right), \text{ para } t \geq 0 \quad (0.273)$$

A Fig. 3-11 mostra uma família de curvas $v_0(t)$ como resposta ao degrau unitário para diversos valores de ξ , onde a abscissa é a variável adimensional $\omega_n t$ (com ω_n constante). É importante ressaltar que o valor de ξ está intimamente ligado à carga do sistema, como pode ser verificado na expressão (0.264). Este efeito será discutido no item 3.3.5. Considera-se que o sistema está inicialmente em repouso.

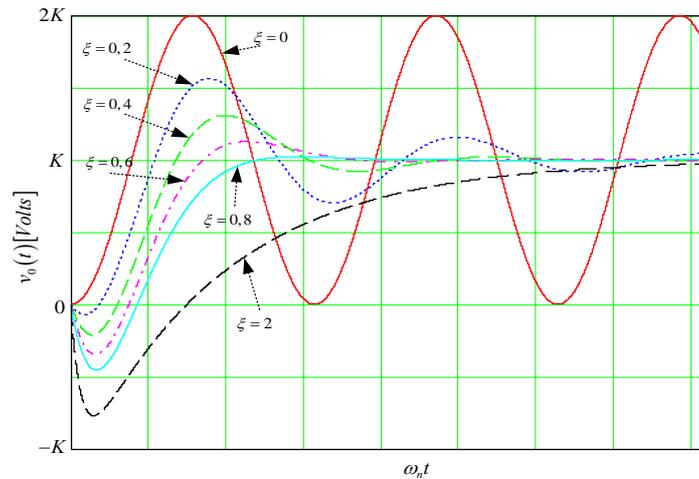


Fig. 3-11 – Curvas de resposta ao degrau unitário do sistema em estudo.

O sistema possui o comportamento de um sistema de segunda ordem típico, onde ξ representa o amortecimento do sistema. A diferença é que há um atraso devido ao funcionamento indesejado no início da resposta ao degrau, conseqüência da existência de um zero positivo na função de transferência. Assim, é possível concluir que este tipo de sistema possui resposta naturalmente lenta e, para um projeto onde a rapidez de resposta for de fundamental importância, deve-se tentar diminuir o efeito deste retardo ao máximo.

Observa-se também que, quando o coeficiente de amortecimento é nulo ($\xi = 0$), o sistema fica oscilatório porém, na prática, devido à existência das resistências parasitas, principalmente da rede de alimentação e transformador, o sistema sempre apresentará amortecimento.

O valor do zero positivo do sistema é dado por (0.268) e depende dos parâmetros ξ e ω_n . Pela Fig. 3-11 observa-se que quanto mais próximo da origem do plano s estiver o zero ($\xi \rightarrow$ grande e/ou $\omega_n \rightarrow$ pequeno) maior será o atraso. Para diminuir o atraso é necessário posicionar o zero em um valor distante da origem ($\xi \rightarrow$ pequeno e/ou $\omega_n \rightarrow$ grande). Para eliminá-lo, seria necessário posicionar o zero no semiplano esquerdo, ou seja, torná-lo negativo.

Para uma perfeita análise das características da resposta transitória do sistema a um degrau, é importante especificar os componentes indicados na Fig. 3-12, onde se considera que o sistema seja subamortecido ($0 < \xi < 1$).

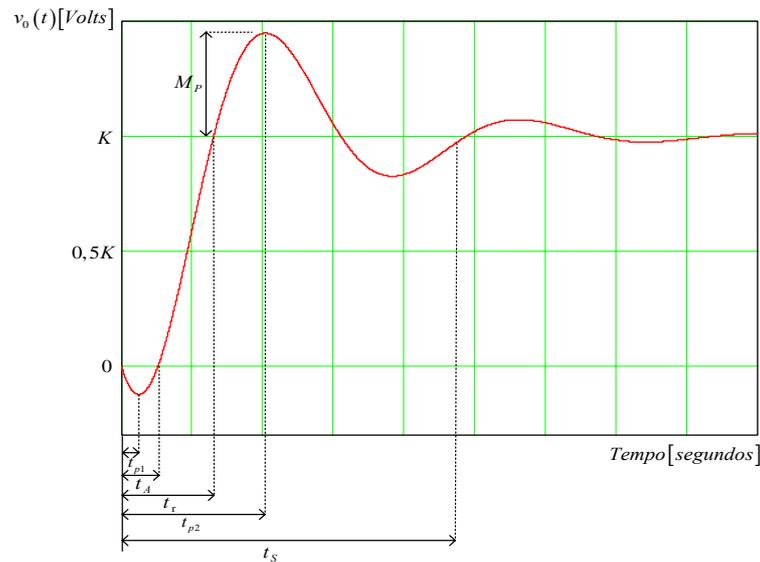


Fig. 3-12 – Curva de resposta ao degrau unitário do sistema em estudo.

As variáveis especificadas em função de ξ e ω_n são:

Tempo de atraso t_A :

A partir da expressão (0.273), obtém-se o tempo de atraso t_A , fazendo $v_0(t_A) = 0$ para $t > 0$.

$$v_0(t) = 0 = K \left(1 - e^{-\xi\omega_n t_A} \left(\cos \omega_d t_A + \frac{3\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \text{sen} \omega_d t_A \right) \right) \quad (0.274)$$

$$e^{\xi\omega_n t_A} = \left(\cos \omega_d t_A + \frac{3\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \text{sen} \omega_d t_A \right) \quad (0.275)$$

$$t_A = \frac{1}{\xi\omega_n} \ln \left(\cos \omega_d t_A + \frac{3\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \text{sen} \omega_d t_A \right) \quad (0.276)$$

Com a expressão (0.276) esboça-se o ábaco da Fig. 3-13, que determina o comportamento do tempo de atraso em segundos como função de ξ e ω_n .

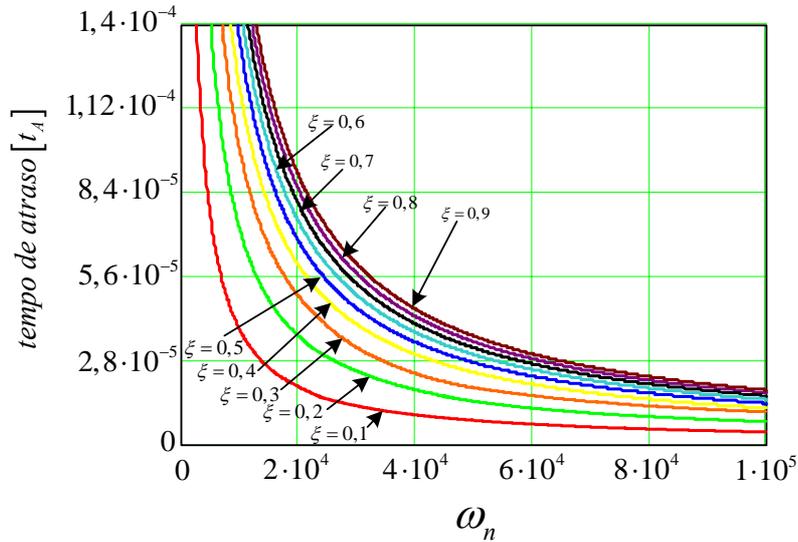


Fig. 3-13 – Ábaco para cálculo do tempo de atraso.

Tempo de subida t_r :

A partir da expressão (0.273), obtêm-se o tempo de subida t_r , fazendo $v_0(t_r) = K$.

$$v_0(t) = K = K \left(1 - e^{-\xi\omega_n t_r} \left(\cos \omega_d t_r + \frac{3\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \text{sen} \omega_d t_r \right) \right) \quad (0.277)$$

Como $e^{-\xi\omega_n t_r} \neq 0$, obtêm-se a partir de (0.277):

$$0 = \cos \omega_d t_r + \frac{3\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \text{sen} \omega_d t_r \quad (0.278)$$

$$\tan \omega_d t_r = -\frac{\sqrt{1-\xi^2}}{3\xi} = -\frac{\omega_d}{3\xi\omega_n} \quad (0.279)$$

$$t_r = \frac{1}{\omega_d} \text{arc tan} \left(-\frac{\sqrt{1-\xi^2}}{3\xi} \right) = \frac{1}{\omega_d} \left(\pi - \text{arc tan} \left(\frac{\sqrt{1-\xi^2}}{3\xi} \right) \right) \quad (0.280)$$

Pela análise da expressão (0.280), para um menor valor de t_r , ω_d dever ser maior.

Tempo de pico t_{p1} e t_{p2} :

Com auxílio da expressão (0.273), obtêm-se os tempos de pico t_{p1} e t_{p2} , que correspondem respectivamente ao ponto de mínimo e de máximo, a partir da diferenciação de $v_0(t)$ em relação ao tempo e igualando essa derivada a zero.

$$\frac{dv_0}{dt} = \xi\omega_n e^{-\xi\omega_n t} \left(\cos \omega_d t + \frac{3\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \text{sen} \omega_d t \right) + e^{-\xi\omega_n t} \left(\omega_d \text{sen} \omega_d t - \frac{3\xi\omega_d}{\sqrt{1-\xi^2}} \cos \omega_d t \right) = 0 \quad (0.281)$$

$$\left. \frac{dv_0}{dt} \right|_{t=t_{p1}} = \frac{\omega_n (1+2\xi^2)}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega_n t_{p1}} \text{sen} \omega_d t_{p1} - 2\xi\omega_n e^{-\xi\omega_n t_{p1}} \cos \omega_d t_{p1} = 0 \quad (0.282)$$

$$t_{p1} = \frac{1}{\omega_d} \text{arc tan} \left(\frac{2\xi\omega_d}{\omega_n (1+2\xi^2)} \right) \quad (0.283)$$

$$t_{p2} = \frac{1}{\omega_d} \left(\pi + \text{arc tan} \left(\frac{2\xi\omega_d}{\omega_n (1+2\xi^2)} \right) \right) \quad (0.284)$$

Pela análise das expressões (0.283) e (0.284), para um menor valor de t_{p1} e t_{p2} , ω_d dever ser maior.

Máximo sobressinal M_p :

O máximo sobressinal ocorre no tempo de pico máximo (0.284) e utilizando (0.273) será dado por:

$$M_p = \frac{v_0(t_{p2}) - v_0(\infty)}{v_0(\infty)} \quad (0.285)$$

Tempo de acomodação t_s :

Analisando a expressão (0.273) observa-se que a curva de resposta transitória tem rapidez de decaimento dependente da constante de tempo dada por $\frac{1}{\xi\omega_n}$. O tempo de acomodação corresponde a uma faixa de tolerância de $\pm 2\%$ ou $\pm 5\%$ e pode ser medido em termos desta constante de tempo. Para $0 < \xi < 0,9$, por comparação (Fig. 3-11) define-se os valores de tempo de acomodação t_s como sendo:

$$t_s = \frac{4}{\xi\omega_n} + t_A \quad (\text{critério de 2\%}) \quad (0.286)$$

$$t_s = \frac{3}{\xi\omega_n} + t_A \quad (\text{critério de 5\%}) \quad (0.287)$$

• **Função de Transferência** $\frac{\hat{i}_c}{\hat{d}}$

A partir das expressões (0.215), (0.226) e (0.246), para carga puramente resistiva, obtém-se a expressão que relaciona $\frac{\hat{i}_c}{\hat{d}}$ como:

$$\frac{\hat{i}_c(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{sC_0R_0V_0 + 2V_0}{s^2C_0R_0L_{eq}N^2 + sL_{eq}N^2 + R_0(D - N)^2} \quad (0.288)$$

Por manipulação algébrica pode-se escrever (0.288) como:

$$I_c(s) = \frac{\hat{i}_c(s)}{\hat{d}(s)} = K \left(\frac{\frac{s}{\omega_n} + 1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi s}{\omega_n} + 1} \right) \quad (0.289)$$

Onde:

$$K = \frac{2V_0}{R_0(N - D)^2} = \sqrt{\frac{C_0}{L_{eq}}} \cdot \frac{4V_0\xi}{N(N - D)} \quad (0.290)$$

$$\xi = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_0}} \cdot \frac{N}{2R_0(N - D)} \quad (0.291)$$

$$\omega_n = \frac{N - D}{N\sqrt{L_{eq}C_0}} \quad (0.292)$$

Os valores de pólos e zeros da função de transferência (0.289) são dados por:

$$pól_1 = \left(-\xi + \sqrt{\xi^2 - 1} \right) \omega_n \quad (0.293)$$

$$pólo_2 = \left(-\xi - \sqrt{\xi^2 - 1}\right)\omega_n \quad (0.294)$$

$$zero_1 = -4\xi\omega_n \quad (0.295)$$

A Fig. 3-14 mostra um gráfico genérico do lugar das raízes para o sistema (0.289), onde se verifica que o sistema será estável para qualquer K_c positivo.

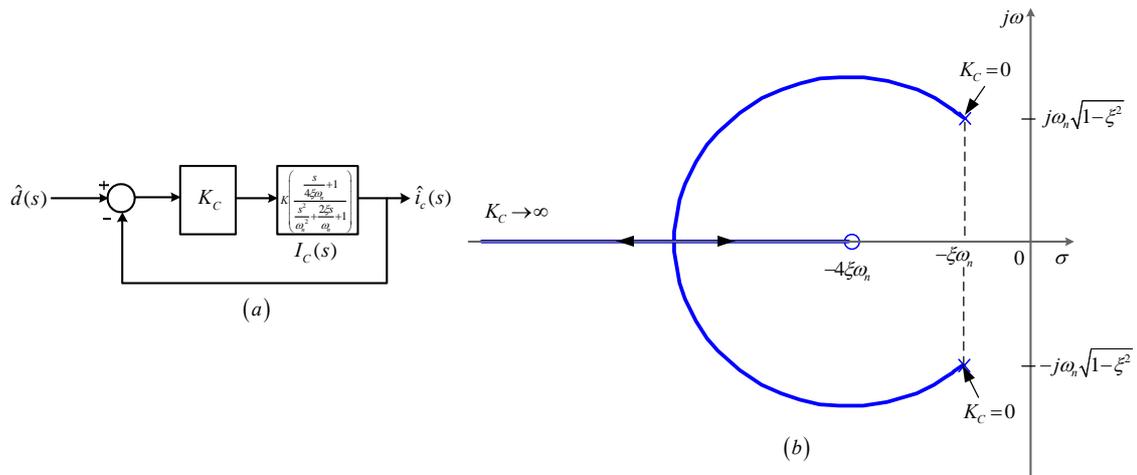


Fig. 3-14 – (a) Sistema em análise; (b) gráfico genérico do lugar das raízes.

Com o intuito de analisar a dinâmica do sistema, considera-se como entrada $\hat{d}(s)$ um sinal do tipo degrau unitário, obtendo como saída a expressão:

$$\hat{i}_c(s) = K \left(\frac{\omega_n^2}{s(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} + \frac{\omega_n/4\xi}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \right) \quad (0.296)$$

Assim, a transformada inversa de Laplace de (0.296) é:

$$i_c(t) = K \left(1 - e^{-\xi\omega_n t} \cos \omega_d t + \frac{(1-4\xi^2)}{4\xi\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega_n t} \text{sen} \omega_d t \right), \text{ para } t \geq 0 \quad (0.297)$$

Onde:

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1-\xi^2} \quad (0.298)$$

A Fig. 3-15 mostra uma família de curvas $i_c(t)$ como resposta ao degrau unitário para diversos valores de ξ , onde a abscissa é a variável adimensional $\omega_n t$ (com ω_n constante). Considera-se que o sistema está inicialmente em repouso.

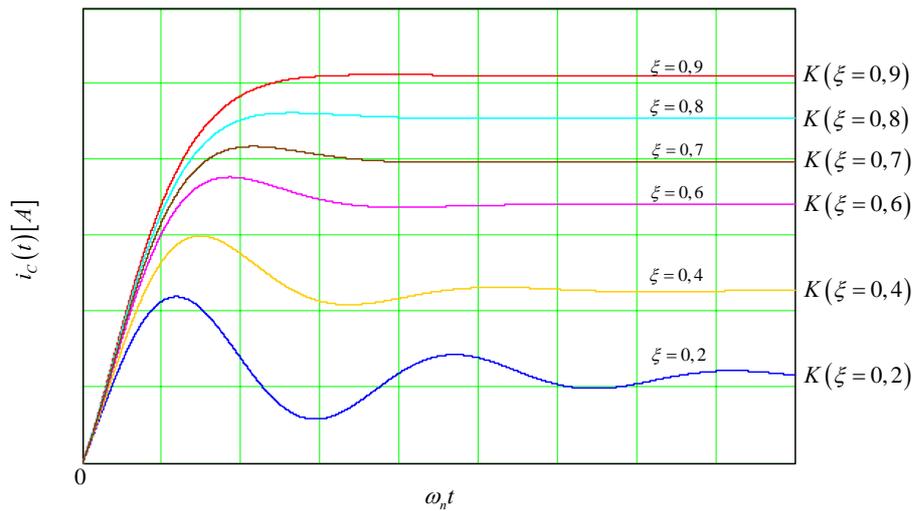


Fig. 3-15 – Curvas de resposta ao degrau unitário do sistema em estudo.

A resposta ao degrau de $i_c(t)$ possui o comportamento de um sistema de segunda ordem típico, onde ξ representa o amortecimento do sistema. Observa-se que o sistema possui diversos pontos de operação dependentes de ξ , que está diretamente relacionado à carga do sistema.

Ao analisar a expressão (0.297) verifica-se que a resposta do sistema é instável para o coeficiente de amortecimento $\xi = 0$, que representa a ausência de carga. Porém, na prática, sempre há amortecimento nos elementos do sistema, devido à existência de resistências parasitas, principalmente na rede de alimentação e no transformador.

3.3.5 Análise da Influência da Carga na Dinâmica do Conversor

Os gráficos da Fig. 3-11 e da Fig. 3-15 demonstram a sensibilidade do circuito condicionador à variação de carga, onde se observa que o caso crítico está na ausência da mesma, ou seja, $R_0 \rightarrow \infty$ (carga a vazio).

Com intuito de verificar a influência da carga na dinâmica do sistema, considera-se uma carga puramente resistiva e esboça-se o diagrama de bode da expressão (0.261) para dois valores de R_o diferentes (Fig. 3-16).

Os parâmetros usados no diagrama de bode da Fig. 3-16 foram:

- $v_o(t) = 311 \cdot \text{sen}(377t)$ $v_i(t) = 311 \cdot \text{sen}(377t)$ $N = 4$
- $R_{o1} = 4,84\Omega$ $R_{o2} = 4840\Omega$ $L_{eqs} = 150\mu H$ $C_0 = 20\mu F$ $F_S = 20kHz$

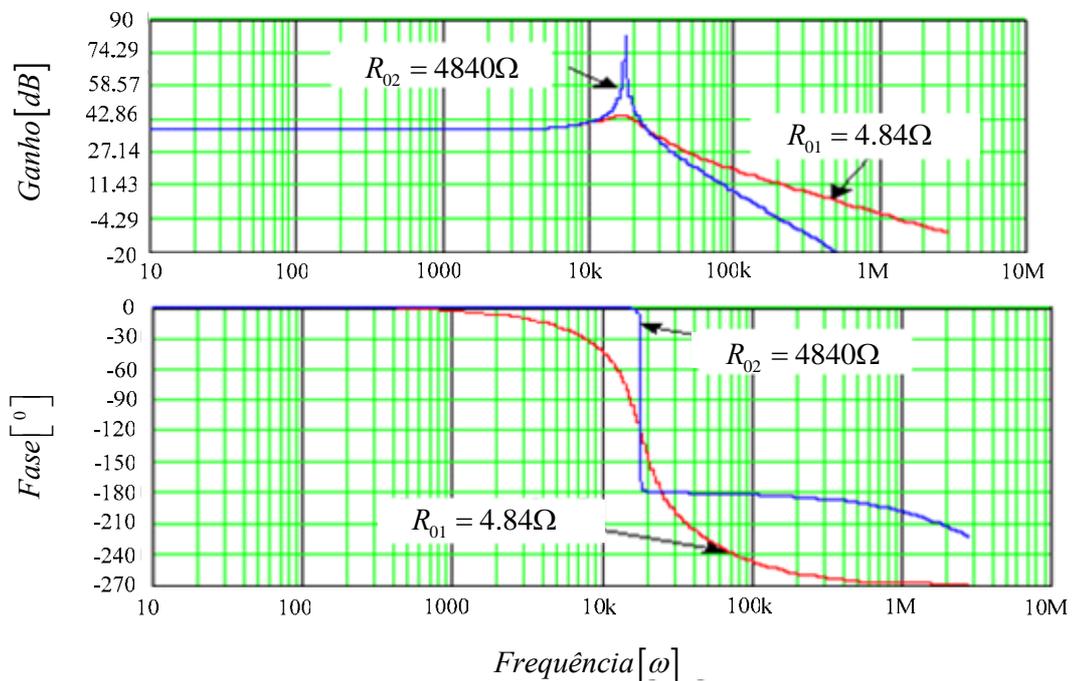


Fig. 3-16 – Diagrama de Bode para diferentes cargas.

Analisando a Fig. 3-16, verifica-se que a dinâmica do sistema fica bastante prejudicada (oscilatória e pouco amortecida) quanto maior for o valor de R_o . Por isso, em malha fechada, a utilização de cargas não-lineares podem levar o sistema à instabilidade, uma vez que estas podem ser modeladas como uma variação abrupta do valor de carga da estrutura. Na prática, com a existência de resistências parasitas no circuito, atenua-se este efeito, pois esses elementos inserem amortecimento às oscilações de tensão.

Existem algumas alternativas para inserir amortecimento ao circuito, ou seja, compensar a ausência de carga. Dentre elas destaca-se:

- Amortecimento das oscilações via resistências virtuais;

- Inserção de malha de controle para compensação da queda abrupta de tensão;
- Inserção de resistências de amortecimento no circuito;
- Inserção de topologias de filtros de entrada;

• Amortecimento de oscilações via resistências virtuais

Como visto anteriormente, o circuito condicionador da Fig. 3-3 pode apresentar na saída uma resposta de tensão oscilatória e lenta, devido à sua configuração de filtro de saída em associação com a carga do sistema. Na operação como condicionador de tensão este circuito necessita ter uma resposta dinâmica rápida e robusta, por isso é necessário criar amortecimento ao sinal de tensão de saída.

É usual o acréscimo de resistências para gerar amortecimento em circuito, porém a inserção física das mesmas gera perdas de potências que diminuem o rendimento da estrutura e, por isto, devem ser evitadas. Em [2], [6] e [7] estudam-se os conceitos da inserção de capacitores e resistores virtuais na malha de controle de corrente para um conversor *cc-cc*, onde um capacitor virtual é usado para garantir erro nulo em regime permanente na corrente de saída e o resistor virtual é usado para amortecer as oscilações no filtro de saída.

Aplica-se a teoria de resistores virtuais no circuito condicionador em estudo para aumentar o amortecimento de sobressinais e oscilações no filtro de saída. A partir da modificação da malha de controle da tensão de saída, insere-se no sinal de controle o efeito de um resistor virtual em série com a indutância equivalente do circuito L_{eq} , ou seja, o da queda de tensão que ele ocasionaria.

É importante frisar que existem inúmeras posições possíveis para o resistor virtual, cujo efeito é facilmente determinado usando a teoria de circuitos elétricos e ajustado ao sinal de controle por manipulação do diagrama funcional de blocos do sistema. As posições de resistor mais usuais para o problema em estudo seriam: Em série com o capacitor de filtro, contudo seria necessário um sensor de corrente adicional para medir a corrente do capacitor; Em paralelo com o capacitor, utilizando o sensor de tensão do próprio controle de tensão; E em série com a indutância de filtro, fazendo uso do sensor da malha de corrente. Pode-se também usar mais de um resistor virtual simultaneamente.

Para demonstrar o conceito de resistência virtual, utiliza-se a expressão (0.243) que descreve o comportamento da tensão de saída frente a variações na razão cíclica e apresenta-se na Fig. 3-17 o seu diagrama funcional de blocos, onde a corrente de carga $i_o(s)$ é considerada uma perturbação para o sistema.

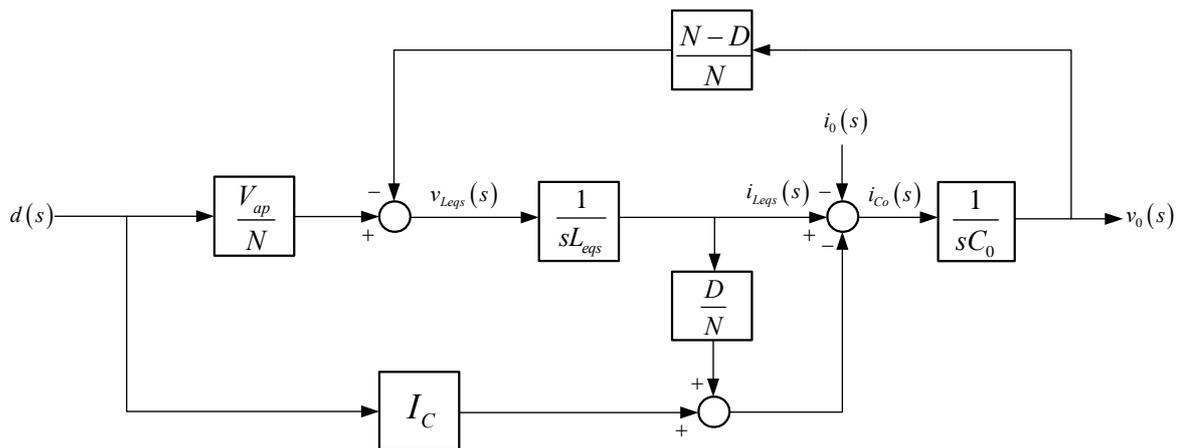


Fig. 3-17 – Diagrama funcional de blocos da F.T. $G(s)$.

A Fig. 3-18 mostra o diagrama de blocos que representa o sistema quando o resistor virtual é conectado em série com o indutor de filtro L_{eq} . Pode-se observar que o efeito do resistor virtual é uma redução de tensão sobre o indutor equivalente, proporcional ao valor da resistência série e ao valor da corrente que circula pelo indutor. Reposiciona-se o resistor virtual para que seu efeito no circuito seja acrescido no sinal de controle, como mostra a Fig. 3-19.

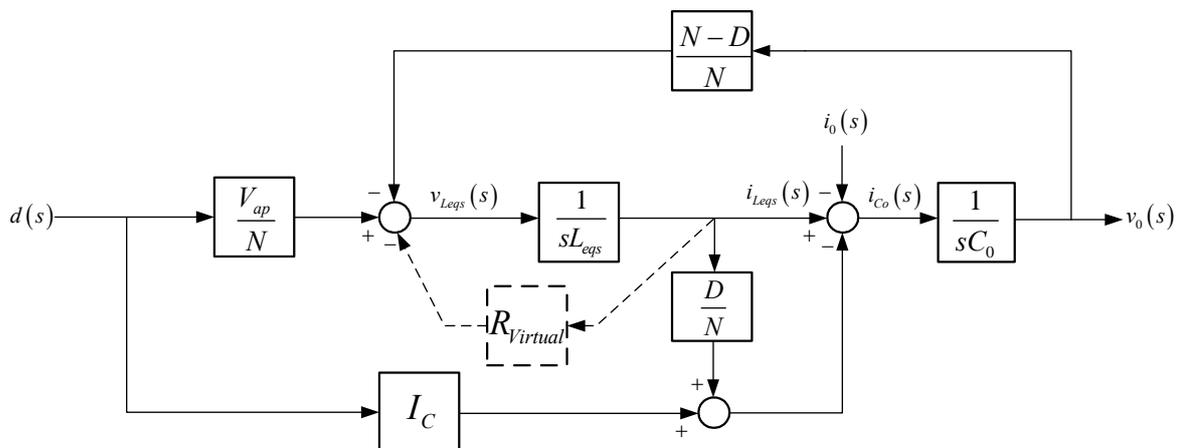


Fig. 3-18 – Diagrama funcional de blocos da F.T. $G(s)$ com Resistor Virtual.

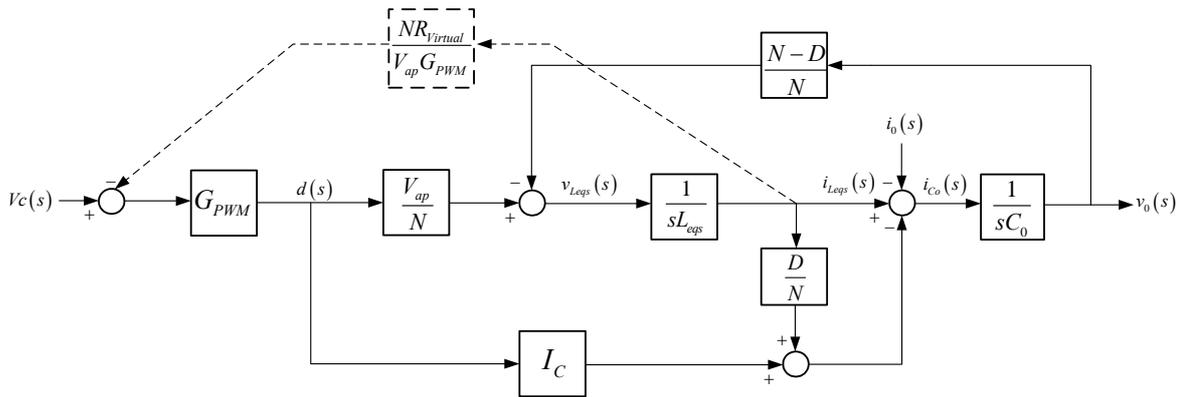


Fig. 3-19 – Diagrama funcional de blocos da F.T. $G(s)$, com efeito do resistor virtual no sinal de controle.

É importante frisar que no modelo da planta da expressão (0.243) foram desprezadas as resistências parasitas intrínsecas R_{par} do circuito, que ajudariam a amortecer o sistema. O efeito de R_{par} no circuito é o mesmo do resistor virtual, onde se reduz a tensão sobre o indutor L_{eq} , e a função de transferência $G(s)$ pode ser reformulada de acordo com a expressão (0.299).

$$G(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-sL_{eq}N^2I_cZ_L + (Z_LV_{ap}(N-D) - RN^2I_cZ_L)}{s^2C_0Z_LL_{eq}N^2 + sN^2(L_{eq} + C_0Z_LR) + (Z_L(N-D)^2 + RN^2)} \quad (0.299)$$

Onde:

$R = R_{virtual}$ → Desprezando as resistências parasitas;

$R = R_{par}$ → Sem levar em consideração o resistor virtual;

$R = R_{virtual} + R_{par}$ → Considerando-se a resistência virtual e a resistência parasita.

A fim de verificar analiticamente o efeito do amortecimento no sistema determina-se a sua resposta, no domínio do tempo, a um degrau na razão cíclica $d(t)$, operando com carga resistiva R_0 . Assim, por manipulação algébrica pode-se escrever (0.299) como:

$$G(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)} = K \left(\frac{1 - \frac{2\xi s}{\omega_n}}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi s}{\omega_n} + 1} \right) \quad (0.300)$$

Onde:

$$K = \frac{V_0 R_0 (N - D)^2 - RN^2 V_0}{R_0 (N - D)^3 + RN^2 (N - D)} \quad (0.301)$$

$$\xi = \frac{(L_{eq} + C_0 R_0 R) N^2}{2\sqrt{(C_0 R_0 L_{eq} N^2)(R_0 (N - D)^2 + RN^2)}} \quad (0.302)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{R_0 (N - D)^2 + RN^2}{C_0 R_0 L_{eq} N^2}} \quad (0.303)$$

Assim, a resposta temporal do sistema (0.299) será dada por:

$$v_0(t) = K \left(1 - e^{-\xi\omega_n t} \left(\cos \omega_d t + \frac{3\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \operatorname{sen} \omega_d t \right) \right), \text{ para } t \geq 0 \quad (0.304)$$

A Fig. 3-20 mostra uma família de curvas $v_0(t)$ como resposta ao degrau unitário para diversos valores de amortecimento R . Considera-se que o sistema está inicialmente em repouso.

Os parâmetros do sistema usados nas respostas temporais da Fig. 3-20 foram:

- $v_0(t) = 311 \cdot \operatorname{sen}(377t)$ $v_i(t) = 311 \cdot \operatorname{sen}(377t)$ $N = 4$
- $R_0 = 4,84\Omega$ $L_{eq} = 150\mu H$ $C_0 = 20\mu F$ $F_S = 20kHz$ $R = R_{par} + R_{virtual}$

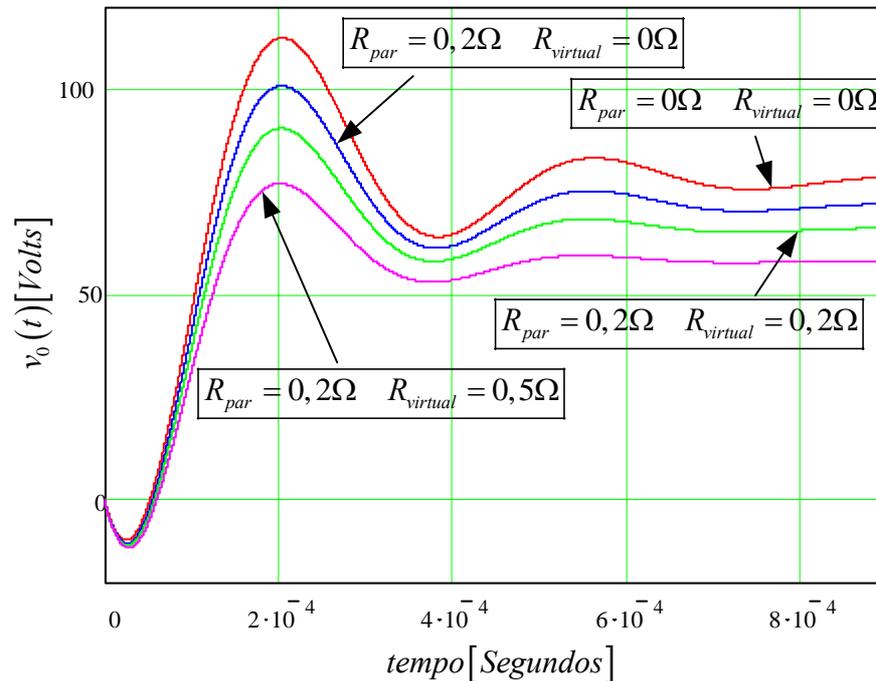


Fig. 3-20 – Diagrama funcional de blocos da F.T. $G(s)$ com Resistor Virtual.

Observa-se que no exemplo estudado, ou seja, sistema subamortecido, o amortecimento adicional (Resistências parasitas e Resistor Virtual) auxiliam no tempo de resposta do sistema, pois atenua mais rapidamente as oscilações de tensão, porém piora o sobressinal negativo e diminui o ganho estático da estrutura. Assim, conclui-se que o acréscimo de resistores virtuais é indicado para operações onde a carga do sistema varia abruptamente, tornando o sistema bastante oscilatório, como é o caso da operação com carga não-linear.

• Inserção de malha de controle para compensação da queda abrupta de tensão

A utilização de cargas não-lineares pode provocar alterações na forma de onda de tensão da saída. Como exemplo pode-se destacar um retificador com filtro capacitivo que, em sua operação normal, drena uma corrente elevada durante um curto espaço de tempo para a carga de seu capacitor. Ou seja, consome uma corrente elétrica com elevada derivada, tanto na subida quanto na descida. Os efeitos da carga não-linear em inversores foram estudados em [18].

A variação de corrente abrupta da carga gera uma queda de tensão nos elementos do condicionador, principalmente na impedância de rede e indutância de dispersão do transformador que, dependendo da intensidade, pode distorcer a sua tensão de saída, comprometendo a sua qualidade.

Uma maneira de atenuar o efeito que a carga não-linear provoca na tensão de saída, seria acrescentando uma malha de controle (malha de carga) ao diagrama apresentado na Fig. 3-2. Esta malha atuaria na derivada de $i_0(t)$, gerando um sinal de controle, ajustado de tal maneira que a queda de tensão sobre os elementos do condicionador seja diminuída. O diagrama da nova malha de controle pode ser visualizado na Fig. 3-21.

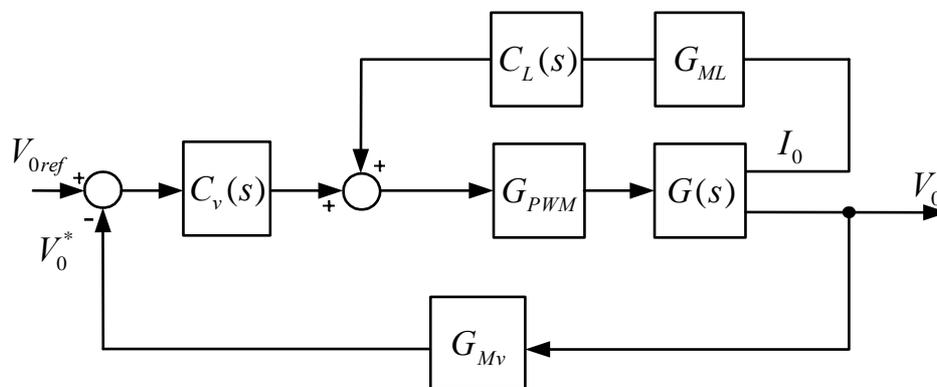


Fig. 3-21 – Malha de controle de tensão com malha adicional.

Para demonstrar o efeito da malha de carga, modifica-se o diagrama funcional de blocos da expressão (0.243), representado pela Fig. 3-17, acrescentando um bloco que deriva a corrente de carga, como mostra a Fig. 3-22. Pode-se observar que o efeito da malha de carga é um acréscimo na tensão sobre o indutor equivalente L_{eq} , ajustada pelo ganho K . Reposiciona-se esta malha para que seu efeito no circuito seja acrescido no sinal de controle, como mostra a Fig. 3-23.

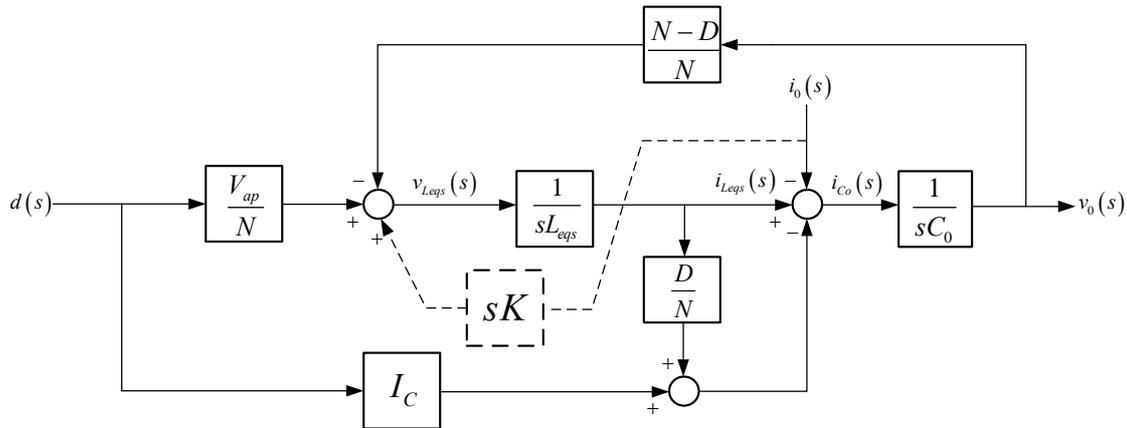


Fig. 3-22 – Diagrama funcional de blocos da F.T. $G(s)$ com malha de carga.

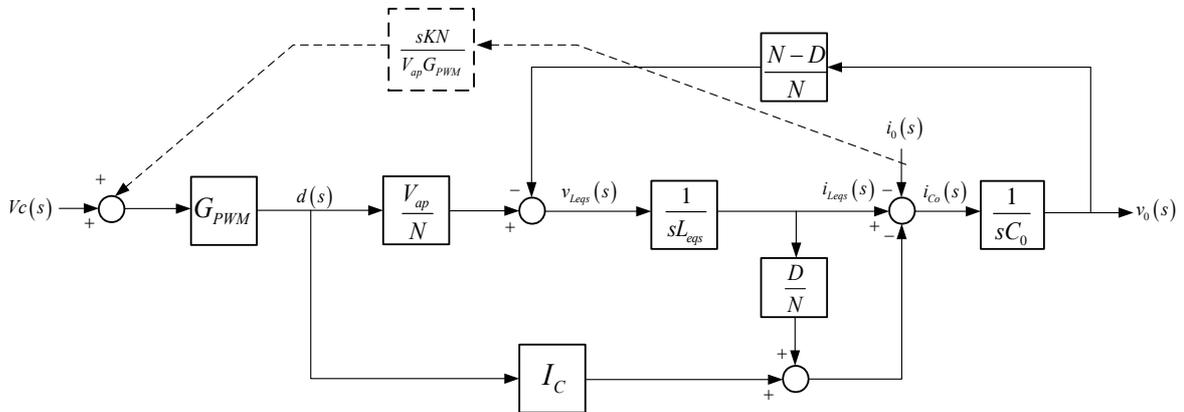


Fig. 3-23 – Diagrama funcional de blocos da F.T. $G(s)$ com malha de carga no sinal de controle.

Esta técnica possui alguns inconvenientes que tornam inviável a implementação para o conversor em estudo. Idealmente necessita-se de um compensador que derive a forma de onda da corrente na carga, porém, a implementação analógica de um derivador puro é impossível. Contudo, permitindo-se um pequeno erro, pode-se utilizar um derivador prático, que possua um pólo em alta frequência.

É importante ressaltar que compensadores do tipo derivadores possuem baixa imunidade a ruídos, que podem ser amplificados, interferindo no funcionamento correto da estrutura. Também, seria necessário o acréscimo de um sensor de corrente à carga, pois no sensor da malha de corrente há componentes significativos em alta frequência.

Além disso, para que o efeito da malha de carga seja realizado com eficiência, o valor de K deve ser aproximado do valor de L_{eq} , que na topologia em estudo depende da

impedância da rede elétrica e da dispersão do transformador, ou seja, de difícil determinação.

• **Inserção de Resistências de Amortecimento no Circuito**

O problema das oscilações e sobressinais na tensão de saída, já discutido anteriormente, podem ser atenuados pelo acréscimo físico de resistências, pois geram amortecimento ao circuito porém, esta técnica gera perdas de potências que diminuem o rendimento da estrutura.

• **Inserção de Topologias de Filtro de Entrada**

A técnica de inserção de amortecimento via utilização de filtro de entrada foi estudada em [19]. Em [1] utilizou-se esta técnica, onde se verificou a característica de boa controlabilidade, com a possibilidade de utilização de um compensador de tensão com resposta dinâmica rápida, fazendo o conversor operar efetivamente como condicionador de tensão, além de eliminar o conteúdo de alta frequência na corrente suprida pelo retificador, o que é interessante sob o ponto de vista da rede elétrica. Como desvantagem pode-se destacar o volume do filtro, bem como o aumento do custo da estrutura.

Na estrutura proposta no presente trabalho não será abordada esta técnica, pois seria sacrificada a característica de utilizar a indutância da rede como filtro, além de aumentar consideravelmente a circulação de energia reativa, aumentando o custo da estrutura.

3.4 Modelagem do Sistema de Controle em Malha Fechada

Estabelecidas às funções de transferências pode-se controlar a tensão de saída através de uma malha de tensão projetada de acordo com os requisitos de projetos desejados, onde se incorpora a malha de ajuste de resistência virtual, estudada no item 3.3.5. E, para eliminar a componente média da corrente magnetizante do transformador T , acrescenta-se uma malha de corrente.

Assim, o sistema de controle adotado possui duas malhas de controle principais, uma que monitora a corrente do primário do transformador, controlando o seu valor médio de tensão, e outra que mantém a tensão de saída com uma alta regulação frente aos diversos tipos de perturbações.

A malha de resistência virtual destinada a amortecer as oscilações de tensão na saída do condicionador para operação com cargas não-lineares será incorporada à malha de tensão de acordo com a expressão (0.299).

A estrutura proposta pode ser descrita de forma alternativa através de seu diagrama funcional de blocos na Fig. 3-24. Uma estratégia de modelagem dos elementos de controle é descrita na seqüência.

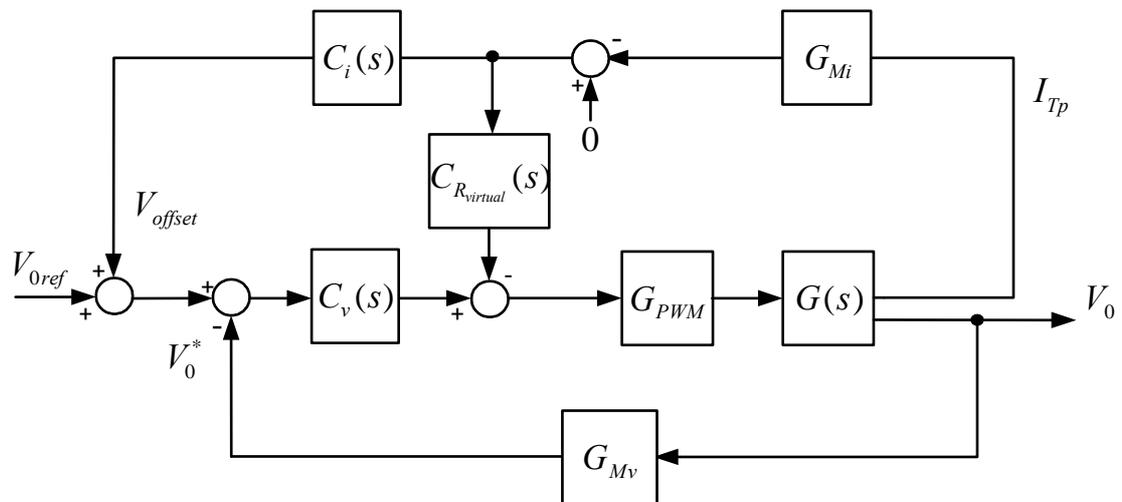


Fig. 3-24 – Diagrama de controle completo.

3.4.6 Malha de Tensão

A malha de controle da tensão deve proporcionar ao condicionador uma operação robusta para todos os tipos de carga, garantindo uma forma de onda senoidal na saída para qualquer perturbação no sistema.

O projeto dos elementos de controle é fortemente dependente do tipo da carga que será acionada e o não conhecimento da mesma exigem controladores complexos que precisam ser implementados digitalmente. A estratégia que será estudada neste item aborda o caso em que a carga a ser acionada seja conhecida, por isso compensadores analógicos serão discutidos e implementados na prática.

A descrição dos elementos da malha de controle de tensão, bem como sua estratégia de projeto é descrita a seguir.

• Compensador de Tensão $C_V(s)$

Pela análise da função de transferência do conversor na Fig. 3-10 observa-se que a sua estabilidade é fortemente dependente do tipo de carga que será alimentada, por isso um compensador proporcional poderia ser implementado para algumas aplicações. Porém, escolhe-se outro compensador para estudo, o *PID* de avanço-atraso de fase que, devidamente projetado, garante estabilidade e boa dinâmica do sistema em malha fechada para inúmeros tipos de aplicações.

O compensador PID deve ser projetado de tal maneira que forneça ao conversor, em malha fechada, as seguintes características:

1. Elevado ganho em baixas frequências, eliminando o erro estático;
2. Filtragem de altas frequências;
3. Resposta em malha fechada com característica de sistema de primeira ordem;

O circuito elétrico do compensador PID pode ser visualizado na Fig. 3-25 e sua função de transferência é mostrada na expressão (0.305).

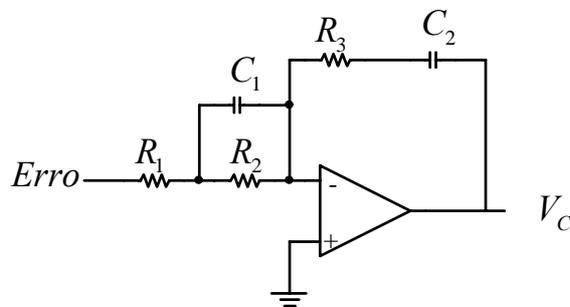


Fig. 3-25 – Compensador de Tensão avanço-atraso de fase.

$$C_V(s) = - \frac{(1 + sR_2C_1)(1 + sR_3C_2)}{s(R_1 + R_2)C_2 \left[1 + s \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2} C_1 \right]} \quad (0.305)$$

Pela análise de (0.305) observa-se que o circuito de $C_V(s)$ possui 2 pólos e 2 zeros, além de um ganho proporcional k_v . Há um pólo integrador que ajuda a manter o ganho elevado em baixa frequência, eliminando o erro estático, ou seja, em regime permanente mantêm a tensão de saída com forma e magnitude próximas da tensão de referência. O segundo pólo é utilizado para atenuar os sinais de alta frequência, evitando a amplificação

de ruídos no compensador. Os dois zeros do compensador têm o intuito de eliminar o efeito dos pólos ressonantes da planta $G(s)$, garantindo a resposta do sistema em malha fechada com característica de primeira ordem.

O ganho proporcional k_v do controlador e a frequência dos pólos e zeros são dados por:

$$fz_1 = \frac{1}{2\pi C_1 R_2} \quad (0.306)$$

$$fz_2 = \frac{1}{2\pi C_2 R_3} \quad (0.307)$$

$$fp_1 = 0 \quad (0.308)$$

$$fp_2 = \frac{1}{2\pi C_1 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} \quad (0.309)$$

$$Kv = \frac{1}{(R_1 + R_2)C_2} \quad (0.310)$$

A estratégia de projeto do compensador de tensão é realizada considerando a carga como um circuito aberto, a tensão de entrada 20% abaixo do valor nominal, L_{eq} com o maior valor de indutância da rede e sem a malha de resistência virtual, que seriam os piores casos com relação à margem de fase do sistema. Assim, a função de transferência $G(s)$ de (0.261) pode ser reescrita como (0.311), cuja frequência de ressonância é dada por (0.312):

$$G(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-V_0(D-N)}{s^2 C_0 L_{eq} N^2 + (D-N)^2} \quad (0.311)$$

$$f_0 = \frac{(N-D)}{N 2\pi \sqrt{C_0 L_{eq}}} \quad (0.312)$$

Com o intuito de facilitar o dimensionamento do controlador, utiliza-se a abordagem clássica de projeto no domínio da frequência. Portanto, posicionam-se os pólos e zeros do compensador de acordo com a metodologia citada anteriormente, em que um pólo tem o papel de integrador ($f_p=0Hz$) e o outro de filtro para ruído, sendo então alocado em aproximadamente dez vezes a frequência dos pólos ressonantes de $G(s)$, para não

influenciar na dinâmica e nem na margem de fase do sistema. Por fim, posiciona-se os dois zeros na frequência do duplo pólo de $G(s)$.

$$fp_1 = 0\text{Hz} \quad (0.313)$$

$$fp_2 = 50 \frac{(N-D)}{N2\pi\sqrt{C_0L_{eq}}} \quad (0.314)$$

$$fz_1 = fz_2 = \frac{(N-D)}{N2\pi\sqrt{C_0L_{eq}}} \quad (0.315)$$

Define-se a frequência f_c em que o módulo da função de transferência de malha aberta $FTMA$ passe por $0dB$, de tal maneira que se satisfaça o critério de amostragem, ou seja, f_c deve ser menor que a metade da frequência de comutação f_s . A escolha de f_c está intimamente ligada à velocidade de resposta dinâmica do compensador e, para o condicionador em questão, será definida como sendo doze vezes menor que f_s .

$$f_c = \frac{f_s}{12} \quad (0.316)$$

Sabendo-se que na frequência f_c o módulo da $FTMA$ tem valor $0dB$, determina-se o ajuste dos parâmetros do compensador, a partir do ganho proporcional k_v :

$$|FTMA| = 1 \quad (0.317)$$

$$|C_v(2\pi f_c)G_{PWM}G_{Mv}G(2\pi f_c)| = 1 \quad (0.318)$$

$$\left| \frac{K_v(1+j2\pi f_c R_2 C_1)(1+j2\pi f_c R_3 C_2)}{j2\pi f_c \left[1 + j2\pi f_c C_1 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right]} G_{PWM} G_{Mv} \frac{-V_0(D-N)}{(j2\pi f_c)^2 C_0 L_{eqs} N^2 + (D-N)^2} \right| = 1 \quad (0.319)$$

Definidos os requisitos e restrições do projeto do compensador pode-se determinar a função de transferência do compensador $C_v(s)$.

• Compensador de Resistência Virtual $C_{Rvirtual}(s)$

Com intuito de emular uma resistência elétrica em série com o filtro de saída do condicionador de tensão, acrescenta-se o efeito de um resistor físico no sinal de controle da

estrutura como pode ser observado na Fig. 3-19. Este efeito nada mais é do que uma subtração do valor de tensão de saída do compensador.

Utiliza-se então o sinal de tensão oriundo do sensor de corrente, responsável pelo monitoramento da corrente no primário do transformador T , e aplica-se a um compensador proporcional P com ganho variável e filtro para eliminar ruído em alta frequência. A saída do compensador variável determinará a magnitude da queda de tensão causada pela resistência virtual, uma vez que esta será subtraída do sinal de controle V_C .

O circuito elétrico do compensador de resistência virtual pode ser visualizado na Fig. 3-26 e sua função de transferência é mostrada na expressão (0.320).

$$C_{R_{\text{Virtual}}}(s) = -\frac{R_3}{R_1} \quad (0.320)$$

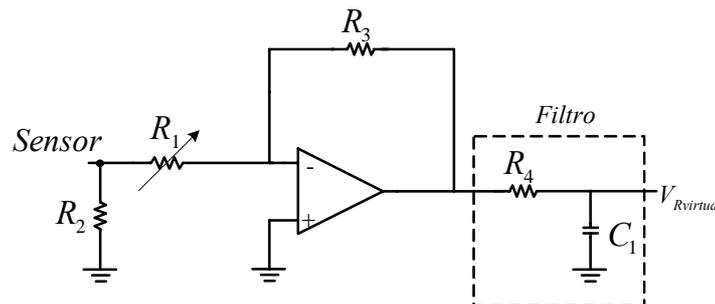


Fig. 3-26 – Compensador Proporcional de resistência virtual.

• **Medidor da Tensão de saída G_{Mv}**

A leitura da tensão de saída é feita através de um sensor de tensão associado em paralelo aos terminais da carga. Este sensor capta a tensão de saída $v_0(t)$ fornecendo a imagem da mesma em valores atenuados de acordo com o ganho G_{Mv} desejado. O dimensionamento e o ajuste deste medidor serão abordados no próximo capítulo.

• **Ganho do Modulador G_{PWM}**

Como pode ser observado na Fig. 3-25, na saída do compensador de tensão tem-se o sinal de controle V_C . No entanto, este precisa ser “transformado” na variável de controle $d(s)$, que é refletida pelo modulador na forma de pulsos para o comando dos interruptores da parte inversora do condicionador de tensão. Para efetuar a produção destes pulsos, utiliza-se a técnica $RPWM$ abordada no capítulo anterior, onde o sinal de controle é

comparado com duas formas de onda triangular, com amplitude V_S defasadas de 180° entre si. A Fig. 3-27 ilustra o princípio de produção dos pulsos *RPWM*.

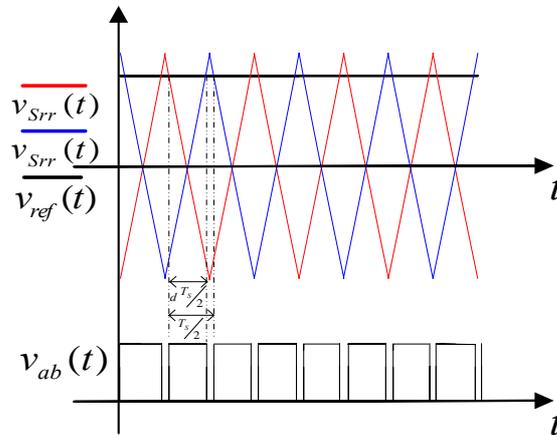


Fig. 3-27 – Produção dos pulsos *RPWM*.

A utilização desta técnica de modulação insere na malha de controle o ganho G_{PWM} , sendo este dependente das características do sinal modulador.

$$V_{Srr}(t) = \frac{V_S}{(T_S/2)} \cdot t \quad (0.321)$$

Quando $V_{Srr}(t) = V_C$, em $t = (d(t)/2) \cdot (T_S/2)$, tem-se:

$$V_{Srr}(t) = V_C = \frac{V_S}{T_S/2} \cdot \left(\frac{d(t)}{2}\right) \cdot \left(\frac{T_S}{2}\right) \quad (0.322)$$

Então:

$$d(t) = \frac{V_C}{V_S} \quad (0.323)$$

Assim,

$$G_{PWM} = \frac{1}{V_S} \quad (0.324)$$

3.4.7 Malha de Corrente

A malha de controle de corrente visa eliminar os valores médios de tensão no primário do transformador T , sem interferir no funcionamento da malha de tensão. Este controle atua para que não ocorra a saturação do núcleo no transformador, bem como para proteger o sistema de falhas no modulador ou interruptores que causariam a saturação da malha de tensão.

A descrição dos elementos da malha de corrente, bem como sua estratégia de projeto é descrita a seguir.

- **Compensador de Corrente $C_I(s)$**

Com o objetivo de eliminar valores médios de tensão no primário do transformador T do conversor, monitora-se a corrente neste elemento fornecendo à malha de controle um valor de referência em tensão cc . Esta tensão será comparada com a referência e posteriormente integrada pelo compensador de corrente, que será do tipo PI . A saída do integrador terá um sinal cc que visa compensar o valor médio de tensão no transformador. Este sinal será somado à malha de tensão, provocando o surgimento de um nível médio de tensão na saída do inversor.

O circuito eletrônico do compensador de corrente é apresentado na Fig. 3-28. A função de transferência deste tipo de configuração é dada por (0.325) e a frequência de corte por (0.326).

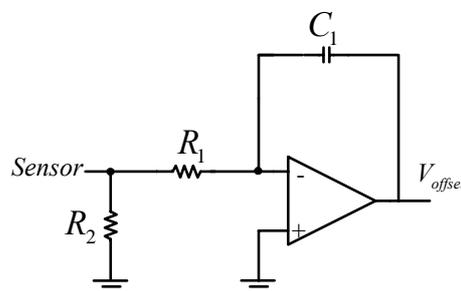


Fig. 3-28 – Compensador de corrente $C_I(s)$.

$$C_I(s) = -\frac{1}{sC_1R_1} \quad (0.325)$$

$$f_{Ci} = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_1} \quad (0.326)$$

Para que o sinal de controle da malha de corrente não interfira no funcionamento da malha de tensão, a frequência de corte do compensador $C_I(s)$ deve ser da ordem de uma década abaixo da frequência da rede f_r , assim:

$$C_1 \geq \frac{10}{2\pi \cdot R_1 \cdot f_r} \quad (0.327)$$

A metodologia de projeto é feita adotando um valor comercial para R_I e pela substituição na equação (0.327) determina-se C_I .

• **Medidor de Corrente G_{Mi}**

O sensoriamento de corrente na estrutura de controle proposta dá-se através de um sensor de Efeito Hall. Este sensor capta a corrente $i_{Tp}(t)$ fornecendo uma imagem da mesma ($k_{Hall} \cdot i_{Tp}(t)$) que, ao ser aplicada ao resistor R_2 do compensador de corrente da Fig. 3-28, origina uma tensão de comparação V_{HALL} . Assim:

$$k_{Hall} = \frac{V_{Hall}}{i_{Tp} R_2} \quad (0.328)$$

O ganho do bloco medidor de corrente G_{Mi} pode ser definido por:

$$G_{Mi} = \frac{V_{Hall}}{i_{Tp}} = k_{Hall} R_2 \quad (0.329)$$

3.4.8 **Iteração entre as malhas de tensão e de corrente**

A metodologia de projeto da malha de tensão não leva em consideração a influência da malha de corrente na dinâmica da tensão de saída do sistema. Para comprovar que a inserção da malha de corrente não modifica substancialmente a resposta da tensão de saída remodela-se o diagrama de blocos da Fig. 3-2, com a expressão (0.246), tendo como resultado a Fig. 3-29.

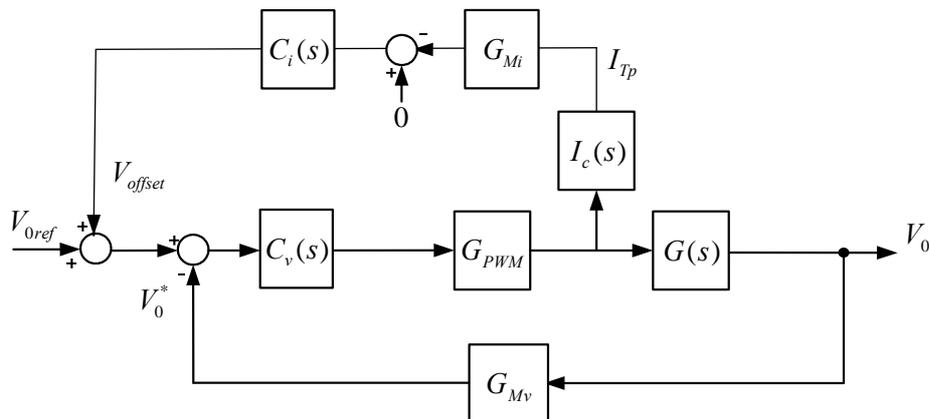


Fig. 3-29 – Diagrama de controle.

Manipulando-se o diagrama de controle da Fig. 3-29, encontra-se a nova malha de tensão da Fig. 3-30, onde $H(s)$ é dado pela expressão (0.330).

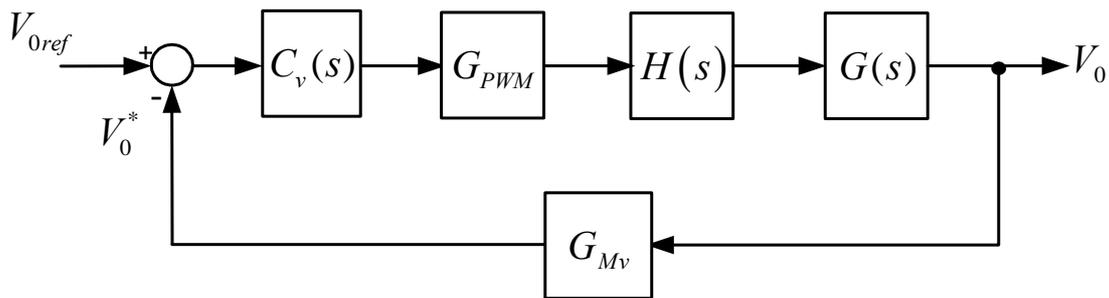


Fig. 3-30 – Diagrama de controle com a malha de corrente embutida na malha de tensão.

$$H(s) = \frac{1}{1 + G_{PWM} G_{Mi} C_i(s) C_v(s) I_c(s)} \quad (0.330)$$

Nas condições de projeto do compensador de tensão, considerou-se a carga a vazio e, por consequência, a função de transferência de $I_c(s)$ será dada pela expressão (0.331).

$$I_c(s) = \frac{sC_0G(s)}{N - D} \quad (0.331)$$

Para comprovar que $H(s)$ influencia pouco na resposta da tensão de saída, plóta-se o diagrama de bode desta função (Fig. 3-31). Verifica-se que, para frequências acima de 20Hz, praticamente não há influência de ganho ou fase na resposta do sistema.

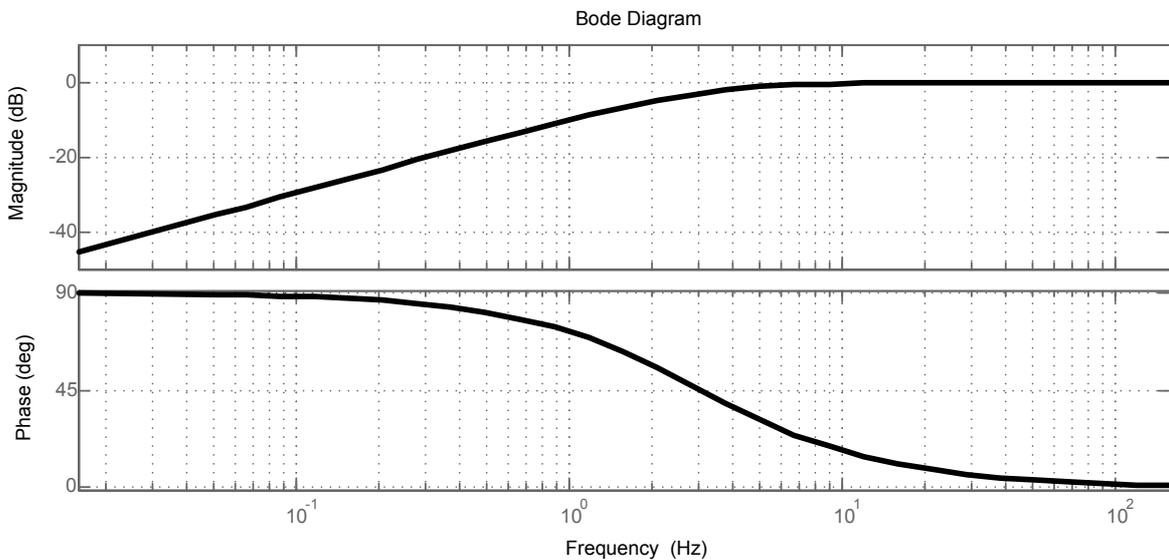


Fig. 3-31 – Diagrama de bode da função $H(s)$.

Analicamente pode-se garantir que $H(s)$ não altere a técnica de projeto do controlador de tensão, fazendo com que o módulo da expressão (0.332) seja próximo de zero na frequência de corte f_c .

$$\left| G_{PWM} G_{Mi} C_i (2\pi f_c) C_v (2\pi f_c) I_c (2\pi f_c) \right| \approx 0 \quad (0.332)$$

Substituindo a expressão (0.331) em (0.332) obtém-se:

$$\left| G_{PWM} G_{Mv} C_v (2\pi f_c) G(2\pi f_c) \frac{C_0 G_{Mi}}{G_{Mv} (N-D) C_1 R_1} \right| \approx 0 \quad (0.333)$$

E, a partir da equação (0.318), reescreve-se (0.333) como:

$$\left| \frac{C_0 G_{Mi}}{G_{Mv} C_1 R_1 (N-D)} \right| \approx 0 \quad (0.334)$$

Assim, respeitando-se a igualdade da expressão (0.334) garante-se que na metodologia de projeto da malha de tensão não precisa considerar a malha de corrente.

3.5 Conclusão.

Este capítulo teve como objetivo apresentar uma técnica de controle eficiente para a tensão de saída da topologia em estudo. Foi realizada a modelagem do condicionador de tensão, bem como a análise das principais funções de transferências obtidas.

Analisou-se a influência da carga na dinâmica do sistema e técnicas de amortecimentos de oscilações de tensão. Por fim, relatou-se o funcionamento das malhas de controle, estabelecendo uma metodologia de projeto dos mesmos.

Com isso, o estudo do projeto de um condicionador de tensão foi concluído, podendo-se dar início a parte experimental, por meio de simulações e implementação prática do conversor, buscando comprovar o estudo realizado e avaliar as condições de funcionamento em situações diversas.

4 – METODOLOGIA DE PROJETO

4.1 Introdução

Neste capítulo será desenvolvida uma metodologia de projeto e um exemplo prático para o dimensionamento dos componentes de um condicionador de tensão com capacidade de fornecimento de 10kVA. O procedimento de cálculo será dividido em duas partes, uma que abrangerá o estágio de potência da estrutura e outra o estágio de comando e controle.

Finalizando o projeto, será elaborado um circuito para a proteção dos elementos do conversor.

4.2 Especificações de Projeto e cálculos básicos

Para o projeto do condicionador de tensão são necessários os seguintes dados:

- Tensão de entrada em valor eficaz v_{ief} e sua variação máxima Δv_i em percentagem do valor nominal:

$$v_{ief} = 220V \qquad \Delta v_i = \pm 20\%$$

- Tensão de saída em valor eficaz v_{0ef} e sua potência aparente de saída S_0 :

$$v_{0ef} = 220V \qquad S_0 = 10kVA$$

- Máxima ondulação para a tensão de saída Δv_0 e corrente no filtro Δi_{Leq} em valor percentual do valor nominal da carga:

$$\Delta v_0 \leq 3\% \qquad \Delta i_{Leq} \leq 20\%$$

- Frequência da rede de energia elétrica f_r , bem como a frequência de comutação f_s :

$$f_r = 60Hz \qquad f_s = 20kHz$$

- Razão cíclica máxima de operação d_{max} e valor de pico das triangulares V_S do modulador *PWM*:

$$d_{max} = 0,95 \qquad V_S = 6,2V$$

Definidas as variáveis de entrada, calculam-se algumas grandezas de importância para o dimensionamento dos componentes do condicionador:

$$v_{ip} = \sqrt{2}v_{ief} \approx 311V \quad \text{Valor de pico na tensão de entrada}$$

$$v_{0p} = \sqrt{2}v_{0ef} \approx 311V \quad \text{Valor de pico na tensão de saída}$$

$$v_{i\max} = (1 + \Delta v_i)v_{ip} = 373,2V \quad \text{Valor máximo da tensão de entrada}$$

$$v_{i\min} = (1 - \Delta v_i)v_{ip} = 248,8V \quad \text{Valor mínimo da tensão de entrada}$$

$$i_{0ef} = \frac{S_0}{v_{0ef}} = 45,45A \quad \text{Valor da corrente eficaz na carga}$$

$$i_{0p} = \sqrt{2}i_{0ef} \approx 64,3A \quad \text{Valor da corrente de pico na carga}$$

4.3 Projeto do circuito de potência do condicionador de tensão

Neste item serão dimensionados os elementos de potência do condicionador de tensão. Inicialmente projeta-se o transformador T definindo sua relação de transformação N e posteriormente calculam-se os componentes do filtro de tensão da saída. Por fim, elabora-se uma carga não-linear para enfim dimensionar os interruptores do conversor e o circuito de proteção do estágio de potência.

4.3.1 Relação de Transformação do Transformador T

A partir dos limites de variação da tensão de entrada Δv_i calcula-se a relação de transformação:

$$N = \frac{1}{\Delta v_i} d_{\max} = 4,75$$

Sabendo-se que existem quedas de tensão no circuito, principalmente provocadas pelas aplicações onde a carga é não-linear, a relação de transformação N escolhida para a construção do transformador será um número inteiro menor do que o valor calculado anteriormente. Assim:

$$N = 4$$

A potência máxima processada pelo transformador será definida por:

$$S_T = (\Delta v_i v_{ief}) i_{0ef} \approx 2kVA$$

Após ser realizada a confecção do transformador mede-se a indutância de dispersão pois esta, associada com a indutância da rede de energia, contribui para o filtro de tensão de saída do inversor e seu valor é de grande importância para o dimensionamento do indutor de filtragem da tensão de saída.

Para o protótipo construído, a indutância de dispersão do transformador referida ao secundário foi de $40\mu H$.

4.3.2 Projeto do indutor de filtragem da tensão de saída

De acordo com as características da topologia em estudo, faz-se necessário o conhecimento da indutância intrínseca da rede, pois esta contribui para a filtragem da tensão de saída. A rede onde será ensaiado o protótipo varia de $65\mu H$ a $300\mu H$.

A partir das equações apresentadas no Capítulo 2 e especificações de projeto, o valor do indutor de filtro será dado por:

$$L_{eq} \geq 12,5 \frac{v_{0ef}^2}{NS_0 f_s \Delta i_{Leq_{max}} (\%)} \geq 37,81\mu H$$

Observa-se que o valor obtido de L_{eq} é menor do que a indutância de dispersão do transformador, mesmo sem associá-la à indutância de impedância da rede, sendo assim desnecessário o uso de um indutor físico de filtragem.

4.3.3 Projeto do capacitor de filtragem da tensão de saída

Como visto no capítulo 3 existem quatro formas de onda para a ondulação de tensão e, para o projeto otimizado, é necessário determinar a situação que ocorrerá na prática. O valor de razão cíclica em que ocorre a máxima ondulação de saída permeia entre 0,5, por isso será considerado para projeto este valor.

Para determinar a forma de onda da ondulação de tensão de saída testam-se duas condições elementares:

$$\text{Condição 1: } \frac{8i_{0p}L_{eq}N^2}{v_{0p}(N-1)(N-0,5)} \leq \frac{1}{f_s}$$

$$\text{Condição 2: } \frac{8i_{0p}L_{eq}N}{v_{0p}(N-0,5)} \leq \frac{1}{f_s}$$

Se somente a condição 1 for satisfeita, o valor da capacitância de saída será dado pela equação abaixo:

$$C_0 \geq \frac{25(N-1)}{\Delta v_0(\%)N^2L_{eq}} \left(\left(\frac{i_{0p}L_{eq}N^2}{v_{0p}(N-1)(N-0,5)} \right) + \left(\frac{1}{8f_s} \right) \right)^2$$

Se somente a condição 2 for satisfeita, o valor da capacitância deve obedecer à equação abaixo:

$$C_0 \geq \frac{25}{\Delta v_0(\%)NL_{eq}} \left(\left(\frac{i_{0p}L_{eq}N}{v_{0p}(N-0,5)} \right) + \left(\frac{1}{8f_s} \right) \right)^2$$

Sendo ambas as condições satisfeitas, C_0 será dado por:

$$C_0 \geq \frac{50}{\Delta v_0(\%)v_{0p}} \left[\frac{i_{0p}^2NL_{eq}}{v_{0p}(N-1)(N-0,5)} + \frac{v_{0p}(N-0,5)}{64L_{eq}N^2f_s^2} \right]$$

Por fim, se nenhuma das condições for satisfeita o valor de C_0 será dado por:

$$C_0 \geq \frac{12,5i_{0p}}{\Delta v_0(\%)v_{0p}f_s(N-0,5)}$$

No exemplo de projeto observa-se que nenhuma das condições é satisfeita por isso o valor de C_0 será obtido por:

$$C_0 \geq \frac{12,5i_{0p}}{\Delta v_0(\%)v_{0p}f_s(N-0,5)} \geq 12,3\mu F$$

Escolhe-se o valor comercial de $C_0 = 20\mu F$, garantindo uma ondulação de tensão por volta de 3% do valor nominal da tensão de saída e sem a ocorrência de pulsos múltiplos no comando dos interruptores do inversor, mesmo em operações onde a carga seja não-linear.

4.3.4 Características da carga não-linear

Na operação com cargas não-lineares é necessário o conhecimento das máximas derivadas de corrente solicitadas para que o projeto do condicionador seja robusto e capaz de fornecer uma tensão de saída de boa qualidade. Para esta aplicação foi escolhida uma topologia de um retificador ponte completa com carga RC , que já se encontrava disponível no laboratório (Fig. 4-1).

Esta carga não-linear foi projetada para ter um fator de crista FC próximo de 2,66, que corresponde a razão entre o valor de pico da corrente pelo seu valor eficaz. Os parâmetros da topologia da Fig. 4-1 são:

- Capacitor de saída de $3,4mF$;
- A carga resistiva deve ser ajustada para que a potência na entrada do retificador seja de $10kVA$;
- Indutância de entrada de $100\mu H$.

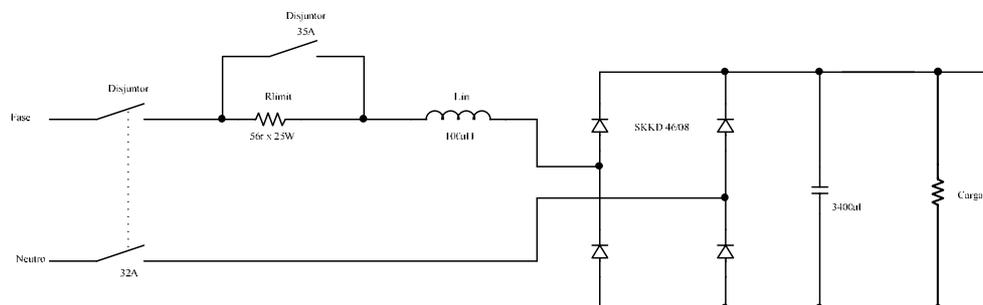


Fig. 4-1 – Carga não-linear.

As características da carga não-linear da Fig. 4-1 obtidas via simulação são:

- $i_{0p} = 125 A$ $i_{0ef} = 47 A$ $FC = 2,66$
- $\Delta i_{0_subida} = 0,083 A / \mu s$ $\Delta i_{0_descida} = 0,125 A / \mu s$

4.3.5 Dimensionamento dos interruptores

Para o dimensionamento dos interruptores é necessário determinar os limites de operação de corrente e de tensão para as diversas situações de operação do condicionador.

Assim, para a alimentação da carga não-linear descrita no item 4.3.4 os interruptores do inversor tem que suportar os seguintes valores:

- Corrente eficaz:

$$i_{Sef} = \frac{i_{Tpef}}{\sqrt{2}} \approx \frac{i_{0ef}}{N\sqrt{2}} \approx 8,3A$$

- Corrente de pico:

$$i_{Sp} = \frac{1}{N} \left(i_{0p} + \frac{\Delta i_{Leq}}{2} \right) \approx \frac{i_{0p}}{N} \approx 31,25A$$

- Tensão reversa máxima:

$$V_{Rmx} \approx V_{0p} \approx 311V$$

Com base em catálogos de componentes foi escolhido o interruptor do tipo *IGBT SKM50GB063B* e o dissipador da *Semikron* modelo *SP 0,25* com ventilação forçada. Estes componentes encontram-se superdimensionados para o sistema.

4.3.6 Esquemático do circuito de potência e proteção do condicionador

Na Fig. 4-2 é apresentado o esquemático do estágio de potência do condicionador, bem como os principais elementos de proteção da estrutura.

Utiliza-se um disjuntor e fusível para proteção contra sobrecorrente na estrutura. Além disso, existe um circuito de partida composto por um relé, comandado na passagem por zero da tensão de entrada, e um resistor de pequeno valor R_{sh} , para evitar correntes expressivas de *inrush*.

Devido à disposição do transformador, em casos de sobrecarga ou curto-circuito na saída, a corrente de curto circula pelo secundário de T , e é referida para o lado primário podendo danificar os interruptores do conversor. Por isso, acrescenta-se um circuito de *bypass*, que consiste em dois tiristores em antiparalelo, fazendo com que esta corrente destrutiva circule apenas pelo transformador, tornando a estrutura mais robusta.

Existe uma lógica ou procedimento para ligar e desligar o condicionador que atribui maior robustez ao sistema, seja por identificação de falhas ou pelo funcionamento normal

da estrutura. Para isto, acrescentam-se dois contadores de potência, um em paralelo com o circuito de partida e outro em série com a carga.

O procedimento para ligar o condicionador consiste:

- 1- Liga-se o disjuntor e interruptor da fonte auxiliar;
- 2- O circuito de controle gera uma referência de tensão em fase com a tensão de entrada;
- 3- Enviam-se os comandos para acionar os tiristores do circuito de *bypass* na passagem por zero da tensão de entrada, curto-circuitando o transformador;
- 5- Na próxima passagem por zero da referência, liga-se o relé do circuito de pré-carga e, após alguns instantes, o contator em paralelo, desabilitando a pré-carga;
- 6- Inibe-se o circuito de *bypass*, liberando os pulsos para os interruptores do inversor;
- 7- Após alguns ciclos de rede, na passagem por zero da tensão de saída, liga-se o contator em série com a carga evitando assim o *inrush* da carga;

O procedimento para desligar o condicionador consiste:

- 1- Ocorrência de uma falha ou abertura do disjuntor;
- 2- Desliga imediatamente o contator de carga;
- 3- Inibe-se os pulsos para os interruptores do inversor e aciona o circuito de *bypass*;
- 4- Desliga o contator que está em paralelo com o circuito de pré-carga;

Para evitar que a tensão de barramento do conversor *ca-ca* não ultrapasse valores toleráveis, utiliza-se um circuito *snubber* clássico e um capacitor C_x de pequeno valor. O *snubber* tem seus elementos dimensionados para que não ocorra sobre-tensão, principalmente quando os pulsos de comando são interrompidos pelo circuito de proteção no instante em que circula a máxima corrente pelos interruptores. São acrescentados resistores de alto valor (R_{do} e R_x) em paralelo com o capacitor de saída C_0 e C_x para evitar que ambos fiquem carregados após o desligamento da estrutura.

Maiores detalhes referentes aos circuitos de detecção de falhas serão apresentados no item 4.4.9.

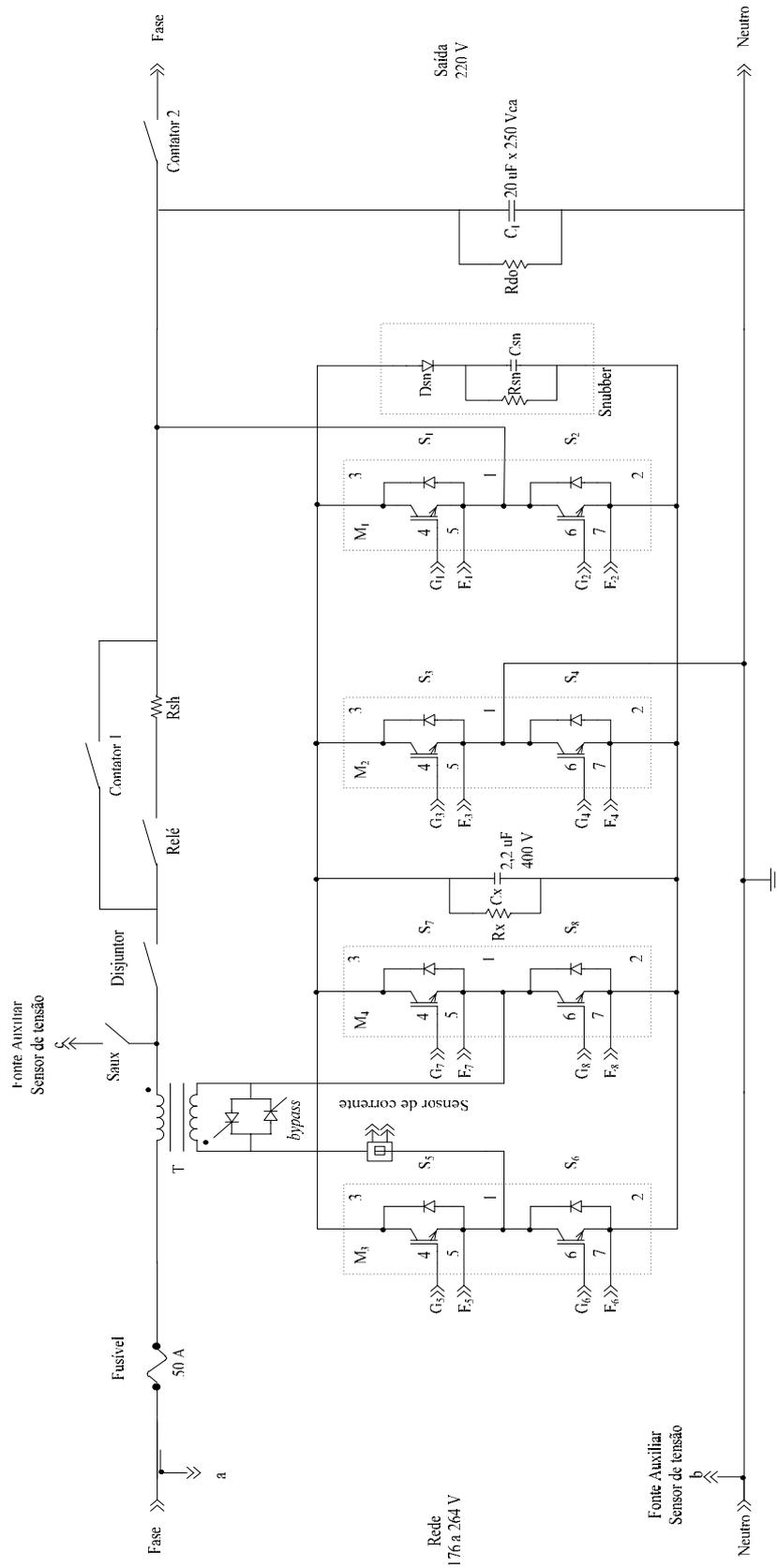


Fig. 4-2 – Esquemático do estágio de potência e proteções.

4.4 Projeto dos circuitos de comando e controle

No condicionador de tensão em estudo é utilizada uma tensão de referência com forma senoidal. De acordo com o sinal de erro gerado pela diferença entre a referência e a tensão medida, o sinal de controle é diferente no semiciclo positivo e negativo da tensão de saída $v_o(t)$. Com isto, na passagem por zero de $v_o(t)$ o compensador sempre fará com que a tensão de controle mude de quadrante, o que acaba gerando distorções na forma de onda da saída do inversor $v_{ab}(t)$, pois a atuação do mesmo não é instantânea. Observa-se que quanto mais lento for o compensador maior será a distorção provocada.

Para eliminar esta distorção na tensão $v_{ab}(t)$, é necessário evitar que a rapidez do compensador interfira na mudança de quadrante da tensão de controle. Uma solução para este problema seria utilizar multiplicadores que permitissem que o controlador de tensão operasse apenas com sinais contínuos. Assim, multiplicando a tensão de entrada do compensador de tensão pelo sinal da forma de onda da tensão de saída $sign(v_o(t))$, transforma-se o sinal de erro de alternado para contínuo. Porém, a tensão de controle que será comparada com as triangulares deve ter forma alternada, por isso utiliza-se novamente $sign(v_o(t))$ para multiplicar a tensão de saída do compensador, transformando-a de contínua para alternada. Na Fig. 4-3, mostra-se a arquitetura adotada para o controle do sistema em estudo.

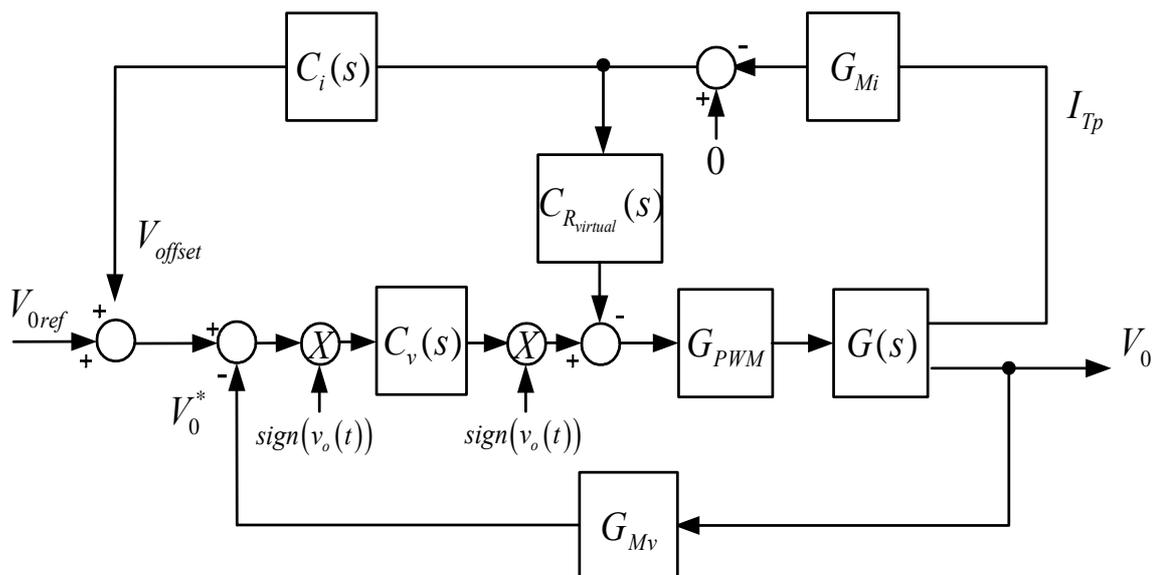


Fig. 4-3 – Diagrama funcional do sistema de controle.

Em seguida, serão descritas as características dos principais elementos do diagrama da Fig. 4-3, bem como os circuitos eletrônicos que desempenharão a sua função prática. Assim, determina-se o projeto completo do condicionador de tensão.

4.4.1 Fonte de tensão auxiliar

Os circuitos eletrônicos de comando e controle necessitam para sua alimentação níveis de tensão de $+5V$, $-5V$, $+15V$ e $-15V$, por isso incorporou-se ao protótipo uma fonte auxiliar linear, cujo circuito é apresentado na Fig. 4-4.

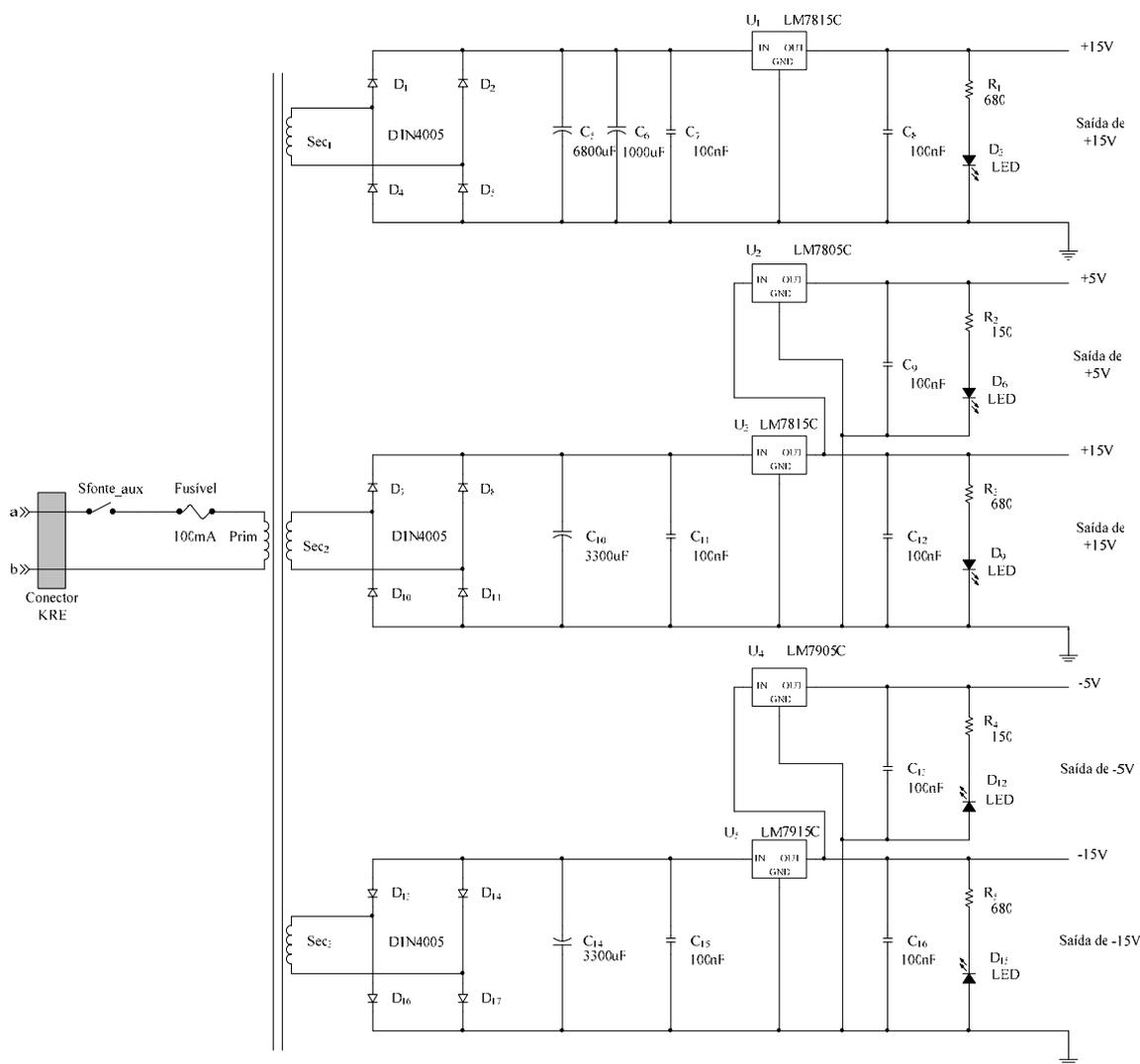


Fig. 4-4 – Circuito da fonte de tensão auxiliar.

4.4.2 Circuito de referência de tensão

Com o intuito de gerar uma tensão de referência senoidal de baixa amplitude isenta de deformações e sincronizada com a tensão de saída do condicionador foi projetado o circuito da Fig. 4-5.

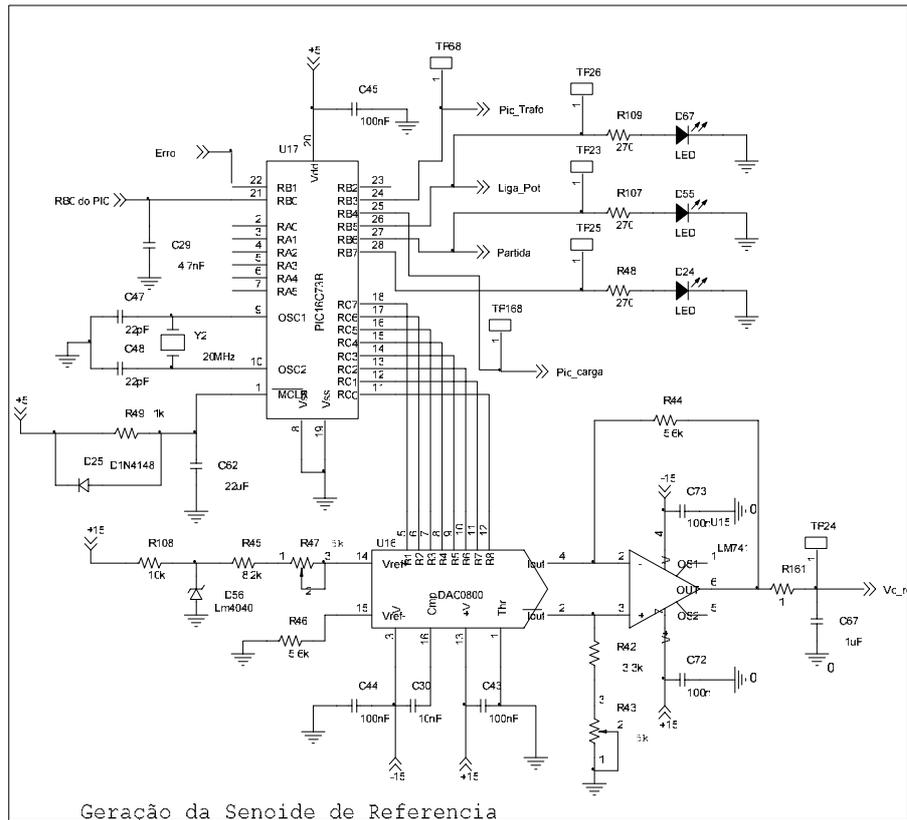


Fig. 4-5 – Circuito de geração da senóide de referência.

O circuito de geração da referência possui três *CI's* distintos, um microcontrolador *PIC* no qual foi registrado um sinal senoidal, um conversor digital/analogico e um amplificador operacional.

O microcontrolador disponibiliza em sua saída um sinal digital de uma tensão senoidal sincronizada a partir do nível lógico do pino 21, que determina o início do semiciclo positivo da tensão de saída do condicionador. O sinal do pino 28 indica que houve o sincronismo da referência com a tensão de saída. O pino 27 é utilizado para gerar um sinal de *enable*, que habilita os sinais de controle para os interruptores do retificador e para o integrador da malha de corrente. Os pinos 26, 25 e 24 são utilizados para a proteção do condicionador, no qual um controla o contator em paralelo com o circuito de pré-carga

(pino 26), outro o contator de carga (pino 25) e, por fim, a atuação do circuito de *bypass* (pino 24).

Os sinais digitais na saída do *PIC* são convertidos em analógico pelo *CI DAC0800* e com o auxílio do amplificador operacional *LM741*, obtêm-se na saída do circuito uma senóide com ajustes na amplitude via potenciômetro R_{47} e nível *cc* via potenciômetro R_{43} .

4.4.1 Circuitos de sensoriamento de tensão e de corrente

A leitura da tensão de saída é feita através de um sensor de tensão associado em paralelo aos terminais da carga do condicionador. Este sensor capta a tensão de saída $v_o(t)$ fornecendo a imagem da mesma em valores atenuados de acordo com o ganho G_{Mv} desejado.

O circuito de sensoriamento de tensão é apresentado na Fig. 4-6, sendo composto por um sensor de tensão *LV 25-P* da *LEM* e um filtro passa-baixa.

De acordo com as características do sensor de tensão o ganho G_{Mv} será dado por:

$$G_{Mv} = 2,5 \frac{R_{133}}{R_{134}}$$

Atribuindo o valor de $R_{134}=22k\Omega 5W$ (alta resistência para limitar a corrente do sensor) e definindo $G_{Mv} \approx 0,01$, obtêm-se $R_{133}=100\Omega$. Assim, o ganho do medidor de tensão será dado por:

$$G_{Mv} \approx 0,0114$$

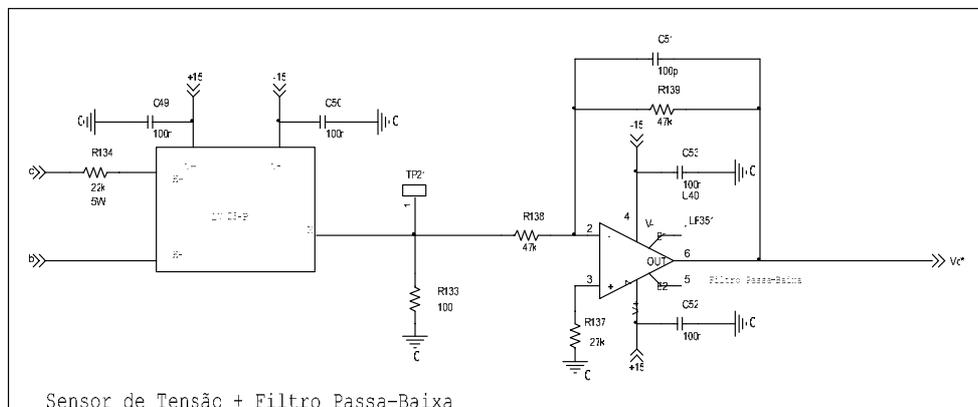


Fig. 4-6 – Sensor de tensão com filtro passa-baixa.

O sensoriamento de corrente no primário do transformador é feito através de um sensor de Efeito Hall. Este sensor capta a corrente $i_{Tp}(t)$ fornecendo uma imagem da mesma ($k_{Hall} \cdot i_{Tp}(t)$) que, ao ser aplicada a um resistor R_{hall} do compensador de corrente, origina uma tensão de comparação V_{HALL} .

O circuito de sensoriamento de corrente é apresentado na Fig. 4-7, sendo composto pelo sensor de corrente *LA 125-P* da *LEM*, que possui $k_{Hall}=0,001$. Assim, o ganho do bloco medidor de corrente G_{Mi} pode ser definido por:

$$G_{Mi} = \frac{V_{Hall}}{i_{Tp}} = k_{Hall} R_{hall}$$

A escolha de R_{hall} deve levar em consideração as máximas correntes em que o sensor irá ser submetido, pois este pode saturar, comprometendo a ação de controle da malha de resistência virtual e a proteção da estrutura.

Sabendo-se que as máximas correntes no primário do transformador para carga linear e não-linear serão respectivamente $16,0A$ e $31,25A$, escolhe-se $R_{hall}=330\Omega$, obtendo-se $G_{Mi}=0,33$, para que não ocorra saturação do sensor.

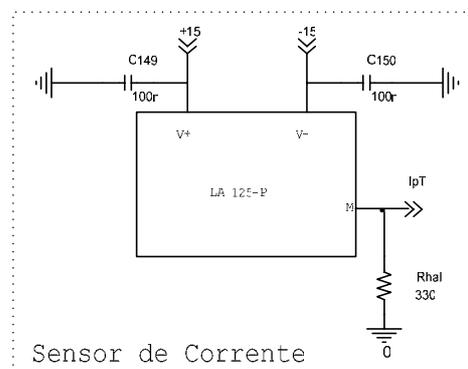


Fig. 4-7 – Sensor de corrente.

4.4.2 Dimensionamento do compensador de corrente

O circuito eletrônico do compensador de corrente *PI* é apresentado na Fig. 4-8. Verifica-se que existe um circuito com fotoaclopador que durante a partida do sistema curto-circuita o capacitor C_{40} , inibindo o funcionamento do integrador. A função de transferência e a frequência de corte deste tipo de configuração são dadas por:

$$C_I(s) = -\frac{1}{sC_{40}R_{105}}$$

$$f_{Ci} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{105} \cdot C_{40}}$$

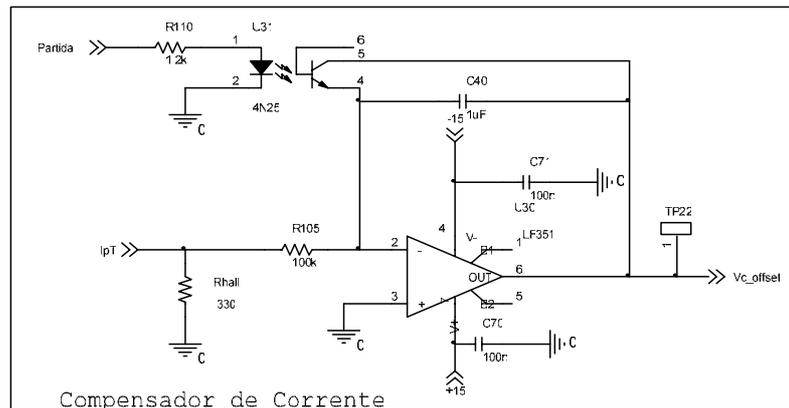


Fig. 4-8 – Circuito compensador de corrente $C_I(s)$.

Para que o sinal de controle da malha de corrente não interfira no funcionamento da malha de tensão, a frequência de corte do compensador $C_I(s)$ deve ser da ordem de uma década abaixo da frequência da rede f_r , assim:

$$C_{40} \geq \frac{10}{2\pi \cdot R_{105} \cdot f_r}$$

A metodologia de projeto é feita adotando um valor comercial para R_{105} e por substituição determina-se C_{40} . Atribuindo-se um valor de $R_{105} = 100k\Omega$:

$$C_{40} \geq \frac{10}{2\pi \cdot 100k \cdot 60} \geq 265,4nF$$

Escolhe-se um valor comercial de $C_{40} = 1\mu F$.

4.4.3 Dimensionamento do compensador de tensão

Com a inserção do multiplicador na entrada do controlador de tensão, verifica-se que a tensão de erro não poderá ser gerada no compensador. O circuito eletrônico do controlador *PID*, que atua no sinal de erro com nível *cc* comparando-o com a referência, pode ser visualizado na Fig. 4-9. A função de transferência desta topologia é mostrada abaixo:

$$C_v(s) = - \frac{(1 + sR_{58}C_{33})(1 + sR_{123}C_{46})}{s(R_{57} + R_{58})C_{46} \left[1 + s \frac{R_{57}R_{58}}{R_{57} + R_{58}} C_{33} \right]}$$

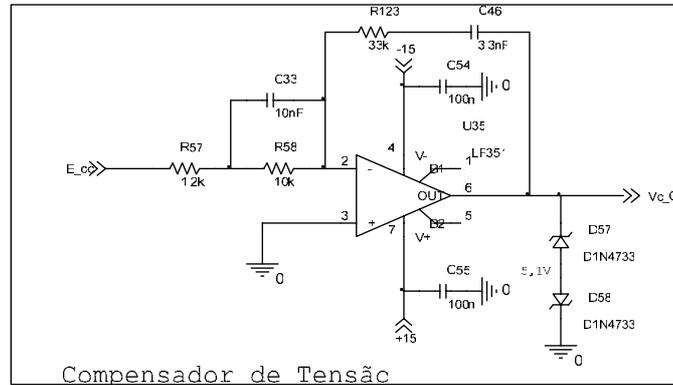


Fig. 4-9 – Circuito compensador de tensão avanço-atraso de fase.

A estratégia de projeto de $C_v(s)$ é realizada considerando os piores casos com relação à margem de fase do sistema:

- Tensão de entrada 20% abaixo do valor nominal: $v_{ief} = 176V$;
- L_{eq} considerando maior valor de indutância da rede: $L_{eq} = 340\mu H$;
- Deconsidera-se a malha de resistência virtual;
- Sistema sem carga:

$$G(s) = \frac{-V_0(D - N)}{s^2 C_0 L_{eq} N^2 + (D - N)^2} = \frac{-220(0,8 - 4)}{s^2 20\mu 340\mu 4^2 + (0,8 - 4)^2} = \frac{704}{s^2 0,1088\mu + 10,24}$$

$$f_0 = \frac{(N - D)}{N 2\pi \sqrt{C_0 L_{eq}}} = \frac{(4 - 0,8)}{8\pi \sqrt{20\mu 340\mu}} \simeq 1545 Hz$$

Pela análise de $C_v(s)$ o ganho proporcional e as frequências dos pólos e zeros são dadas por:

$$K_v = \frac{1}{(R_{57} + R_{58})C_{46}}, \quad fp_1 = 0, \quad fp_2 = \frac{1}{2\pi C_{33} \frac{R_{57}R_{58}}{R_{57} + R_{58}}}, \quad fz_1 = \frac{1}{2\pi C_{33} R_{58}}, \quad fz_2 = \frac{1}{2\pi C_{46} R_{123}}$$

Posicionam-se os pólos e zeros do compensador de acordo com a metodologia citada no capítulo precedente:

• Um pólo como integrador para manter o ganho elevado em baixa frequência, eliminando o erro estático:

$$fp_1 = 0$$

• Um pólo posicionado em uma frequência dez vezes maior que a frequência de ressonância f_o para não influenciar na dinâmica e nem na margem de fase do sistema e atenuar os sinais de ruídos no compensador.

$$fp_2 = 10f_o \simeq 15,45kHz$$

• Os dois zeros são posicionados em f_o , eliminando o efeito dos pólos ressonantes da planta $G(s)$, garantindo assim uma resposta em malha fechada com característica de primeira ordem:

$$fz_1 = fz_2 = f_o = 1,545kHz$$

• A frequência de corte f_c , que está diretamente ligada a dinâmica do sistema, será definida como sendo doze vezes menor que a frequência de comutação f_s :

$$f_c = \frac{f_s}{12} \simeq 2kHz$$

• Deve-se garantir que na frequência f_c o módulo da $FTMA$ tenha valor $0dB$. Caso isto não ocorra, pode-se variar o valor comercial de C_{46} , ajustando assim o ganho proporcional k_v para respeitar este critério:

$$|FTMA| = |C_v(2\pi f_c)G_{PWM}G_{Mv}G(2\pi f_c)| = 1$$

• A margem de fase MF do sistema deve permanecer no intervalo $0^\circ < MF < 180^\circ$, sendo determinada por:

$$MF = 180^\circ + \underbrace{|G(2\pi f_c)|}_{-90^\circ} + \underbrace{|C_v(2\pi f_c)|}_{+90^\circ}$$

Para determinar os elementos do compensador, atribui-se valores comerciais para C_{33} e C_{46} e calcula-se o restante dos componentes de acordo com os requisitos atribuídos anteriormente:

$$C_{33} = 10nF \text{ e } C_{46} = 3,3nF$$

$$R_{58} = \frac{1}{2\pi C_{33} f z_1} = 10,3k \text{ Atribui-se o valor comercial } R_{58} = 10k\Omega$$

$$R_{57} = \frac{R_{58}}{2\pi C_{33} f p_2 R_{58} - 1} = 1,15k \text{ Atribui-se o valor comercial } R_{57} = 1,2k\Omega$$

$$R_{123} = \frac{1}{2\pi C_{46} f z_2} = 31,22k \text{ Atribui-se o valor comercial } R_{123} = 33k\Omega$$

Analiza-se a condição $|FTMA| \approx 1$, para verificar se o ganho k_v necessita de ajuste:

$$\left| \frac{27k(1+s100\mu)(1+s109\mu)}{s[1+s10,7\mu]} \right|_{s=j12,5k} \frac{1}{6,2} 0,0114 \left| \frac{704}{s^2 0,1088\mu + 10,24} \right|_{s=j12,5k} \approx 1,08$$

A margem de fase MF do sistema será aproximadamente 7,7 graus, garantindo a estabilidade do sistema e comprovando a viabilidade do compensador.

A função de transferência do compensador $C_v(s)$ será:

$$C_v(s) = \frac{27k(1+s100\mu)(1+s109\mu)}{s[1+s10,7\mu]}$$

Os diagramas de módulo e fase da função de transferência de malha aberta são mostrados na Fig. 4-10.

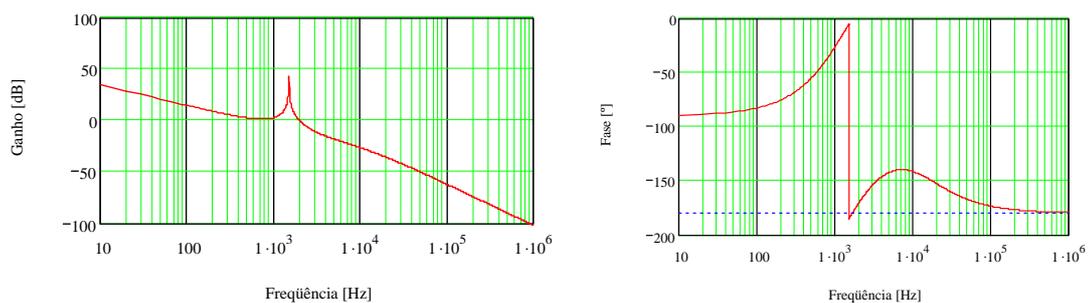


Fig. 4-10 – Diagrama de bode da FTMA.

Para que a malha de controle da corrente não interfira na dinâmica da malha de controle de tensão é necessário que a condição da expressão (0.334) seja satisfeita:

$$\left| \frac{C_0 G_{M_i}}{G_{M_v} (N - D) C_1 R_1} \right| \approx 1,8m$$

Assim, a metodologia utilizada para o projeto do compensador de tensão é válida.

4.4.4 Dimensionamento do compensador de resistência virtual

O circuito elétrico do compensador de resistência virtual pode ser visualizado na Fig. 4-11. Utiliza-se o sinal do sensor de corrente, através de um seguidor de tensão com alta impedância de entrada, e aplica-se a um compensador proporcional P com ganho variável e filtro para eliminar ruído em alta frequência. A saída do compensador variável determinará a magnitude da queda de tensão causada pela resistência virtual, uma vez que esta será subtraída do sinal de controle oriundo do compensador de tensão $C_v(s)$.

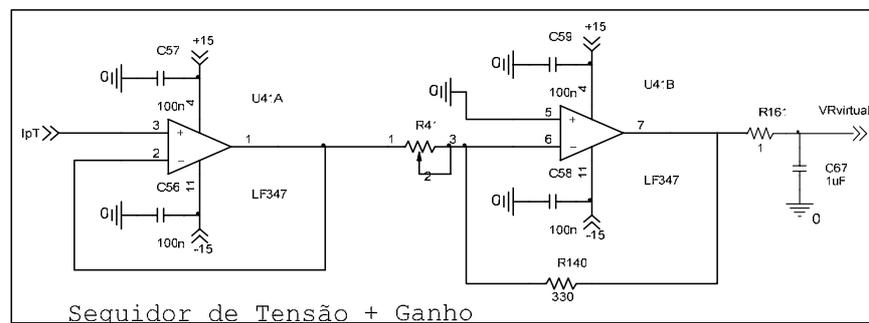


Fig. 4-11 – Circuito compensador de resistência virtual.

A função de transferência do compensador proporcional é mostrada abaixo:

$$C_{R_{virtual}}(s) = -\frac{R_{140}}{R_{41}}$$

Para o projeto do compensador de resistência virtual arbitra-se um valor de $R_{140}=330\Omega$ e com intuito de obter uma faixa de ganho variável define-se o potenciômetro $R_{41}=5k\Omega$.

4.4.5 Circuito multiplicador

O circuito que transforma o sinal de erro da referência, de alternado para contínuo, é apresentado na Fig. 4-12 e o que transforma a tensão de compensação de contínua para alternada é mostrada na Fig. 4-13. Os circuitos são compostos basicamente por um multiplexador e um *ampop* inversor, que a partir dos sinais de comando dos interruptores do retificador identifica-se em que semiciclo está a tensão de saída, transferindo para a saída o sinal invertido no semiciclo negativo e o sinal normal no semiciclo positivo.

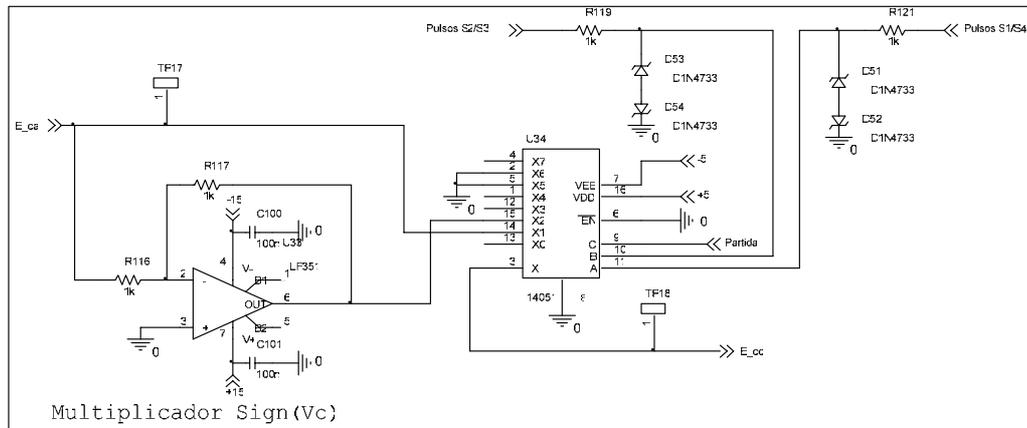


Fig. 4-12 – Circuito multiplicador erro.

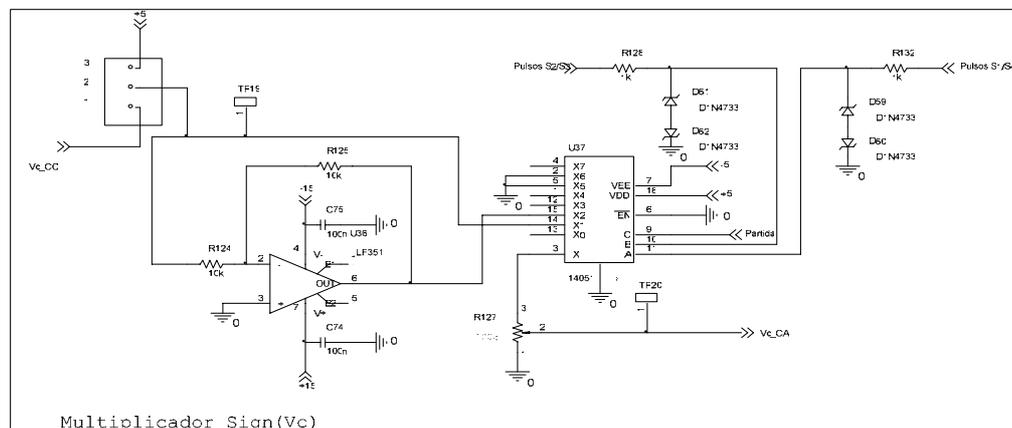


Fig. 4-13 – Circuito multiplicador tensão de compensação.

4.4.6 Circuito para geração de triangulares de comparação

Para gerar pulsos *PWM* a três níveis para o inversor do condicionador são necessários dois sinais triangulares de alta frequência em inversão de fase para a comparação com o sinal de controle da estrutura.

Um circuito analógico composto por integradores e comparadores capaz de gerar duas triangulares de $20kHz$ com defasagem de 180 graus entre si e isentas de valor *cc* pode ser visualizado na Fig. 4-14.

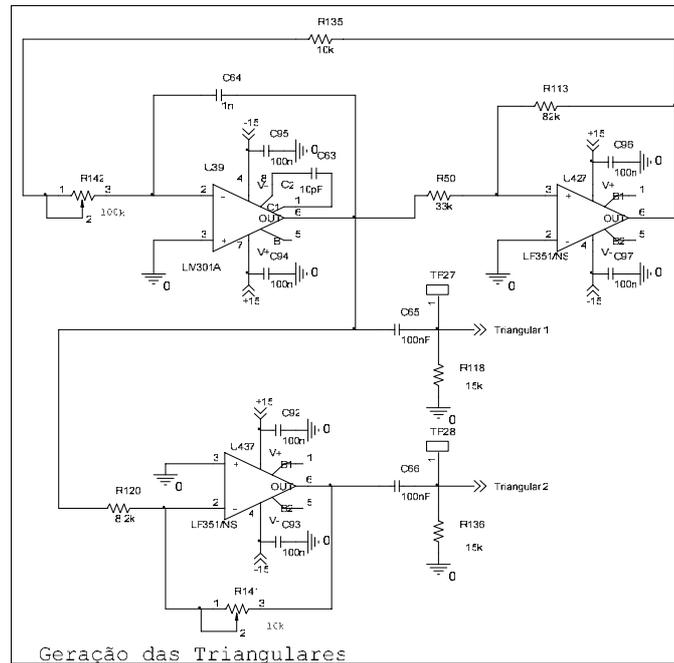


Fig. 4-14 – Circuito para geração de triangulares de comparação.

4.4.7 Circuito para geração dos pulsos dos interruptores do inversor

Os pulsos de comando para os interruptores da parte inversora do condicionador são realizados a partir da comparação entre um sinal de controle e dois sinais triangulares com frequência fixa de $20kHz$, gerando assim pulsos com modulação *PWM* a três níveis. O circuito eletrônico que realiza esta função, acoplado a um circuito lógico que desabilita os sinais de comando que irão para os *drivers*, caso algum problema seja detectado pelo circuito de proteção, é mostrado na Fig. 4-15.

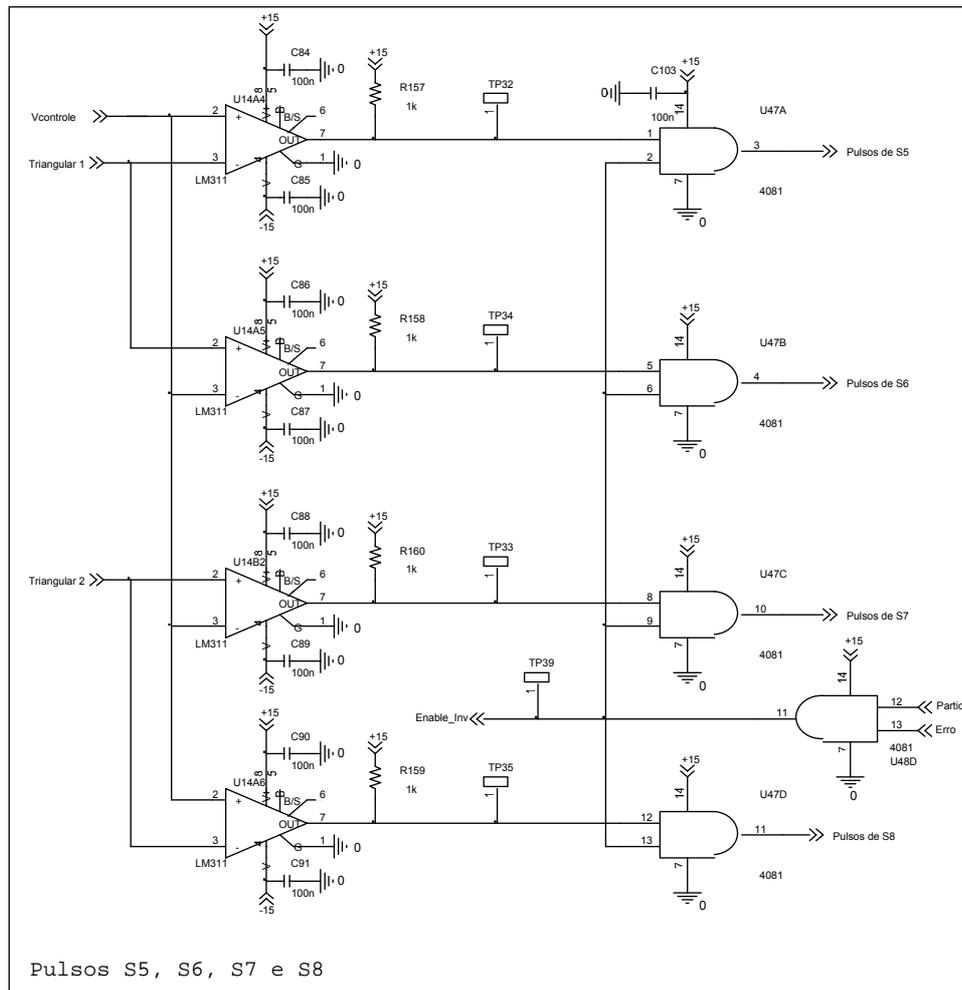


Fig. 4-15 – Circuito de geração dos pulsos de comando para S5, S6, S7 e S8.

4.4.8 Circuito para geração dos pulsos dos interruptores do retificador

O circuito utilizado para gerar os pulsos dos interruptores da parte retificadora do condicionador de tensão é apresentado na Fig. 4-16, bem como o circuito eletrônico que indica ao microcontrolador *PIC* o momento de gerar a senóide de referência, sincronizando-a com a tensão de saída do condicionador. Existe também um circuito lógico que desabilita os sinais de comando dos interruptores que irão para os *drivers* caso algum problema seja detectado pelo circuito de proteção.

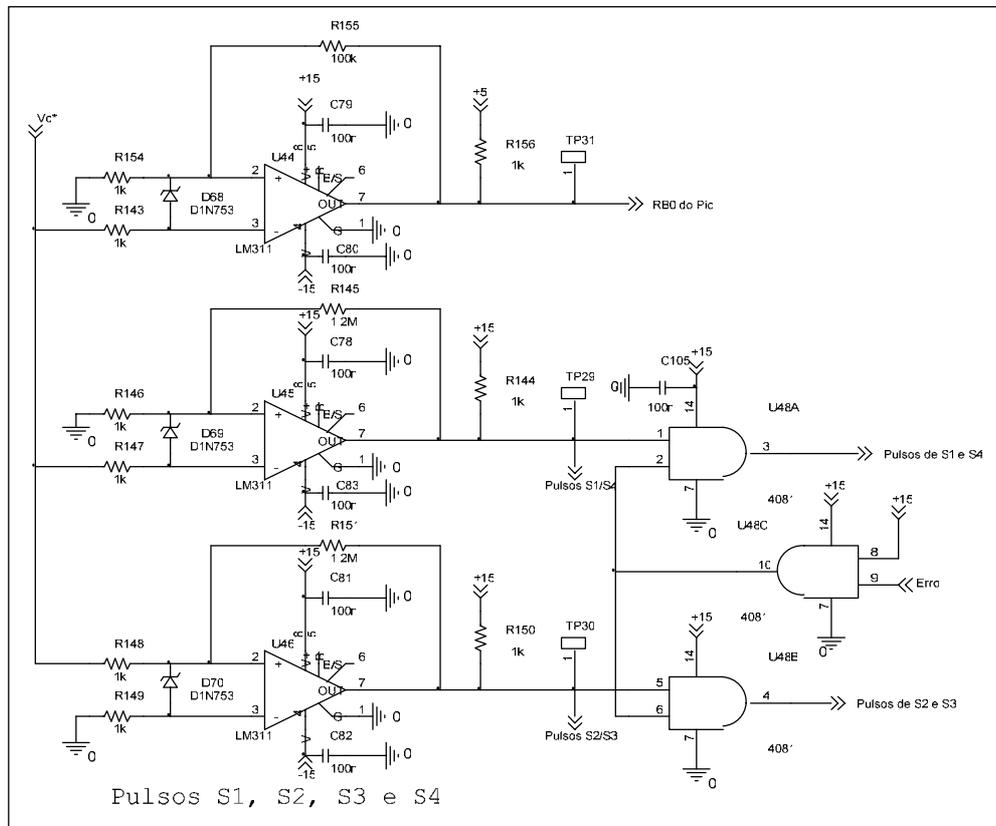


Fig. 4-16 – Circuito de sincronismo e geração dos pulsos de comando de S1, S2, S3 e S4.

4.4.9 Circuitos de proteção

Para a proteção do condicionador foram desenvolvidos circuitos eletrônicos com a função de identificar falha no sistema ou operações indevidas. Caso haja necessidade estes circuitos enviam um sinal de *erro* ao microcontrolador PIC, que atua retirando a carga do sistema, inibindo, em seguida, os pulsos de comando do inversor e curto-circuitando o transformador e, por fim, desligando a alimentação do sistema para que não ocorra a interrupção instantânea de corrente no elemento magnético.

Na Fig. 4-17 apresenta-se um circuito que detecta níveis de subtensão e sobretensão na entrada e saída do condicionador, além de curto-circuito franco na carga. A detecção de sobrecorrente no sistema é realizada pelo circuito da Fig. 4-18. Os defeitos nos *drivers* e/ou interruptores do conversor *ca-ca*, bem como o circuito que indica ao microcontrolador PIC que ocorreu algum problema no sistema é mostrado na Fig. 4-19.

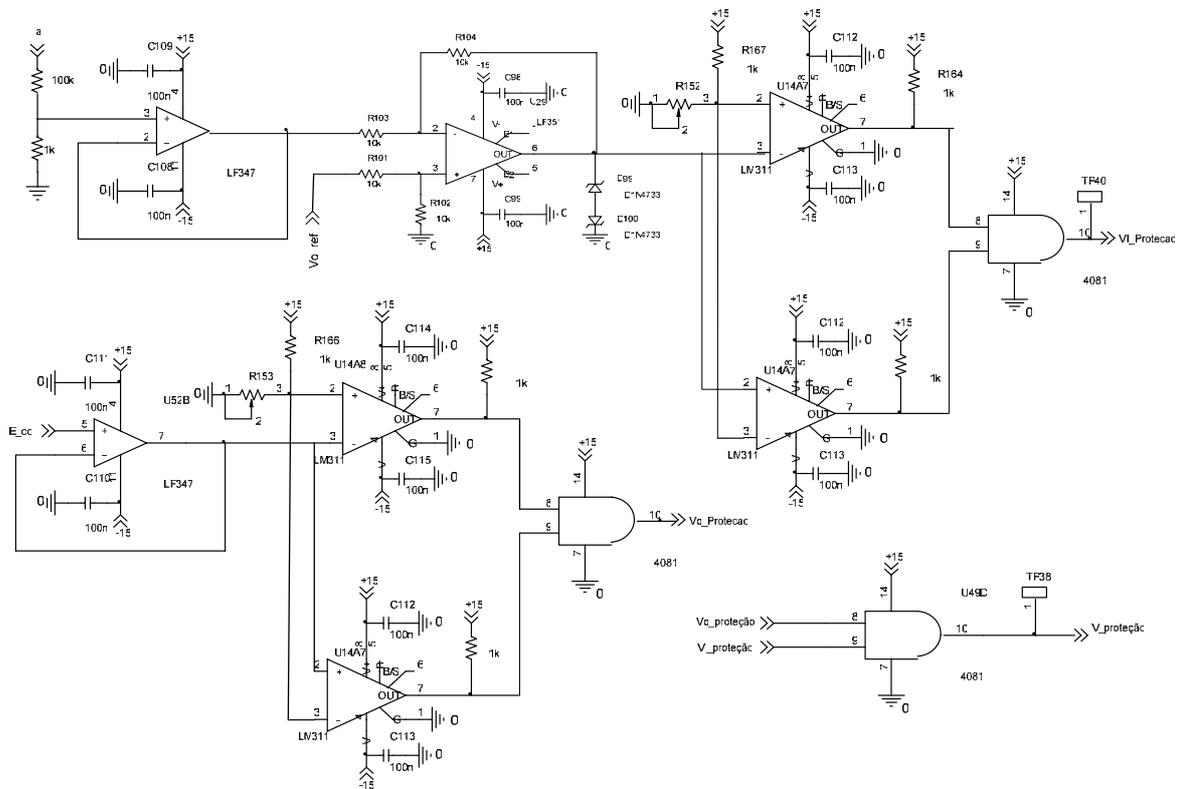


Fig. 4-17 – Circuito para proteção de subtensão, sobretensão e curto franco na carga.

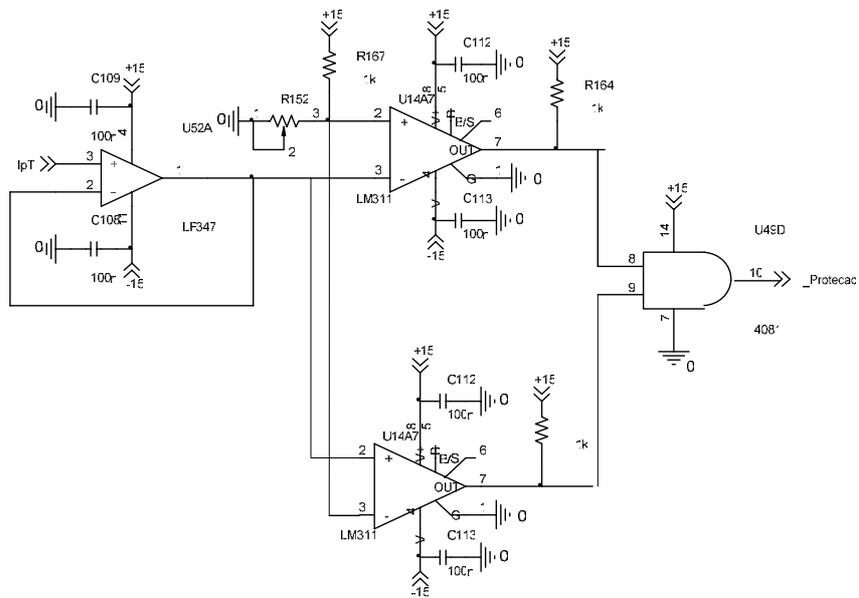


Fig. 4-18 – Circuito para detectar sobrecorrente no condicionador de tensão.

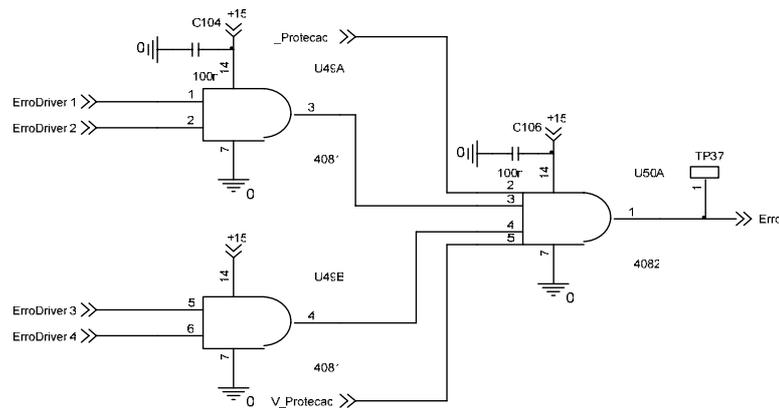


Fig. 4-19 – Circuito lógico para indicar ao PIC que ocorreu falha no sistema.

4.5 Conclusão.

Neste capítulo foi elaborada uma metodologia de projeto para o condicionador de tensão, a partir de toda a análise desenvolvida em capítulos anteriores. Foi realizado um exemplo de projeto que será executado em capítulo posterior.

Apresentaram-se os circuitos eletrônicos de potência, comando e controle, bem como os circuitos de proteção da estrutura estudada.

5 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 Introdução

Neste Capítulo apresentam-se os resultados comparativos entre simulações eletrônicas, via *software PSIM v.6.0*, e a experimentação em laboratório de um protótipo de condicionador de tensão, com potência nominal de 10 kVA projetado em capítulo precedente. Visa-se com isto a comprovação e eficácia da metodologia de projeto estudada no Capítulo 4.

Serão apresentadas as formas de onda das principais grandezas do estágio de potência, bem como a do circuito de comando e controle, abrangendo as diversas condições de operação em que um protótipo comercial poderia ser submetido.

Desta forma, serão realizados ensaios para operação em malha aberta e malha fechada, com perturbações na tensão de entrada (variação e distorção), operação com carga nominal linear e não-linear, variação de 50% de carga nominal, entre outros.

5.2 Arquivo de Simulação

O esquemático utilizado para as simulações no *software PSIM v.6.0* dos diversos tipos de ensaios em que o protótipo será submetido foi baseado no esquema da Fig. 5-1.

Nas simulações foi considerado que a fonte de alimentação possuía uma impedância interna composta por uma indutância de $100\mu\text{H}$ e uma resistência de $0,1\Omega$. Porém, na prática, estes valores oscilam principalmente em função do tamanho dos condutores de alimentação, transformador de distribuição, carregamento da rede, etc. Os resultados obtidos pelo programa de simulação serão apresentados assim como os obtidos com os ensaios experimentais.

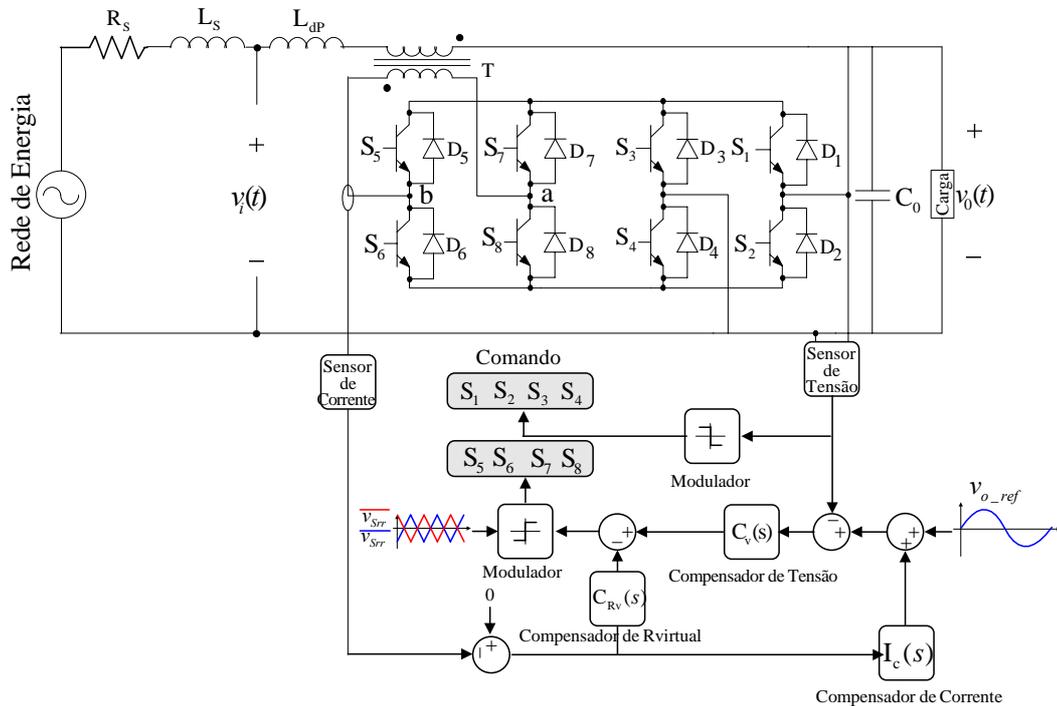


Fig. 5-1 – Circuito de potência e diagrama de controle.

5.3 Protótipo do condicionador de tensão de 10 kVA

A foto do protótipo do condicionador de tensão de 10 kVA construído e ensaiado em laboratório é apresentada na Fig. 5-2, onde há o mapeamento dos principais elementos que o compõem. É possível observar a ausência de um indutor de filtragem físico, uma vez que foi comprovado, no capítulo precedente, que a associação da indutância de rede e de dispersão do transformador é suficiente para cumprir as especificações de projeto requeridas.

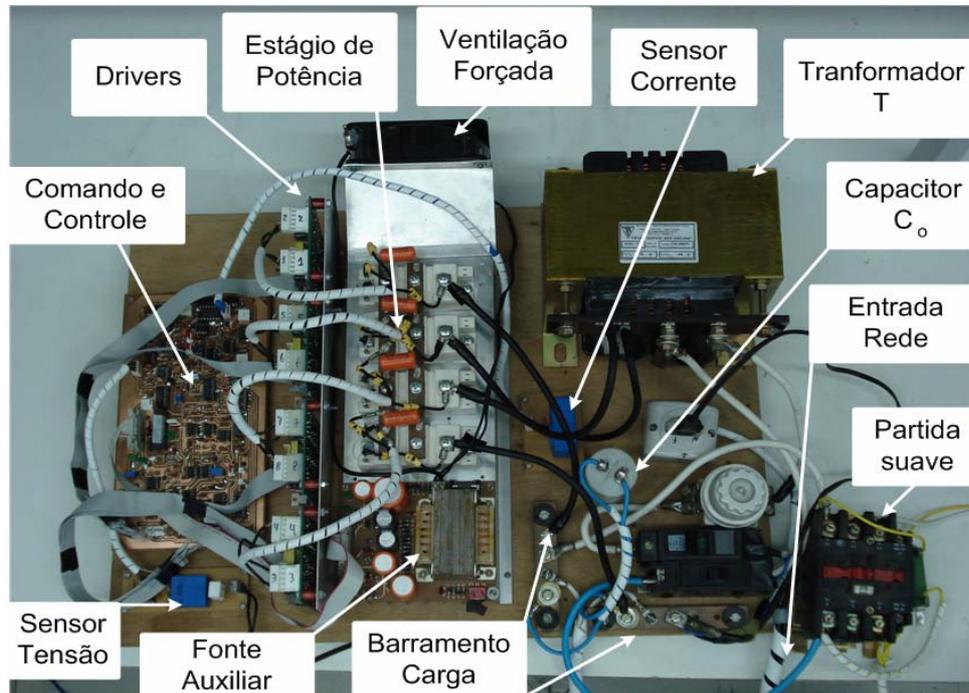


Fig. 5-2 – Protótipo do condicionador de tensão de 10 kVA.

5.4 Principais formas de onda do condicionador

Neste item serão apresentadas as principais formas de onda que descrevem o funcionamento do condicionador de tensão projetado.

Na Fig. 5-3 mostram-se os sinais de entrada e de saída do sensor de tensão. Observa-se que na saída do sensor há uma amostra da tensão em fase com $v_0(t)$ e com amplitude de aproximadamente $0,0114 \cdot v_0(t)$.

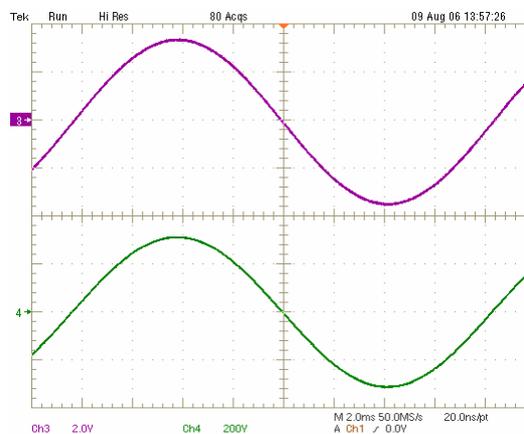


Fig. 5-3 – Sinais do sensor de tensão: Ch3- Tensão na saída do sensor de tensão $v_M(t)$, Ch2- Tensão no barramento de carga $v_0(t)$.

O funcionamento do *driver* de um braço de interruptores do condicionador pode ser visualizado na Fig. 5-4, bem como o detalhe de tempo morto dos pulsos de comando. Verifica-se que os sinais de entrada *Ch1* e *Ch2*, não estão com amplitude suficiente para o comando do módulo *IGBT*. Porém, nos sinais de saída do *driver* (*Ch3* e *Ch4*) observa-se o condicionamento dos sinais de entrada, em amplitudes capazes de realizar a condução e o bloqueio dos interruptores, além de um tempo morto adequado para evitar o curto-circuito instantâneo de braço.

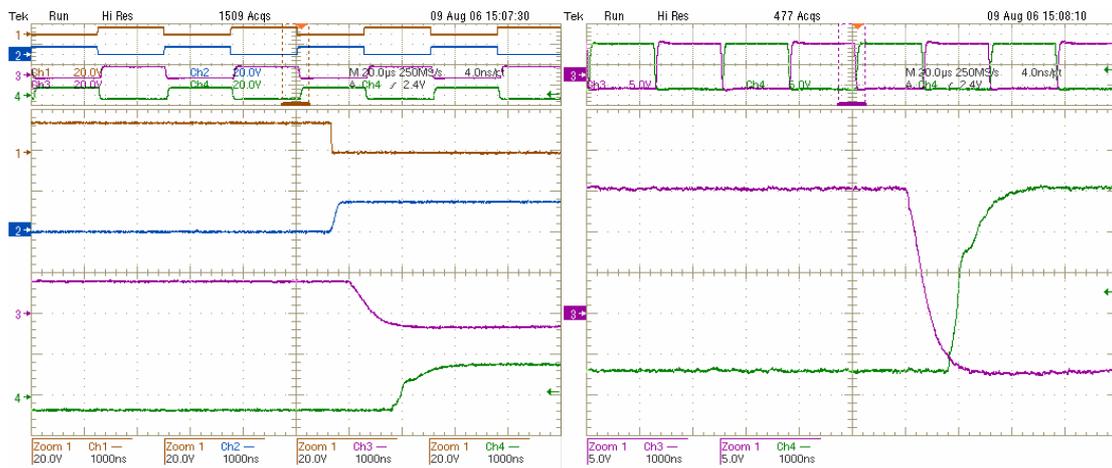


Fig. 5-4 – Sinais para o braço do conversor: *Ch1*- Tensão de comando $S_5(t)$, *Ch2*- Tensão de comando $S_6(t)$, *Ch3*- Pulso de comando para o interruptor $v_{G5}(t)$ e *Ch4*- Pulso de comando para o interruptor $v_{G6}(t)$.

Os pulsos de comando para um braço da parte retificadora do condicionador podem ser visualizados na Fig. 5-5. Observa-se que a modulação dos interruptores retificadores é realizada em baixa frequência, de acordo com a frequência e sinal da tensão de saída $v_0(t)$.

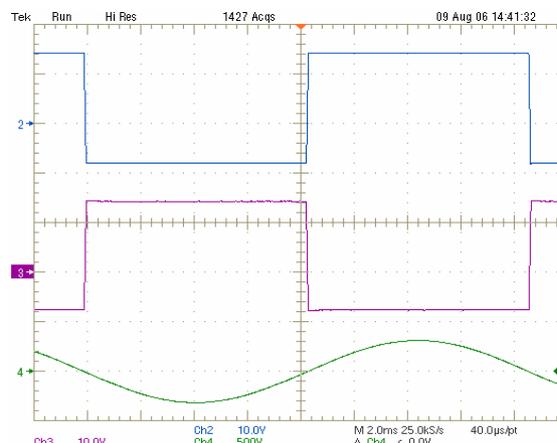


Fig. 5-5 – Pulsos de comando para um braço do retificador: *Ch2*- Pulso de comando para interruptor $v_{G1}(t)$ ou $v_{G4}(t)$, *Ch3*- Pulso de comando para interruptor $v_{G2}(t)$ ou $v_{G3}(t)$ e *Ch4*- Tensão de saída $v_0(t)$.

O sinal que sincroniza a referência de tensão gerada pelo microcontrolador PIC com a tensão de saída do sensor de tensão é apresentado na Fig. 5-6. Nota-se que o circuito de sincronismo envia um sinal em forma de pulso no instante em que a tensão $v_0(t)$ torna-se positiva, indicando ao circuito de geração de referência o momento de criar uma senóide em fase com a tensão de saída.

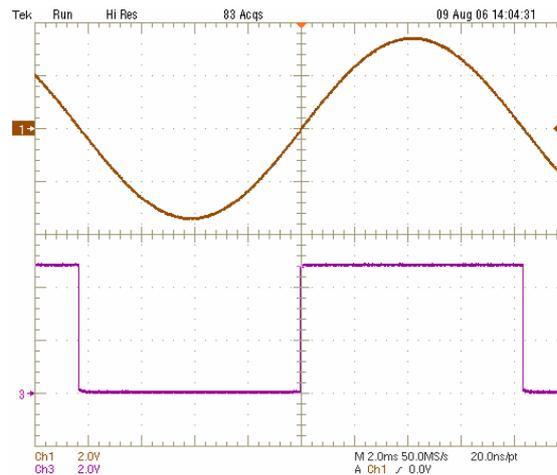


Fig. 5-6 – Pulsos de sincronismo para referência: Ch1- Tensão de saída do circuito sensor de tensão, Ch3- Pulso de sincronismo do circuito Rbo.

A lógica para gerar os sinais de comando *PWM* a três níveis para os interruptores do inversor é realizada pela comparação entre a tensão de controle e duas funções triangulares com frequência fixa ($20kHz$) e em inversão de fase entre si, conforme mostrado na Fig. 5-7.

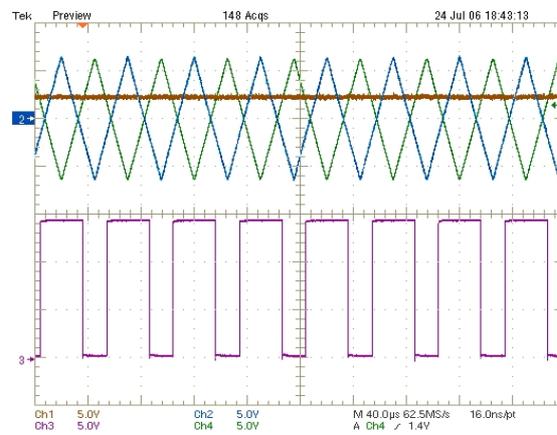


Fig. 5-7 – Lógica de geração dos sinais de comando para os interruptores do inversor: Ch1- Tensão de controle $V_C(t)$, Ch2- Sinal triangular $V_{Srr1}(t)$, Ch3- Pulso de comando para interruptor $S_5(t)$ e Ch4- Sinal triangular $V_{Srr2}(t)$.

O funcionamento do conversor *ca-ca* pode ser visualizado na Fig. 5-8 (parte retificadora) e na Fig. 5-9 (parte inversora). Na saída do retificador, observa-se que o sinal de tensão $v_r(t)$ nada mais é do que a tensão $v_0(t)$ retificada. Na saída do inversor, têm-se o sinal de tensão modulado de acordo com a frequência de comutação.

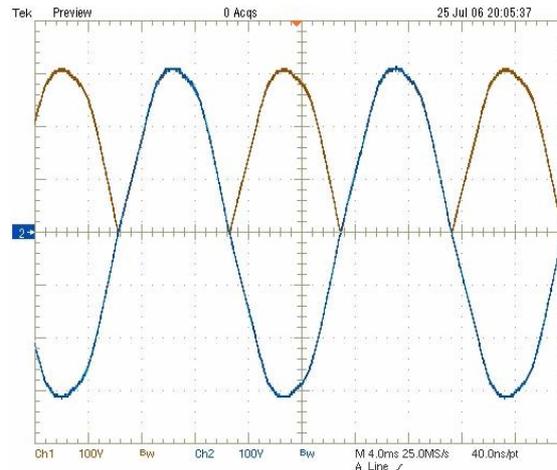


Fig. 5-8 – Funcionamento do retificador do conversor *ca-ca*: Ch1- Tensão de saída retificada $v_r(t)$, Ch2- Tensão de saída do condicionador $v_0(t)$.

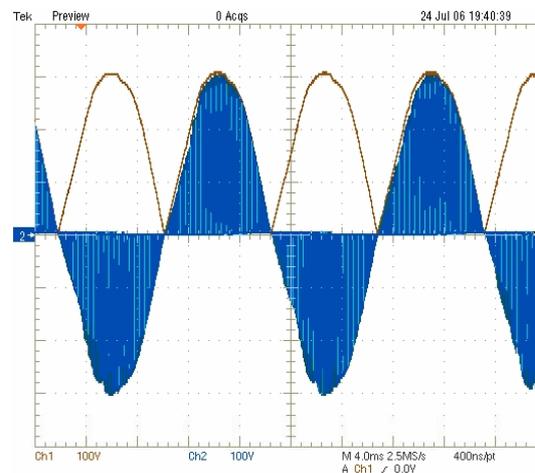


Fig. 5-9 – Funcionamento do inversor do conversor *ca-ca*: Ch1- Tensão de saída retificada $v_r(t)$, Ch2- Tensão de saída do inversor $v_{ab}(t)$.

5.5 Operação em malha aberta

Utilizou-se a operação em malha aberta para comprovar a expressão do ganho estático (0.15) obtida no capítulo 2, bem como as ondulações de tensão e corrente no filtro de saída da topologia em estudo.

É importante frisar que as figuras apresentadas nesta sessão são compostas, respectivamente, pelos resultados obtidos nos ensaios experimentais e nas simulações.

5.5.1 Ganho estático

Com o intuito de comprovar a expressão do ganho estático, bem como a compensação de tensão para $v_i(t)$ com amplitude diferente da nominal, realizou-se um ensaio em que $v_i(t)$ está com -10% do seu valor nominal, ou seja, 198 Volts .

Neste ensaio, espera-se que a tensão de saída do inversor $v_{ab}(t)$ esteja em fase com a tensão de entrada, promovendo uma compensação positiva de 22 Volts (Fig. 5-10), originada por uma razão cíclica de $0,4$ em $v_{ab}(t)$ (Fig. 5-11). Verifica-se que os resultados simulados e obtidos na prática são coerentes com a expressão de ganho estático, comprovando a validade da mesma.

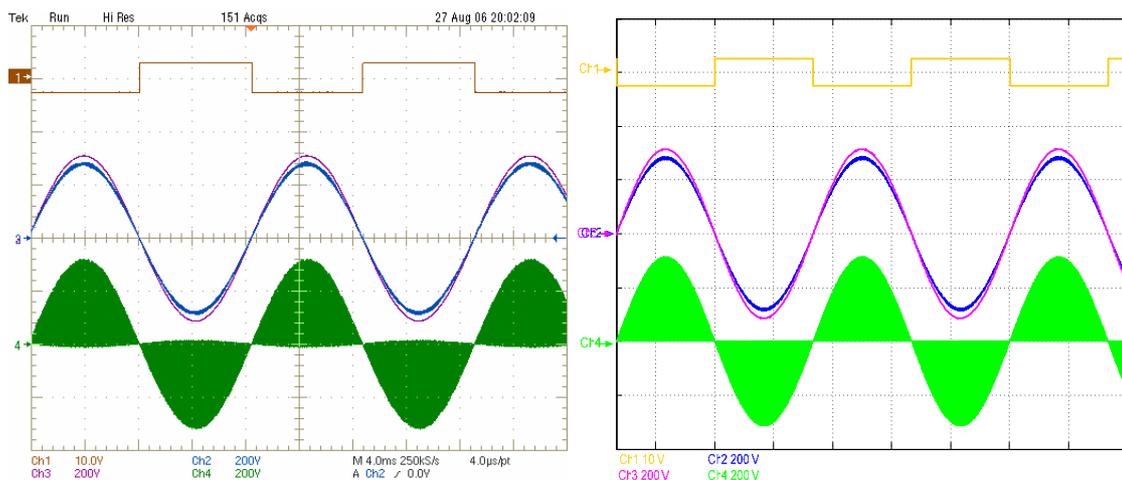


Fig. 5-10 – Ensaio de ganho estático experimental e por simulação: Ch1- Tensão de controle $v_c(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$, Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$ e Ch4- Tensão de saída do inversor $v_{ab}(t)$.

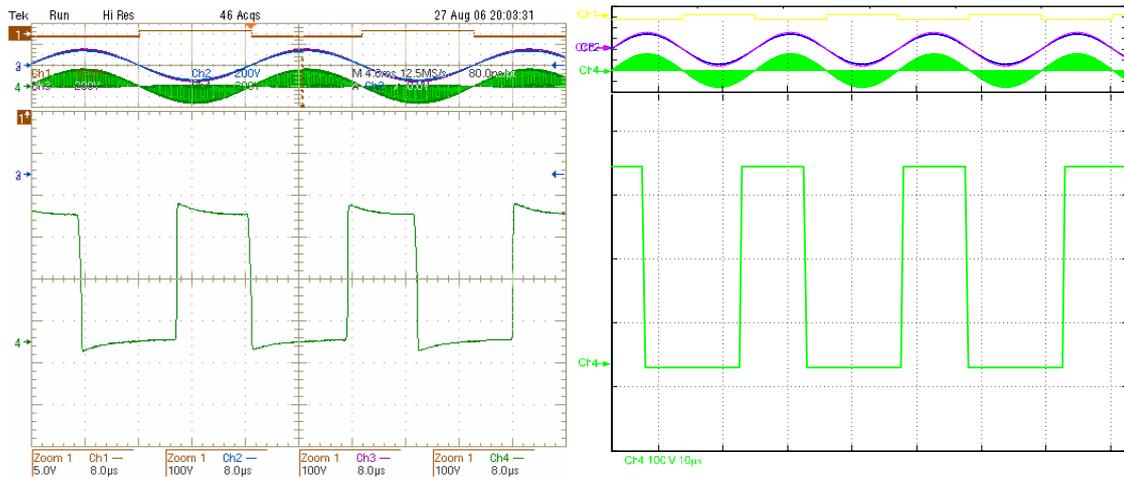


Fig. 5-11 – Ensaio ganho estático: Detalhe dos pulsos da tensão de saída do inversor $v_{ab}(t)$.

5.5.2 Ondulação de corrente e de tensão

Para comprovar as expressões de ondulação de corrente (0.63) e tensão (0.187) no filtro de saída do condicionador, foi realizado um ensaio em que o protótipo estava submetido a uma carga de $4,5kVA$ e foram obtidas as formas de onda da tensão de saída $v_o(t)$, tensão de entrada $v_i(t)$, tensão de saída do inversor $v_{ab}(t)$ e corrente na entrada do circuito $i_{Leq}(t)$.

A Fig. 5-12 representa o resultado deste ensaio, onde se observa que a tensão $v_{ab}(t)$ tem três níveis de tensão, caracterizando a modulação *RPWM* a três níveis utilizada.

Na Fig. 5-13 apresenta-se o detalhe das formas de onda da tensão $v_{ab}(t)$ e corrente $i_{Leq}(t)$, onde se observa perfeitamente a ondulação de corrente na entrada do condicionador (*Ch4*) e a razão cíclica em $v_{ab}(t)$ (*Ch1*). Na Fig. 5-14 mostra-se o detalhe da tensão de saída $v_o(t)$, onde se verifica uma ondulação de tensão prática de aproximadamente 3 volts e teórica de $2,6\text{ volts}$, comprovando o estudo da ondulação de tensão realizado no capítulo 2.

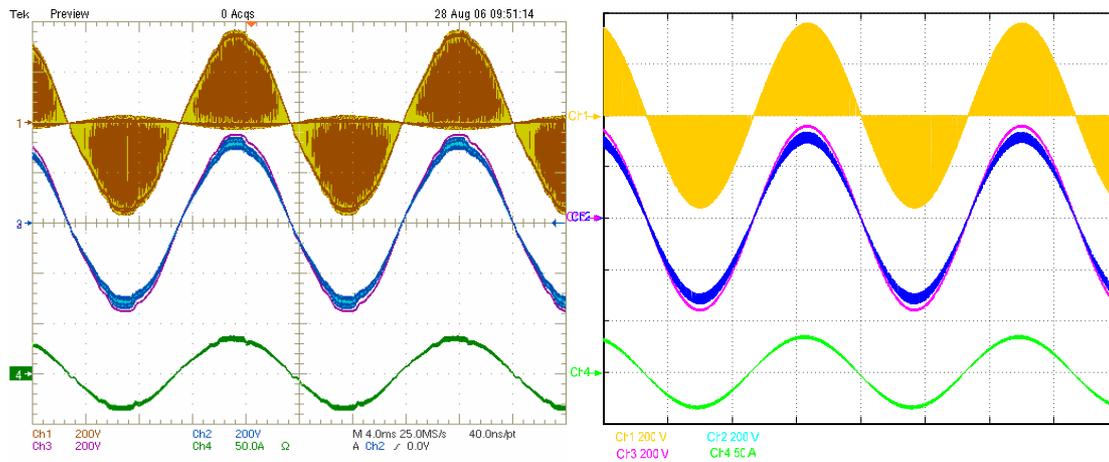


Fig. 5-12 – Ensaio de ondulação de corrente e de tensão: Ch1- Tensão de saída do inversor $v_{ab}(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$, Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$ e Ch4- Corrente de entrada do condicionador $i_{Leq}(t)$.

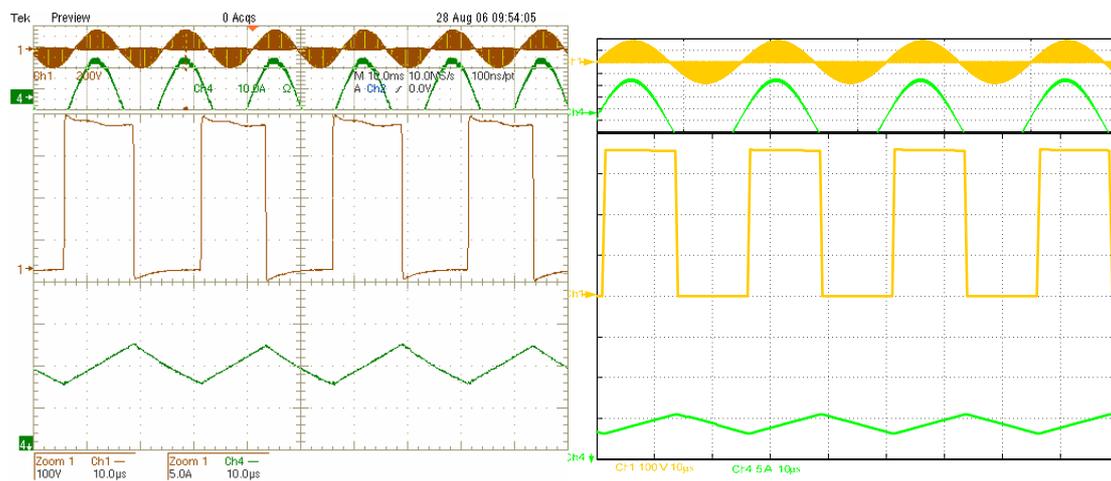


Fig. 5-13 – Ensaio de ondulação de corrente e de tensão: Ch1-Detalhe da tensão de saída do inversor $v_{ab}(t)$ e Ch4-Detalhe da corrente de entrada do condicionador $i_{Leq}(t)$.

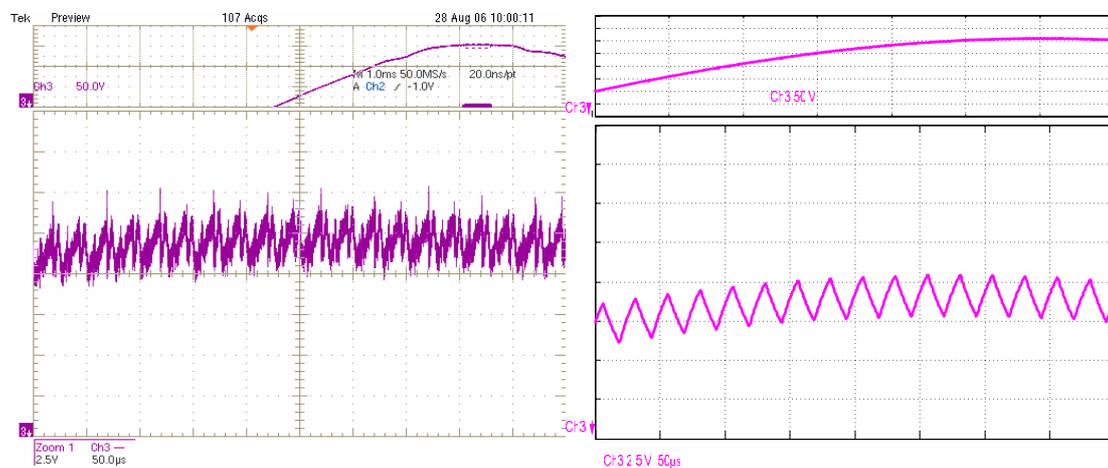


Fig. 5-14 – Ensaio de ondulação de corrente e de tensão: Ch3-Detalhe da tensão de saída $v_o(t)$.

5.6 Operação em malha fechada

O objetivo da operação em malha fechada é comprovar a eficiência do condicionador de tensão no fornecimento de energia de qualidade a qualquer tipo de carga, seja ela linear ou não-linear.

Para operação com cargas resistivas (lineares) foram realizados ensaios de rendimento e de regulação, variando a potência de carga de zero até o seu valor nominal, foram efetuados ensaios de transitórios de acréscimo e decréscimo de carga. Além disso, foi comprovada a eficiência da malha de resistência virtual no amortecimento de sinais para degraus de 50% do valor nominal de carga.

Ensaio com cargas não-lineares de $10kVA$ serão apresentados, além de operação com tensão de entrada com alto THD , comprovando a característica de correção de THD da tensão de saída.

Por fim, para demonstrar que o sistema é praticamente insensível à perturbações na tensão de entrada foram realizados ensaios com transitórios em percentagem do valor nominal da rede de -20%, -10%, +10% e +20%.

5.6.1 Ensaio de rendimento e de regulação

Com o intuito de avaliar o rendimento e a regulação do conversor, além de analisar a influência do indutor de filtragem nestas características foram realizados ensaios para duas configurações diferentes do condicionador de tensão:

Configuração 1: Indutância de filtragem resultante da composição da indutância da rede, da dispersão do transformador e das indutâncias parasitas do circuito, sem acréscimo de indutor físico ao sistema.

Configuração 2: Indutância de filtragem resultante da composição de um indutor físico de $100\mu H$, da indutância da rede, da dispersão do transformador e das indutâncias parasitas do circuito.

Para a análise do rendimento da estrutura varia-se a carga do condicionador de zero até o seu valor nominal, medindo-se, em cada passo, a potência ativa na entrada e saída da estrutura. Os resultados obtidos com este experimento estão expostos na Fig. 5-15 que

contém as curvas de rendimento para as duas configurações estudadas. Verifica-se que ambas as configurações possuem um alto rendimento (superior a 97%), o que era de se esperar em uma topologia de estabilizador de tensão com configuração de compensador série, em que o conversor processa apenas parte da energia da carga e as perdas na comutação dos interruptores são minimizadas.

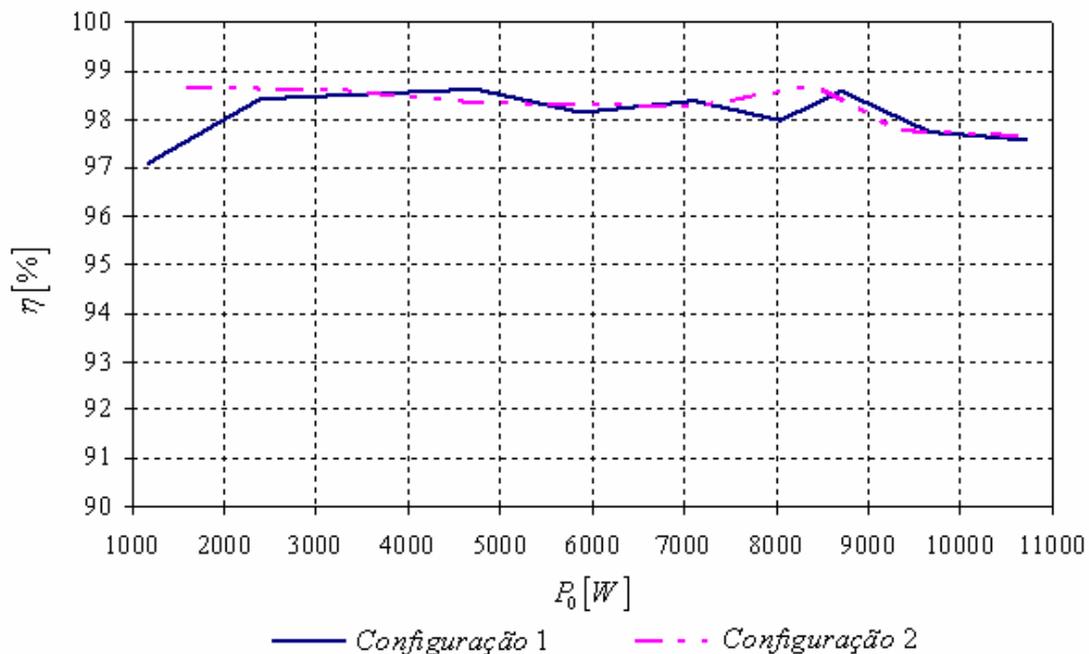


Fig. 5-15 – Ensaio de Rendimento: Curvas do rendimento η com e sem inserção de indutor físico em função da carga do sistema.

O ensaio de regulação é feito a partir da análise do comportamento das tensões de entrada e de saída a partir da variação de carga do sistema. A Fig. 5-16 apresenta os resultados obtidos com as experimentações em laboratório, onde se verifica que em ambas as configurações estudadas mantém-se relativamente regulada, apesar da tensão de entrada $v_i(t)$ variar bastante com o aumento de carga a tensão de saída $v_o(t)$ do condicionador. Para reforçar a característica de regulação de tensão mostra-se, na Fig. 5-17, o gráfico do erro da tensão de saída em relação a variação de carga, onde se observa que este erro é sempre pequeno.

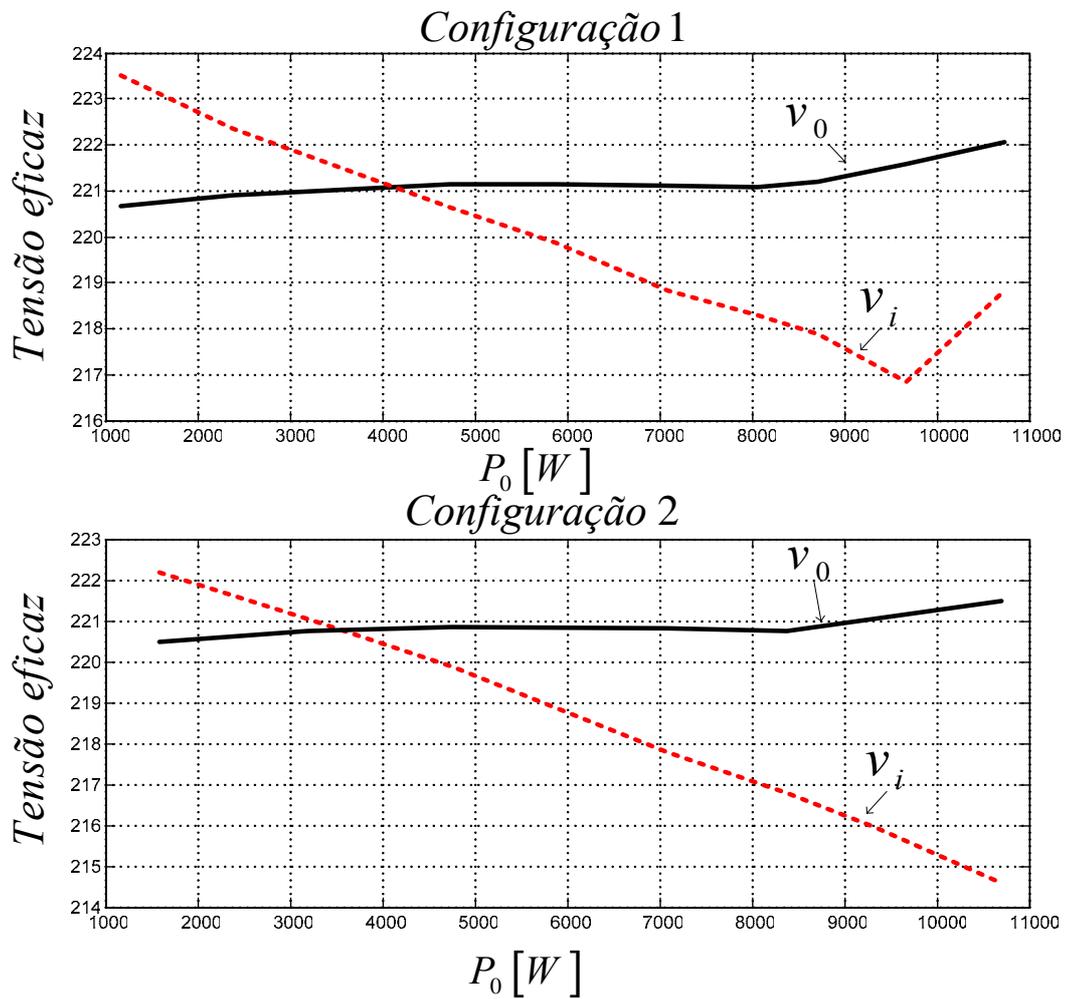


Fig. 5-16 – Ensaio de Regulação: Curvas de tensão da entrada $v_i(t)$ e saída $v_o(t)$ em função da carga do sistema.

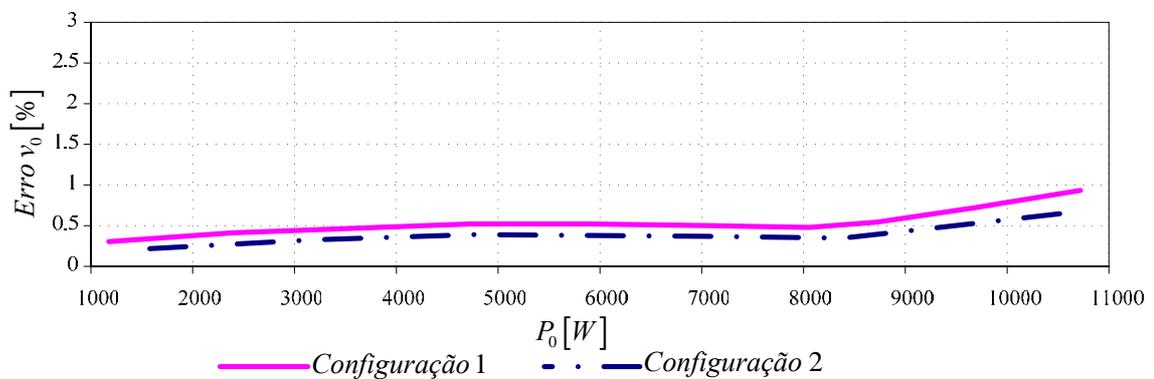


Fig. 5-17 – Ensaio de Regulação: Curvas do erro de tensão de saída em função da carga do sistema.

5.6.2 Transitório de carga

As Fig. 5-18 e Fig. 5-19 apresentam, respectivamente, os resultados da experimentação e simulação em que o condicionador de tensão sofre um transitório de acréscimo de carga de $5kVA$, bem como o detalhe no instante em que ocorre esta variação. Observa-se que a tensão de saída é corrigida em aproximadamente $1ms$, mostrando que o sistema é praticamente insensível a esta perturbação.

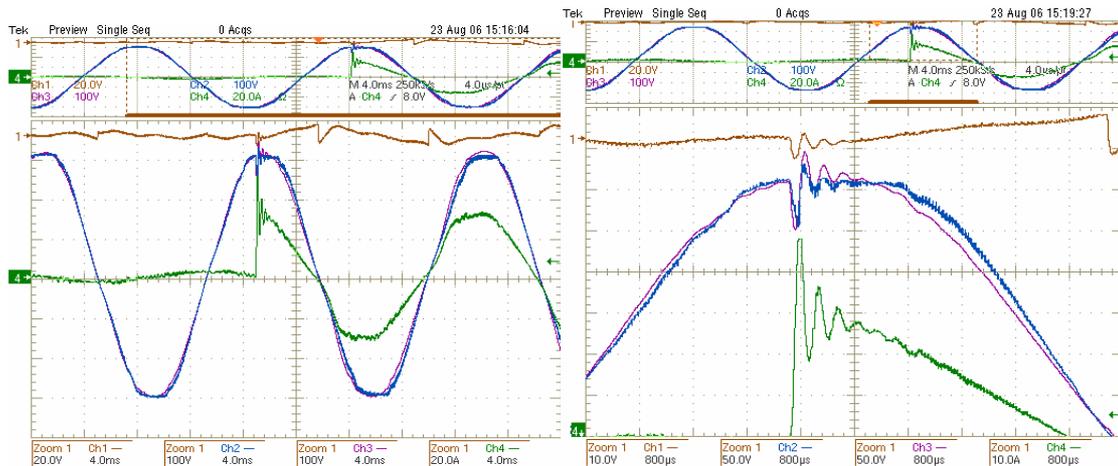


Fig. 5-18 – Ensaio de Transitório de Carga: Ch1- Tensão de controle $v_c(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$, Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$ e Ch4- Corrente de entrada do condicionador $i_{Leq}(t)$.

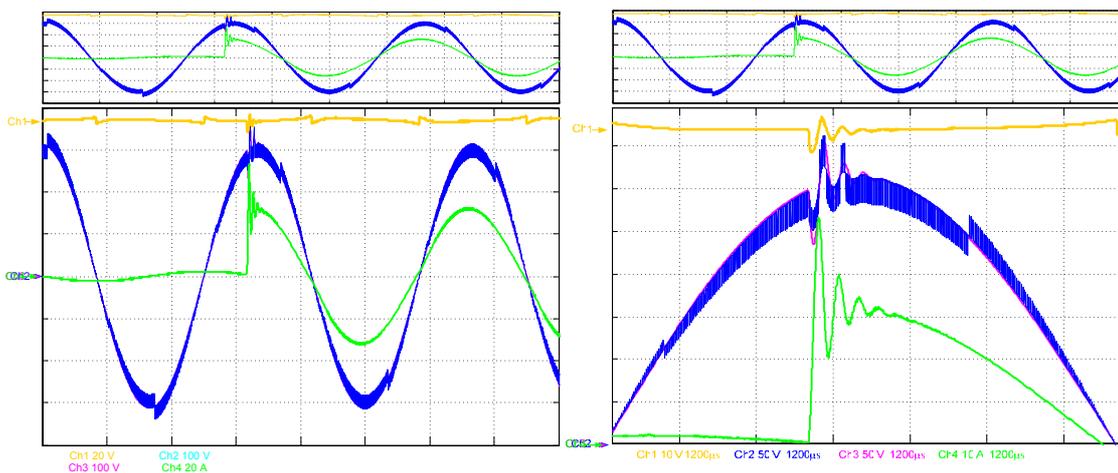


Fig. 5-19 – Simulação de Transitório de Carga: Ch1- Tensão de controle $v_c(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$, Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$ e Ch4- Corrente de entrada do condicionador $i_{Leq}(t)$.

Repete-se este ensaio com a malha de resistência virtual, cujo resultado prático e de simulação são mostrados respectivamente nas Fig. 5-20 e Fig. 5-21. Verifica-se uma melhora na dinâmica do sistema, pois a tensão de saída foi corrigida em apenas $400\mu s$.

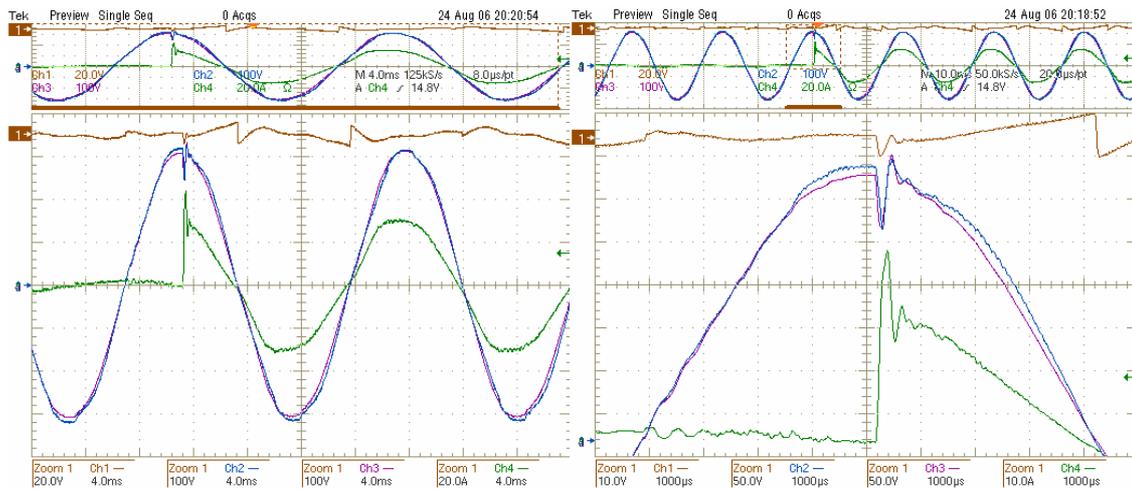


Fig. 5-20 – Ensaio de Transitório de Carga com R virtual: Ch1- Tensão de controle $v_c(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$, Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$ e Ch4- Corrente de entrada do condicionador $i_{Leq}(t)$.

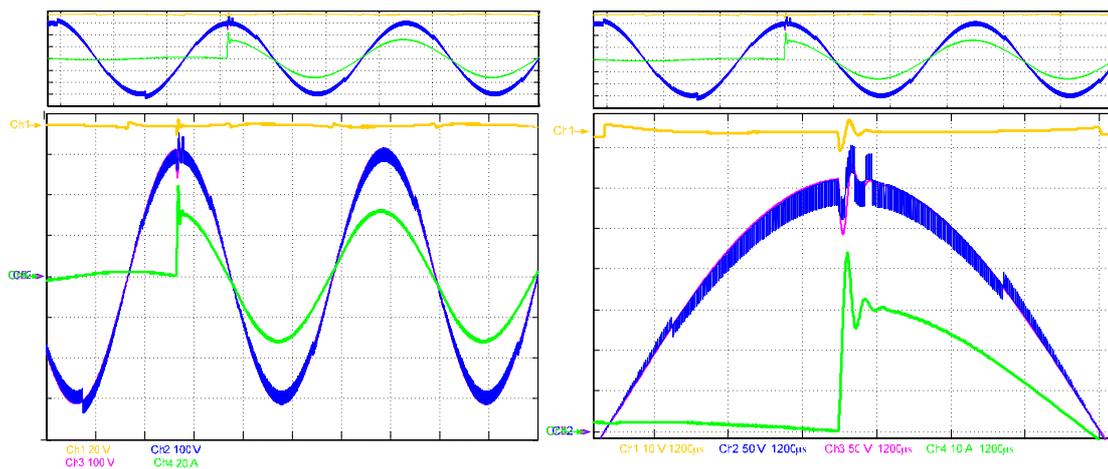


Fig. 5-21 – Simulação de Transitório de Carga com R virtual: Ch1- Tensão de controle $v_c(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$, Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$ e Ch4- Corrente de entrada do condicionador $i_{Leq}(t)$.

A Fig. 5-22 apresenta os resultados do ensaio de retirada de carga, de 5kVA para operação a vazio. Verifica-se que a corrente do sistema não varia abruptamente, pois as indutâncias existentes no circuito promovem um arco elétrico no interruptor que desliga a carga, fazendo com que a interrupção da corrente seja completa apenas na passagem por zero. Observa-se que ocorre uma oscilação em baixa frequência na tensão de saída, originada pela malha de corrente, cuja atuação somará na referência de controle um valor médio. Este efeito é rapidamente amortecido, balanceando novamente a tensão de saída.

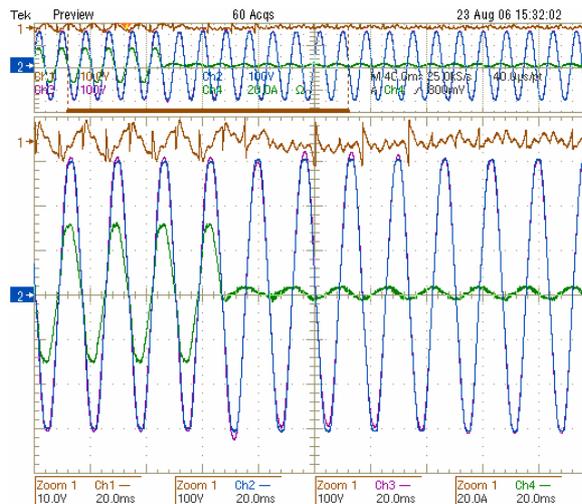


Fig. 5-22 – Ensaio de Retirada de Carga: Ch1- Tensão de controle $v_c(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$, Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$ e Ch4- Corrente de entrada do condicionador $i_{Leq}(t)$.

5.6.3 Perturbação na tensão de entrada

Os ensaios de perturbação na tensão de entrada visam analisar a dinâmica do sistema frente às variações instantâneas no ponto de maior magnitude da tensão de entrada, bem como o seu comportamento em regime permanente nestes casos. O ensaio de THD tem por objetivo comprovar a característica de correção de THD de tensão, ou seja, mesmo com uma tensão de entrada com forma de onda distorcida, o condicionador disponibiliza à carga uma tensão com forma senoidal (baixo THD).

Com o auxílio de uma fonte de tensão alternada controlável foram realizados ensaios com degraus instantâneos de tensão na entrada do condicionador, com magnitudes de +20%, +10%, -10% e -20% do valor nominal. Em todos os ensaios apresentados nas figuras subseqüentes, observa-se que o sistema corrige rapidamente a tensão de saída mantendo-a dentro de valores seguros para a carga, fato que também pode ser comprovado com os resultados de simulação.

Os resultados do ensaio e de simulação da resposta dinâmica da tensão de saída para perturbação de +20% na tensão de entrada podem ser visualizados nas Fig. 5-23 e Fig. 5-24.

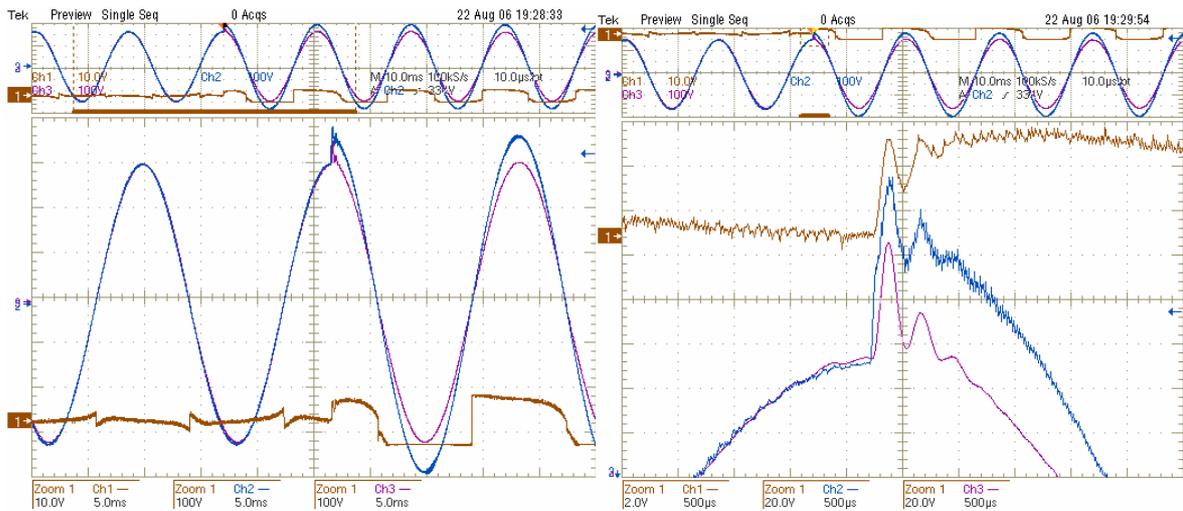


Fig. 5-23 – Ensaio de Transitório de tensão +20%: Ch1- Tensão de controle $v_c(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$ e Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$.

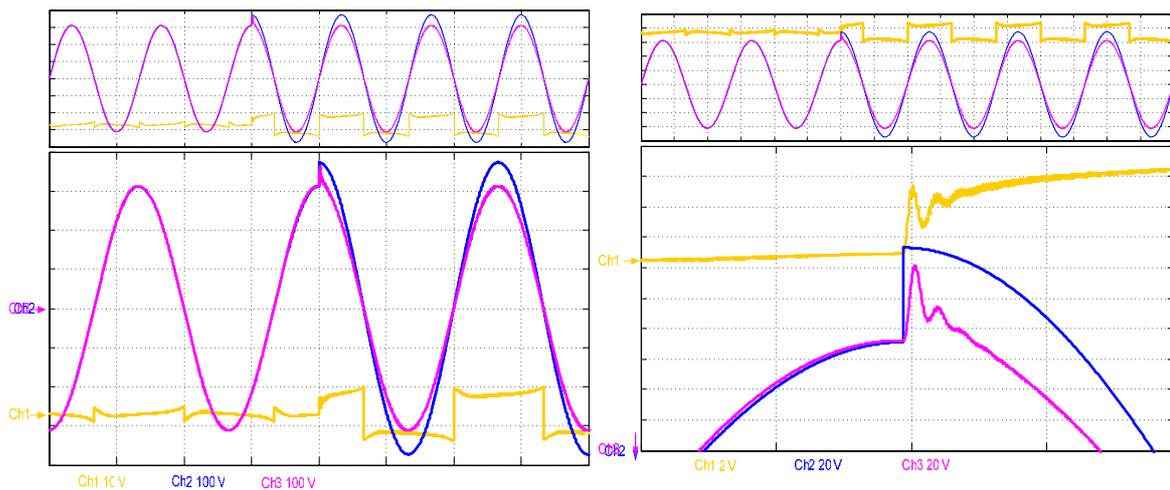


Fig. 5-24 – Simulação Transitório de tensão +20%: Ch1- Tensão de controle $v_c(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$ e Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$.

A Fig. 5-25 mostra o comportamento em regime permanente na prática e na simulação para tensão de entrada com 264 Volts eficazes.

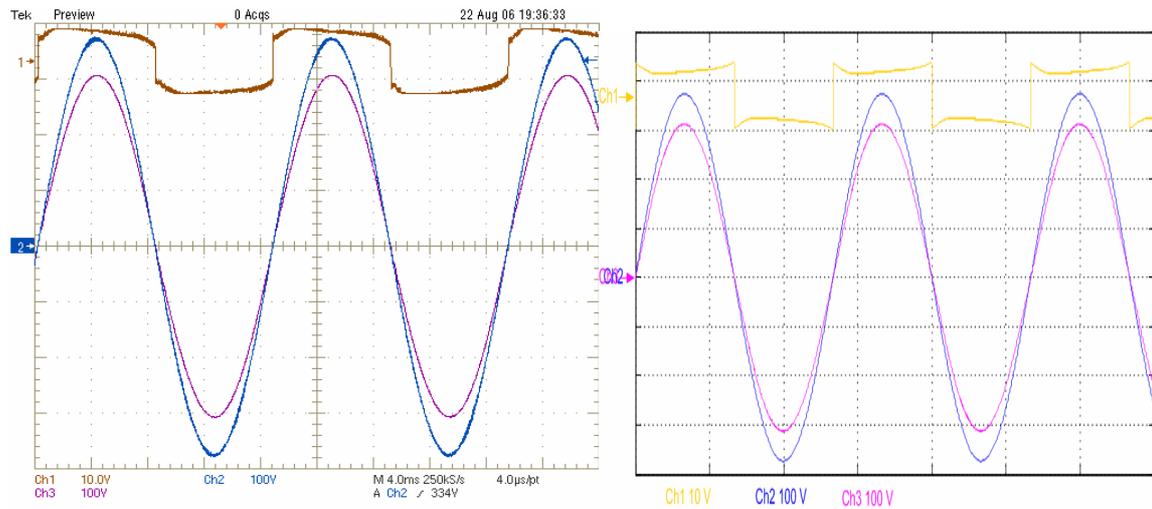


Fig. 5-25 – Ensaio e simulação de Regime Permanente com $v_{ief} = 264V$: Ch1- Tensão de controle $v_c(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$ e Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$.

Os ensaios e simulação da resposta dinâmica da tensão de saída para perturbação de +10% no valor nominal da tensão de entrada possuem como resultados as curvas das Fig. 5-26 e Fig. 5-27.

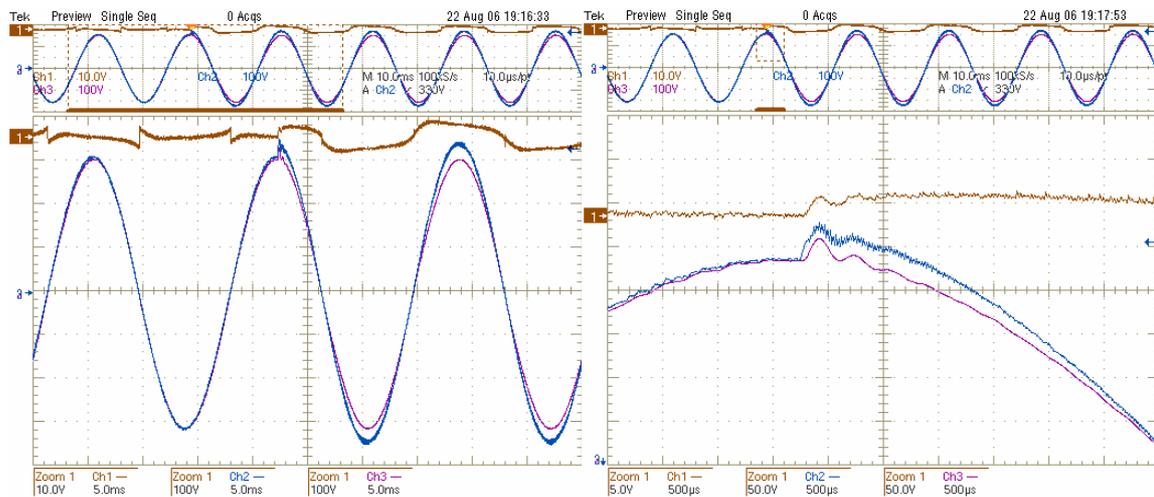


Fig. 5-26 – Ensaio de Transitório de tensão +10%: Ch1- Tensão de controle $v_c(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$ e Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$.

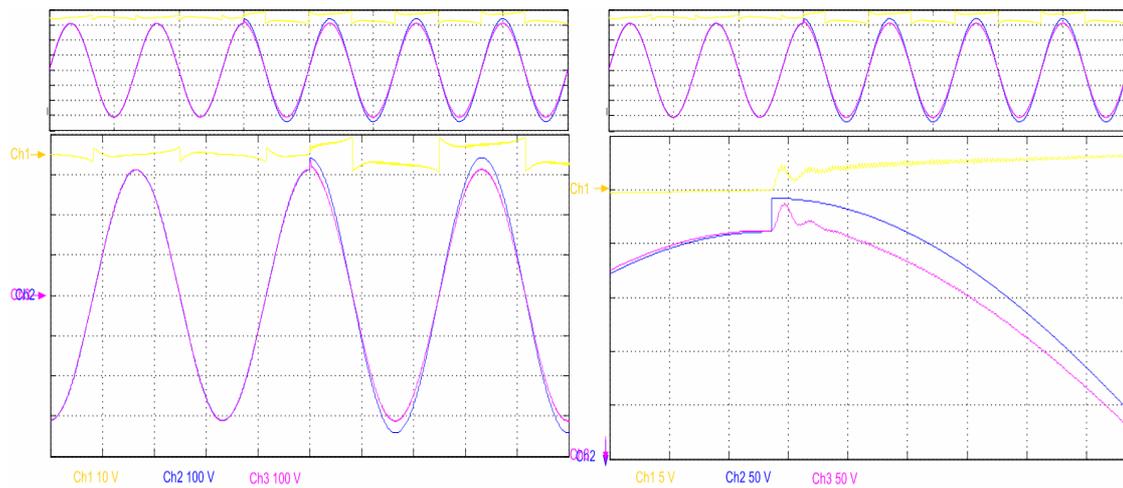


Fig. 5-27 – Simulação do Transitório de tensão +10%: Ch1- Tensão de controle $v_c(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$ e Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$.

A Fig. 5-28 mostra os resultados experimentais e de simulação, do circuito operando em regime permanente para tensão de entrada com 242 Volts eficazes.

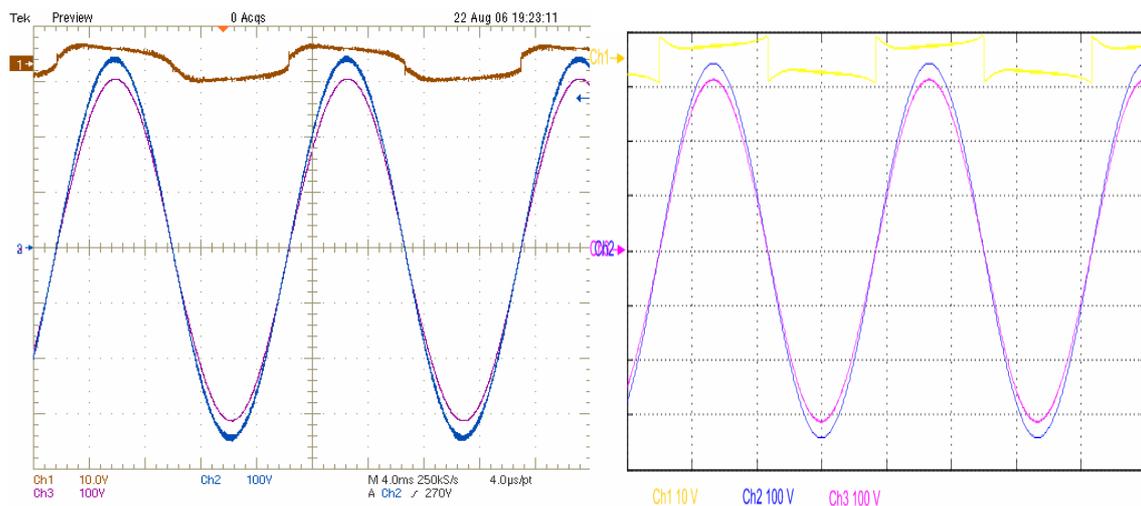


Fig. 5-28 – Ensaio do Regime Permanente com $v_{ief} = 242V$: Ch1- Tensão de controle $v_c(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$ e Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$.

As Fig. 5-29 e Fig. 5-30, apresentam os resultados do ensaio e obtidos por simulação para análise da resposta dinâmica da tensão de saída frente à perturbação de -10% na tensão de entrada.

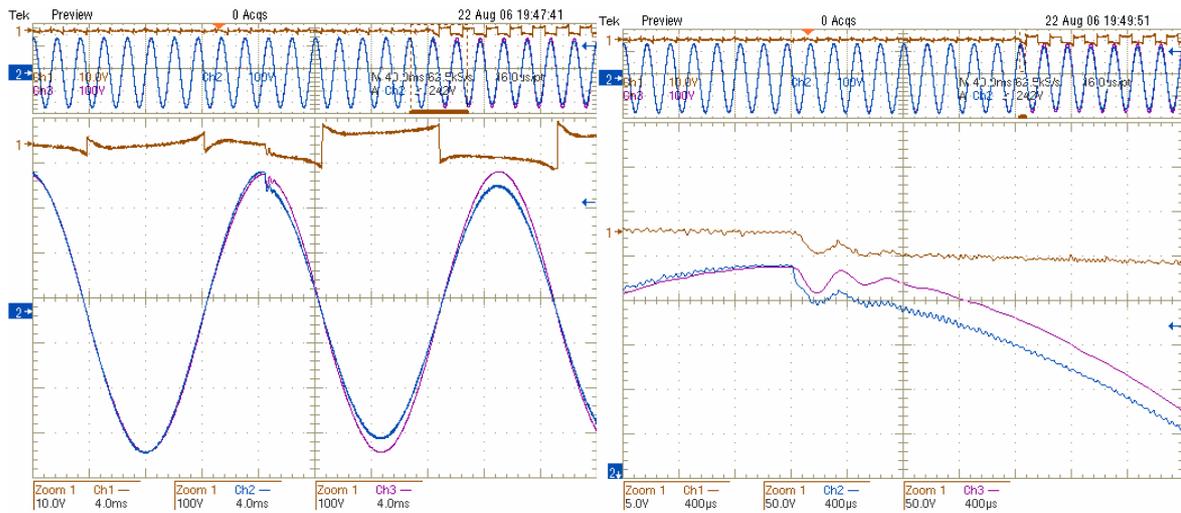


Fig. 5-29 – Ensaio do Transitório de tensão -10%: Ch1- Tensão de controle $v_c(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$ e Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$.

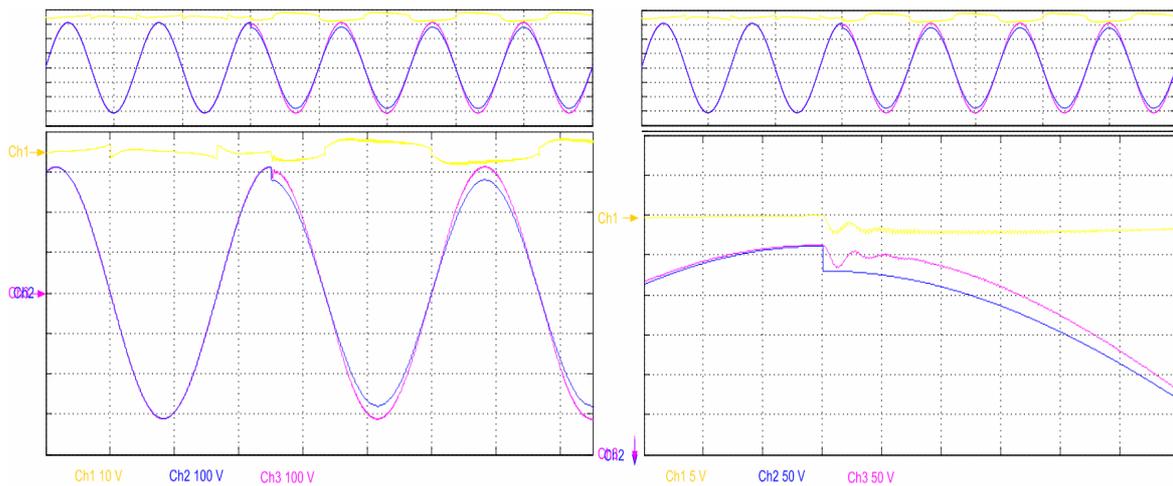


Fig. 5-30 – Simulação do Transitório de tensão -10%: Ch1- Tensão de controle $v_c(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$ e Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$.

A Fig. 5-31 mostra o comportamento do circuito, em regime permanente, no ensaio e na simulação para tensão de entrada com 198 Volts eficazes.

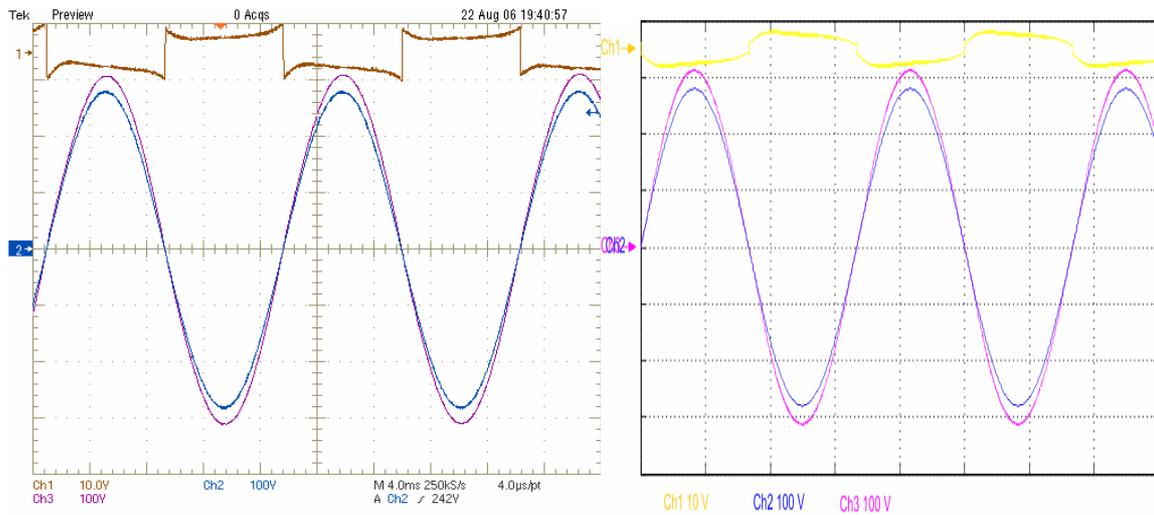


Fig. 5-31 – Ensaio e Simulação de Regime Permanente com $v_{ief} = 198V$: Ch1- Tensão de controle $v_c(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$ e Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$.

O ensaio experimental e a simulação da resposta dinâmica da tensão de saída para perturbação de -20% no valor nominal da tensão de entrada possuem como resultados as curvas das Fig. 5-32 e Fig. 5-33.

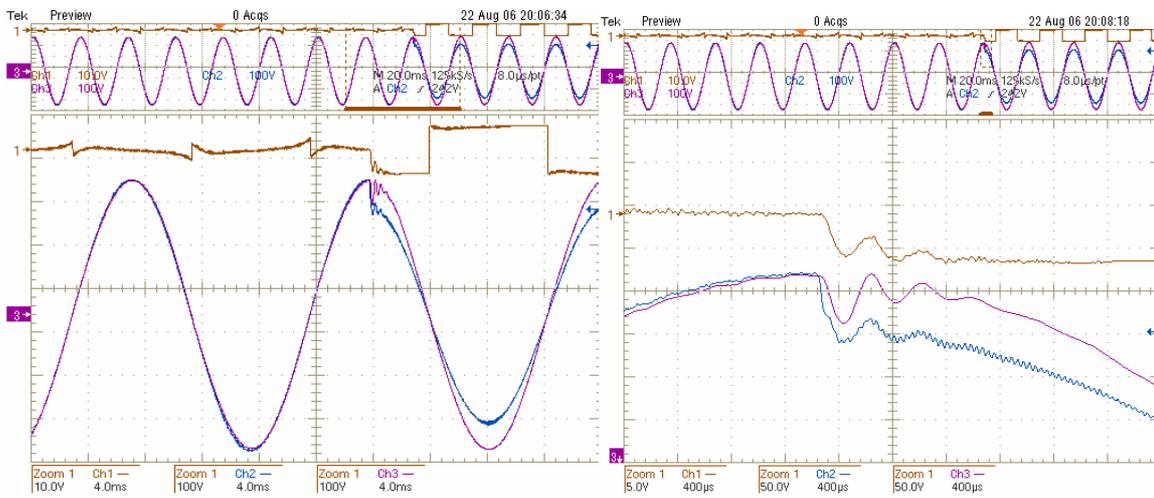


Fig. 5-32 – Ensaio do Transitório de tensão -20%: Ch1- Tensão de controle $v_c(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$ e Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$.

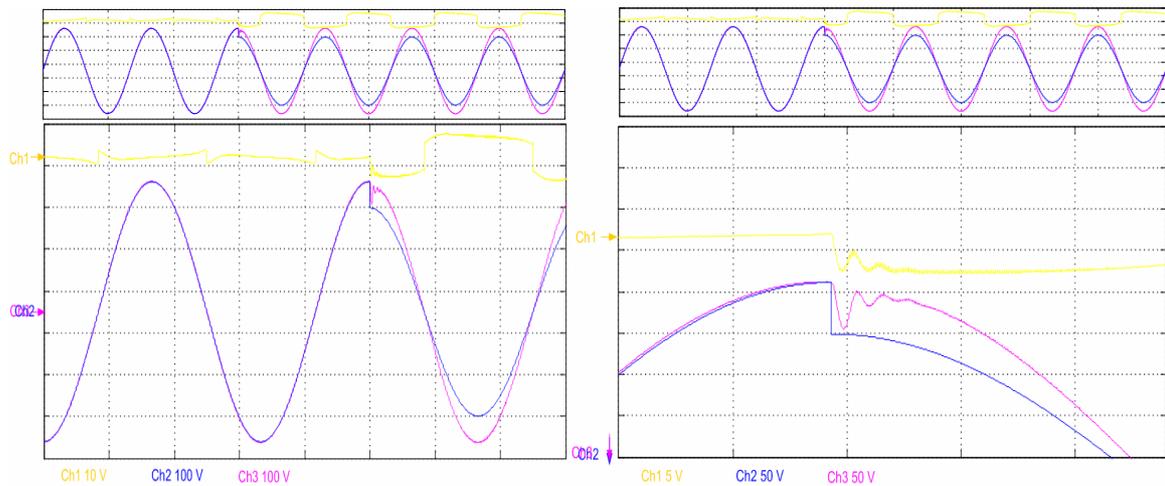


Fig. 5-33 – Simulação do Transitório de tensão -20%: Ch1- Tensão de controle $v_c(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$ e Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$.

A Fig. 5-34 mostra o comportamento em regime permanente do condicionador, na prática e na simulação, para tensão de entrada com 176 Volts eficazes.

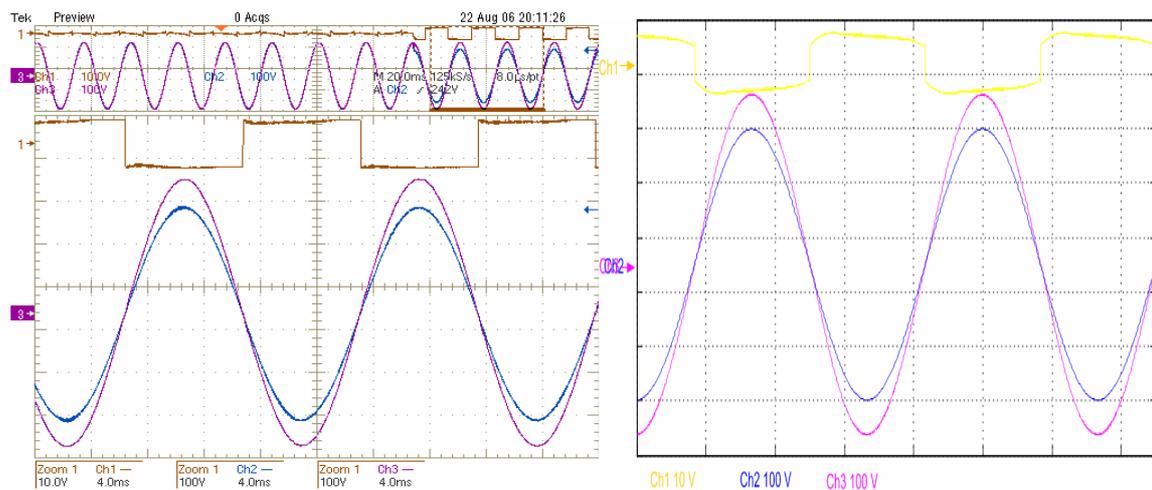


Fig. 5-34 – Ensaio do Regime Permanente com $v_{ief} = 176V$: Ch1- Tensão de controle $v_c(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$ e Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$.

Na Fig. 5-35 pode ser observado o comportamento da tensão de saída do protótipo para uma tensão de entrada com alta distorção harmônica. Visivelmente, verifica-se que o condicionador possui a característica de correção de THD de tensão, uma vez que fornece à carga uma tensão de saída com forma senoidal.

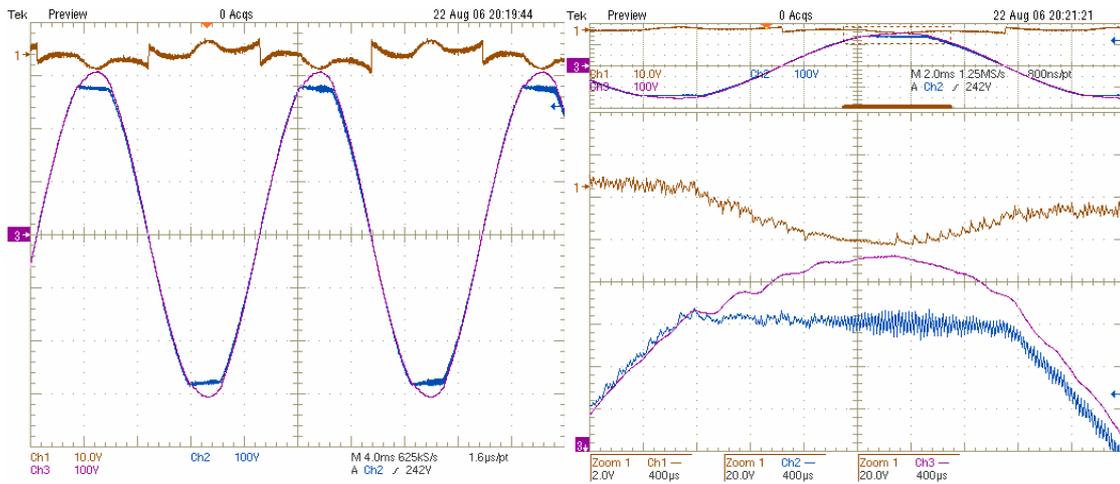


Fig. 5-35 – Ensaio de THD: Ch1- Tensão de controle $v_c(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$ e Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$.

No gráfico da Fig. 5-36 é apresentada a análise harmônica das formas de onda da tensão de entrada e de saída obtidas no ensaio de THD. Observa-se que a tensão de entrada possui THD de 4,16% e o condicionador corrige a THD de saída para 1,98%.

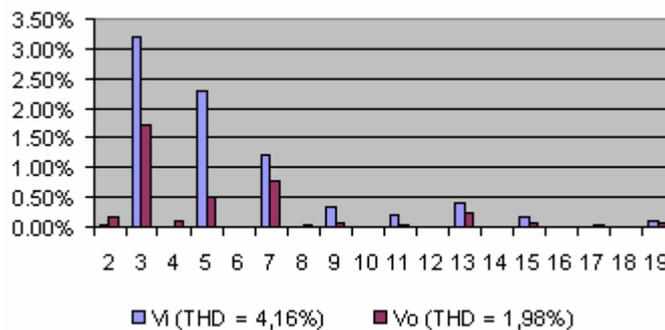


Fig. 5-36 – Análise harmônica e THD: V_i - Tensão de entrada $v_i(t)$ e V_o - Tensão de saída $v_o(t)$.

Como critério de comparação foi simulada a condição apresentada no ensaio de THD e o resultado é apresentado na Fig. 5-37. Mais uma vez, constata-se que o modelo do simulador se aproxima da prática.

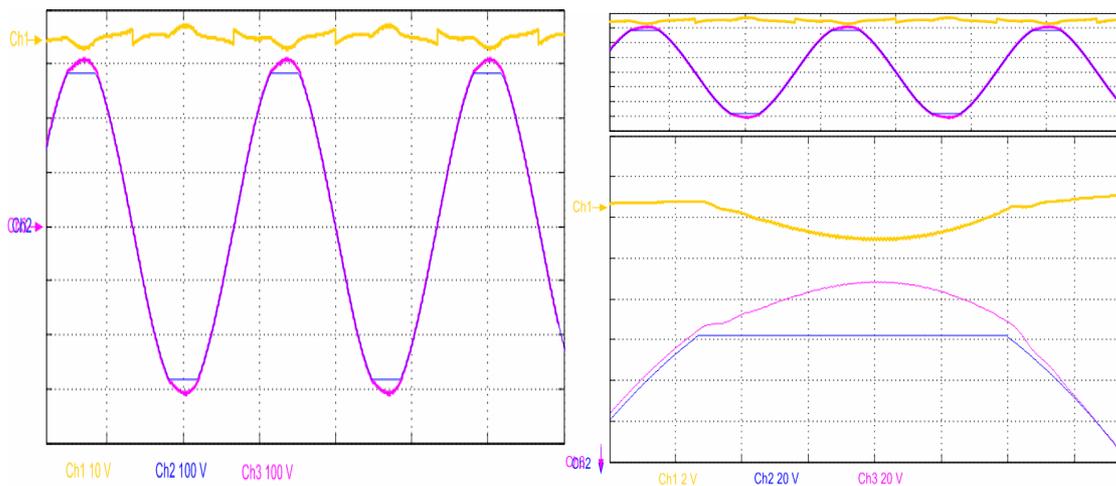


Fig. 5-37 – Simulação THD: Ch1- Tensão de controle $v_c(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$ e Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$.

5.6.4 Operação com carga não-linear

O ensaio do protótipo em operação com carga não-linear mede a capacidade de fornecer uma tensão de saída com formato senoidal, independente da forma de onda da corrente ou tensão de entrada da estrutura. Esta característica é fundamental para caracterizar o sistema estudado como um bom condicionador de tensão e torná-lo comercial.

Com o intuito de verificar a eficiência da malha de resistência virtual, no que concerne a estabilidade do sistema em operação com carga não-linear, são apresentados nas Fig. 5-38 e Fig. 5-39 os resultados obtidos nos ensaios com e sem a inserção da malha de resistência virtual. Pode-se notar que sem a malha de resistência virtual há um momento de instabilidade, que ocorre no semiciclo positivo da rede, no início da derivada negativa de corrente. Neste instante a tensão sobre o indutor é somada à tensão de saída, promovendo uma diminuição da razão cíclica da estrutura, que faz com que a tensão de controle oscile e gere este efeito, porém nada que comprometa a robustez do sistema. Ressalta-se que em ambos os casos houve uma visível melhora na qualidade da tensão de saída.

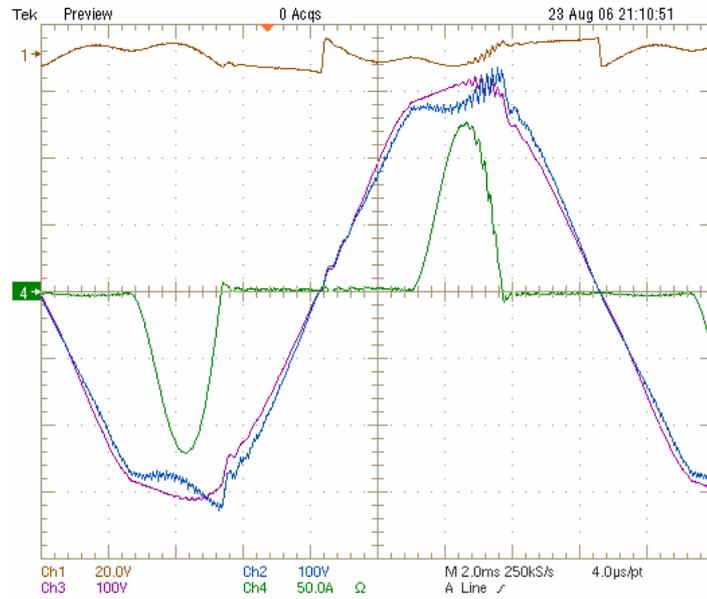


Fig. 5-38 – Ensaio com carga Não-linear sem malha R virtual: Ch1- Tensão de controle $v_c(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$, Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$ e Ch4- Corrente de entrada do condicionador $i_{Leq}(t)$.

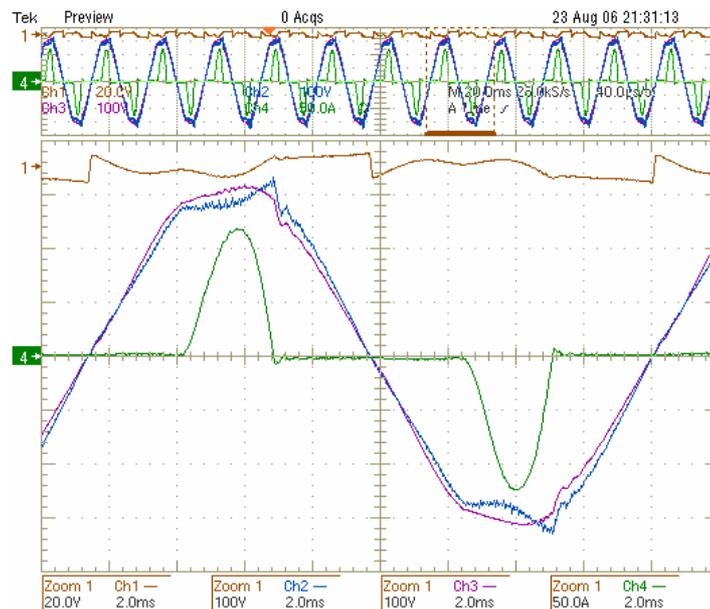


Fig. 5-39 – Ensaio com carga Não-linear com malha R virtual: Ch1- Tensão de controle $v_c(t)$, Ch2- Tensão de entrada $v_i(t)$, Ch3- Tensão de saída $v_o(t)$ e Ch4- Corrente de entrada do condicionador $i_{Leq}(t)$.

Analisando tanto a Fig. 5-38 quanto Fig. 5-39 verifica-se que na forma de onda da corrente $i_{Leq}(t)$ há uma variação abrupta de carga em dois pontos distintos, na derivada de corrente positiva e negativa, o que caracteriza a natureza não-linear da carga. Este efeito gera uma queda de tensão nas impedâncias do sistema, que fazem com que a tensão de

saída e de entrada fiquem distorcidas. Isto gera um afundamento de tensão na entrada que, dependendo da intensidade da carga pode ultrapassar o limite de 20% especificados, saturando o sinal de controle e prejudicando a correção da tensão de saída.

Para avaliar a característica de correção de THD de tensão é apresentado nas Fig. 5-40 e Fig. 5-41 a análise harmônica das formas de onda da tensão de entrada e de saída do condicionador para os dois ensaios realizados. Verifica-se que em ambos os resultados as tensões de saída ficaram com distorção harmônica abaixo de 5% e nenhuma componente harmônica teve valor maior que 3%, atendendo os limites de THD da norma IEEE 519/92.

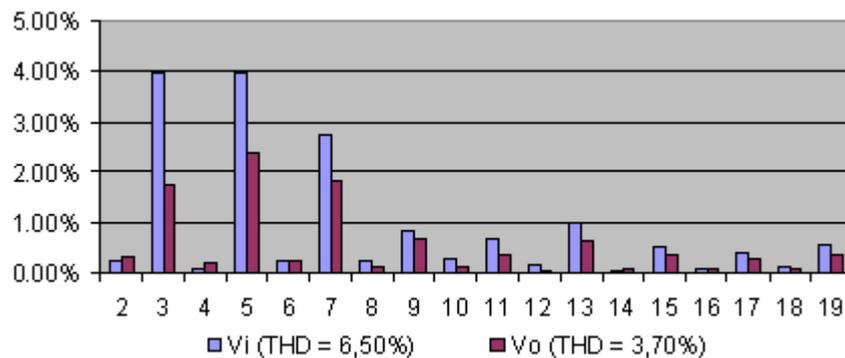


Fig. 5-40 – Análise harmônica e THD sem R virtual: Vi- Tensão de entrada $v_i(t)$ e Vo- Tensão de saída $v_o(t)$.

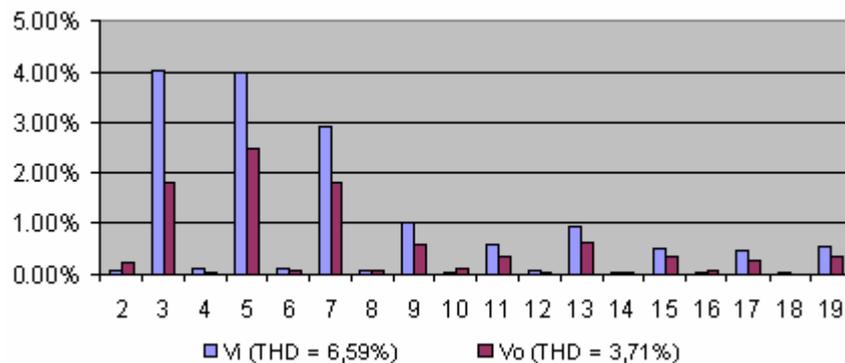


Fig. 5-41 – Análise harmônica e THD com R virtual: Vi- Tensão de entrada $v_i(t)$ e Vo- Tensão de saída $v_o(t)$.

5.7 Conclusão

Este capítulo apresentou a simulação e a implementação prática de um condicionador de tensão com capacidade de fornecimento de 10kVA. Com os resultados obtidos ficou clara a funcionalidade do condicionador de tensão e a validação da

metodologia desenvolvida para o seu projeto, no que concerne ao fornecimento de energia de qualidade a qualquer tipo de carga, seja linear ou não-linear.

O rendimento e a regulação obtidos com a estrutura comprovaram a estabilidade e a capacidade de operação com alto fator de potência.

O circuito de controle projetado mostrou-se robusto frente aos ensaios de transitório de carga e de perturbações na entrada, uma vez que as respostas dinâmicas foram rápidas, levando em média $1ms$ para condicionar a tensão de saída.

Foi verificada a funcionalidade da malha de controle de resistência virtual, pois promoveu amortecimento às oscilações do sistema. Além disso, foi comprovada a capacidade de fornecimento de uma tensão de saída com baixo conteúdo harmônico, mesmo com grandes distorções na tensão de entrada, mostrando que a estrutura opera como filtro ativo. Assim, esta topologia se mostra adequada para implementação comercial de condicionadores de tensão.

CONCLUSÃO GERAL

O principal objetivo do trabalho foi propor uma estrutura compensadora de tensão que englobasse todas as características requeridas por um bom estabilizador de tensão, que seriam: Capacidade de elevar e abaixar tensão, estabilizando a mesma em um valor pré-definido; bidirecionalidade de tensão e corrente; tensão de saída estabilizada em valor e forma pré-definidos, ou seja, com baixa distorção harmônica (atendimento a norma IEEE 519-1992); Viabilidade comercial com pequeno volume, baixo custo, bom rendimento e alta confiabilidade. Por isso, na etapa inicial deste trabalho foram apresentadas topologias de estabilizadores conhecidas no meio científico e industrial que operam de acordo com o princípio da compensação série de tensão. Introduziu-se então, um condicionador de tensão indireto com *link* direto baseado em [1] e [5], mostrando de forma sucinta as características, estratégias de modulação, princípios de funcionamento, principais formas de onda e equacionamento do seu estágio de potência.

Nos capítulos seguintes foram estudadas e definidas estratégias de controle para estabilizar, eficientemente, a tensão de saída da estrutura estudada. Realizou-se a modelagem do condicionador de tensão, bem como a análise das principais funções de transferências obtidas. Verificou-se a influência da carga na dinâmica do sistema e técnicas de amortecimentos de oscilações de tensão. Relatou-se, também, o funcionamento das malhas de controle, estabelecendo uma metodologia de projeto completa para o condicionador.

Com o estudo do projeto do condicionador de tensão concluído, foi desenvolvido um protótipo de condicionador de tensão com capacidade de fornecimento de 10 kVA operando em malha fechada, partindo-se para a parte experimental do trabalho. Por meio de simulações e teste em laboratório, buscou-se comprovar o estudo realizado e avaliar o comportamento do protótipo em diversas situações práticas. Desta forma, foram realizados ensaios para operação em malha aberta e malha fechada, com perturbações na tensão de entrada (variação e distorção), operação com carga nominal linear e não-linear, degrais de carga nominal, entre outros.

Com os resultados obtidos ficou clara a funcionalidade do condicionador de tensão e a validação da metodologia desenvolvida para o seu projeto, no que concerne ao fornecimento de energia de qualidade a qualquer tipo de carga, seja linear ou não-linear.

O rendimento e a regulação obtidos com a estrutura comprovaram a estabilidade e a capacidade de operação com alto fator de potência. O rendimento obtido na operação com carga nominal é superior a 97%, e o erro da tensão de saída para variações na tensão de entrada é inferior a 0.5%.

As respostas dinâmicas para transitórios de carga e na tensão de entrada indicaram o bom desempenho do sistema proposto.

Foi viabilizada a malha de controle de resistência virtual, pois promoveu-se amortecimento às oscilações do sistema. Além disso, foi comprovada a capacidade de fornecimento de uma tensão de saída com baixo conteúdo harmônico, menor que 5%, mesmo com grandes distorções na tensão de entrada, mostrando que a estrutura opera como filtro ativo.

Assim, esta topologia utilizando a técnica de controle estudada se mostra adequada para implementação de condicionadores de tensão alternada.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.

- [1] PETRY, Clóvis A., “*Estabilizadores de Tensão para Alimentação de Cargas Não-Lineares: Estudo de Variações Topológicas e Métodos de Controle*”, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – INEP – UFSC, Florianópolis, 2005.
- [2] DAHONO, Pekik. A., “*A Control Method for DC-DC Converter That Has an LCL Output Filter Based on New Virtual Capacitor and Resistor Concepts*”, IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004.
- [3] HOLTZ, Joachim, “*Pulsewidth Modulation – A Survey*”. IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 39, N 5, pp. 410-420, October, 1992.
- [4] BOOST, Michael A.; ZIOGAS, Phoivos D., “*State-of-the-Art Carrier PWM techniques: A critical Evaluation*”. IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 24, N 2, pp. 271-280, March/April, 1988.
- [5] KWON, B. H.; JEONG, G. Y.; HAN, S. H. and LEE, D. H., “*Novel line conditioner with voltage up/down capability*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics 2002, Vol. 49 N° 5, pp. 1110-1119.
- [6] DAHONO, Pekik. A., “*A New Control Method for Single-Phase PWM Inverters To Realize Zero Steady-State Error and Fast Response*”, PEDS, 2003, pp. 888-892.
- [7] DAHONO, Pekik. A., “*A Method to Damp Oscillations on the Input LC Filter of Currente-Type AC-DC PWM Converters by Using a Virtual Resistor*”, IEEE INTELEC, 2003, pp.757-761.
- [8] VORPÉRIAN, V., “*Simplified Analisis of PWM Converters Using Model of PWM Switch, Part I: Continuous Conduction Mode*”. VPEC Seminar Tutorials, Virginia, 1988.
- [9] PETRY, C. A.; FAGUNDES, João C. S.; BARBI, Ivo, “*High Frequency AC Regulator for Non-Linear Loads*”. 6° Brazilian Power Electronics Conference (COBEP’2001), Florianópolis, SC- Barzil, pp. 491-496, November, 1999.

- [10] HOLMES, D. Grahame; LIPO, Thomas A., “*Pulse Width Modulation for Power Converters*”, USA, 2003. John Wiley & Sons.
- [11] BAKER, David M.; AGELIDIS, Vassilios G.; NAYAR, Chem V., “*A comparison of Tri-Level and Bi-Level Current Controlled Grid-Connected Single-Phase Full-Bridge Inverters*”, ISIE’97, 1997, vol 2, pp. 463-468.
- [12] PERIN, Arnaldo J., “*Curso- Modulação PWM*”, Florianópolis, 2000.
- [13] RYAN, Michael J.; BRUMSICKLE, William E.; LORENZ, Robert D.; 1997. “*Control Topology Options for Single-Phase UPS Inverters*”. Trans. Ind. Appl., vol. 33, I-2, pp. 493-501.
- [14] JIALIN, Lu; YANMIN, Su; 2001. “*A Novel Control Strategy for High-Power High-Performance AC Power Supplies*”. IECON’01, pp. 1178-1183.
- [15] RECH, C.; PINHEIRO, H.; GRÜNDLING, H. A.; HEY, H. L.; PINHEIRO, J. R.; “*Analysis and Design of a Repetitive Predictive-PID Controller for PWM Inverters*”.
- [16] KÜKRER, O.; KÖMÜRÇÜGİL, H.; BAYINDIR, N. S.; 2003. “*Control strategy for single-phase UPS inverters*”. IEEE Proc.-Electr. Power Appl., vol. 150, no. 6.
- [17] GUERRERO, Josep M.; VICUNA, Luis Garcia de; MIRET, Jaume; MATAS, Jose; CASTILLA, Miguel; 2002. *A Nonlinear Feed-forward Control Technique for Single-Phase UPS Inverters*. IECON’02, vol. 1, 5-8, pp. 257-261.
- [18] GERENT, Fernando H. A., “*Metodologia de Projeto de Inversores monofásicos de tensão para cargas não-lineares*”, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP – UFSC, Florianópolis, 2005.
- [19] VLATKOVIC, Vlatko; BOROJEVIC, Dusan; LEE, Fred C., “*Input Filter Design for Power Factor Correction Circuits*”. International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, pp. 954-958, 1993.
- [20] H. Kragh. *On the control of a DC-link based high frequency AC-voltage regulator*. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC’01), p. 1122-1128, June 2001.

- [21] C. A. Petry, J. C. Fagundes, I. Barbi. *AC-AC Indirect Converter for Application as Line Conditioner*. 7th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'2003), Fortaleza, CE - Brazil, p. 509-514, Setembro 2003.
- [22] P. N. Enjeti, S. Choi. *An approach to realize higher power PWM AC controller*. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'93), p. 323-327, Março 1993.
- [23] E. P. Trabach, P. F. S. Amaral, 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.
- [24] T. Shinyama, A. Ueda, A. Torri. *AC chopper using four switches*. Proceedings of the Power Conversion Conference (PCC 2002), p. 1056-1060, April 2002.
- [25] J. C. Fagundes, E. V. Kassick, I. Barbi. *A PWM AC Chopper Without Dead Time and Clamping Circuit*. 2nd Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'93), Uberlândia, MG - Brazil, p. 302-307, Novembro 1993.
- [26] G. Venkataramanan. *A family of PWM converters for three phase AC power conditioning*. International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, p. 572-577, January 1996.
- [27] Z. Fedyczak, R. Strzelecki, G. Benysek. *Single-phase PWM AC/AC semiconductor transformer topologies and applications*. 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'02), p. 1048-1053, June 2002.
- [28] B.-H. Kwon, B.-D. Min, J.-H. Kim. *Novel topologies of AC choppers*. IEEE Proceedings Electric Power Applications, p. 323-330, July 1996.
- [29] C. A. Petry, J. C. Fagundes, I. Barbi. *New Direct AC-AC Converters Using Switching Modules solving the commutation problem*. IEEE International Symposium of Industrial Electronics (ISIE 2006).
- [30] PATCHETT, G. N. *Automatic Voltage Regulators and Stabilizers*. Great Britain, Pitman Press – Third Edition, 1970.

- [31] PETRY, Clóvis A., “*Estabilizador de Tensão Alternada para Cargas Não-Lineares*”, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP – UFSC, Florianópolis, 2001.
- [32] 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.
- [33] 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 (RIA), Vol. 32, n0 6, USA, p. 1285-1292, November/December, 1996.
- [34] Rodrigues, J. P., Petry, C. A., Barbi, I. (2005). “*A Novel Converter Topology and its Application in Line Voltage Conditioner*”, ISIE’2005 - 2005 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, June 20-23, 2005, Dubrovnik, pp. 589 – 594.
- [35] Electric Power Research Institute, “*Estimating the cost of power quality*”, IEEE Spectrum 30 (1993), pp. 40–41.
- [36] HINGORANI, Narain G. “*Introducing Custom Power*”. IEEE Spectrum, Vol. 32, N0 6, pp. 41-48, June, 1995.
- [37] COSTA, Diogo R. da, “*Desenvolvimento e implementação em DSP do Controle de um Restaurador Dinâmico de Tensão – DVR*”. Rio de Janeiro – RJ – Brasil, 2003. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – UFRJ.
- [38] 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) – UFSC.
- [39] ABNT. NBR 14373 – “*Estabilizadores de corrente alternada – Potências até 3 kVA*”, Set. 1999.
- [40] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, IEEE. “*IEEE Recommended Practices for Harmonic Control in Electric Power System*”, IEEE 519, 1992.