

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

**ESTUDO DE UM *SNUBBER* PARA O
INVERSOR DE TRÊS NÍVEIS COM
NEUTRO GRAMPEADO**

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

YALES RÔMULO DE NOVAES

Florianópolis, dezembro de 2000.

ESTUDO DE UM *SNUBBER* PARA O INVERSOR DE TRÊS NÍVEIS COM NEUTRO GRAMPEADO

YALES RÔMULO DE NOVAES

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



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Orientador



Prof. Aginaldo Silveira e Silva, Ph. D.

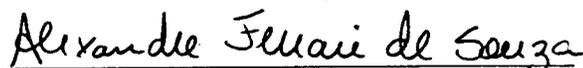
Coordenador do Programa de P.G. em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Presidente



Prof. Alexandre Ferrari de Souza, Dr.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

“Engana-se aquele que cultiva a plenitude de sua existência sobre a simples humildade de reconhecer suas limitações.

Assumindo as limitações, sim; mas mergulhando na aventura criativa da superação”

À minha mãe Alaíde, por tudo que fez e faz pelos filhos, dedicação de uma vida.

Ao meu irmão Jadimar, pelo apoio, compreensão e companheirismo; o amigo que todos querem ter.

Ao meu pai Victor, pelos bons momentos juntos.

À Adriana, pelo seu amor, carinho, dedicação, compreensão e todos os adjetivos possíveis de uma grande mulher, tornando mais floridos os íngremes caminhos da pesquisa.

AGRADECIMENTOS

Ao grande Professor Ivo Barbi, um homem que fez e continua fazendo escolas, multiplicando o seu conhecimento através da refinada formação de seus alunos; que com a sua dedicada orientação possibilitou a realização deste trabalho, delineando com precisão os caminhos da pesquisa.

Aos Professores Arnaldo José Perin e Alexandre Ferrari de Souza pelos questionamentos e valiosas sugestões elaboradas para engrandecer este trabalho. À equipe de Professores do INEP: Ivo Barbi, Arnaldo José Perin, Alexandre Ferrari de Souza, Enio Valmor Kassick, João Carlos dos Santos Fagundes, Hari Bruno Mohr e Denizar C. Martins.

À minha turma de mestrado: José Augusto da Matta Guedes, Kefas Damazio Coelho, Luis Cândido Tomaselli, Paulo André da Matta Guedes, Romeu Haussman e Sérgio Vidal Garcia Oliveira, pelo companheirismo, sugestões e pela grande amizade cultivada.

Aos grandes amigos Falcondes, Grover, René, Samir, Marcelo, Günter, Adriano, Enio, Domingo, Wail, Luiz, Roger, Rogers, Coelho, Pacheco, Dulcemar, Patrícia, Stephanie, Fabiana e D. Arlete, pela amizade e conhecimentos compartilhados.

À Professora Dircélia pela competente e paciente revisão do texto.

À CAPES e ao INEP por viabilizarem financeiramente a realização deste trabalho.

Aos meus pais, Victor de Novaes e Alaíde Roczanski de Novaes, sem os quais nada disso teria sido possível. Ao meu irmão Jadimar e a todos os meus familiares: Nilo, Bernadete, Marino, Maria, Mauro, Eunice e aos meus primos, pelo apoio. Ao meu avô Johann e a minha avó Gertrud (*in memoriam*).

As pessoas que mais influenciaram no direcionamento da minha carreira para a área de eletrônica, ao tio Nilo pela sua visão de futuro, aos meus pais pelas oportunidades de brincar com a eletricidade antes mesmo de possuir o conhecimento. Ao meu primeiro professor de eletrônica, Hans Lindner pela motivação.

Aos meus sogros, Vili e Heloísa Viviani, aos cunhados Daniela e Fábio pela compreensão e pelo carinho.

À minha querida Adriana, por todos os momentos juntos, pelos fins de semana de renúncia em prol da eletrônica de potência, pelas palavras certas nas horas certas, por compartilhar as felicidades e as angústias... pelo amor!

À Deus.

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

ESTUDO DE UM *SNUBBER* PARA O INVERSOR DE TRÊS NÍVEIS COM NEUTRO GRAMPEADO

Yales Rômulo de Novaes

Dezembro/2000

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: inversores, três níveis, comutação suave, grampeador, N.P.C.

Número de Páginas: 131.

RESUMO: Este trabalho apresenta o estudo do inversor Três Níveis, também conhecido como inversor com ponto neutro grampeado, da sigla inglesa N.P.C. Inicialmente, são explicados os princípios de funcionamento do inversor, através da utilização da estratégia de modulação por largura de pulso único. A seguir, são apresentadas e comparadas qualitativamente as demais técnicas de modulação existentes na literatura, para aplicação ao inversor Três Níveis. É apresentada a análise teórica, primeiramente demonstrando o equacionamento dos esforços de corrente nos interruptores do inversor, desconsiderando as comutações. Em seguida, a aplicação da técnica passiva de comutação suave, conhecida como *Snubber* de Undeland (modificado), é explorada detalhadamente. Ao final, tem-se os resultados da experimentação de um inversor de 10 kVA, comutando a uma frequência de 20 kHz. Diante dos resultados apresentados, são mencionados os efeitos causados pelos componentes parasitas existentes em um circuito real. São, também, comentados os aspectos positivos e negativos da utilização do *snubber* ao inversor.

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

A STUDY OF A SNUBBER FOR A THREE LEVEL NEUTRAL CLAMPED INVERTER

Yales Rômulo de Novaes

December/2000

Advisor: Ivo Barbi.

Area of Concentration: Power Electronics.

Keywords: inverters, three level, soft switching, N.P.C., snubber.

Number of Pages: 131.

ABSTRACT: This work presents the study of a Three-Level Inverter, also known as a Neutral-Point-Clamped Inverter (N.P.C.). Initially, the operation principles of the inverter are explained through the use of single pulse width modulation. Next, the remaining applicable modulation techniques for the Three-Level Inverter, which can be found in technical literature, are explained and compared. A theoretical analysis is presented by demonstrating the mathematical equations that define the stress of the currents that flow through the inverter's switches, when not considering switching. Afterwards, the use of passive soft switching, also known as Undeland Snubber (modified), is analyzed in detail. Finally, the experimental results of a 10 kVA inverter, switching at a frequency of 20 kHz, are presented. From these results, the effects of parasitic components existent in real circuits are mentioned. A final comment includes the positive and negative aspects of the use of the snubber in the inverter.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA	XIII
INTRODUÇÃO GERAL.....	1
CAPÍTULO 1	4
FUNDAMENTOS DO INVERSOR TRÊS NÍVEIS	4
1.1 - INTRODUÇÃO	4
1.2 - A CÉLULA DE COMUTAÇÃO NPC.....	4
1.3 - O INVERSOR COM PONTO NEUTRO GRAMPEADO	9
<i>1.3.1 - Etapas de Funcionamento</i>	<i>10</i>
1.4 - CONCLUSÃO.....	13
CAPÍTULO 2	16
TÉCNICAS DE MODULAÇÃO.....	16
2.1 - INTRODUÇÃO	16
2.2 - MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO ÚNICO	16
2.3 - MODULAÇÕES PWM SENOIDAIS.....	19
<i>2.3.1 - Modulação PWM Senoidal Bipolar.....</i>	<i>20</i>
<i>2.3.2 - Modulação PWM Senoidal Unipolar</i>	<i>20</i>
<i>2.3.3 - Modulação PWM Senoidal por Portadora Com Simetria de Um Quarto de Onda</i>	<i>25</i>
<i>2.3.4 - Modulação PWM Senoidal Dipolar</i>	<i>26</i>
2.4 - CONCLUSÃO.....	28
CAPÍTULO 3	30
ESFORÇOS NOS COMPONENTES DO INVERSOR.....	30
3.1 - INTRODUÇÃO	30
3.2 - CÁLCULO DOS ESFORÇOS DE CORRENTE NOS INTERRUPTORES COMANDADOS .	30
<i>3.2.1 - Esforços de Corrente no Interruptor S1</i>	<i>32</i>
<i>3.2.2 - Esforços de Corrente no Interruptor S2</i>	<i>34</i>
<i>3.2.3 - Esforços de Corrente no Interruptor S3</i>	<i>35</i>
<i>3.2.4 - Esforços de Corrente no Interruptor S4</i>	<i>35</i>
3.3 - ESFORÇOS DE CORRENTE NOS DIODOS GRAMPEADORES DG1 E DG2.	35
3.4 - ESFORÇOS DE CORRENTE NOS DIODOS EM ANTI-PARALELO COM OS	
INTERRUPTORES	36

3.5 - REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DOS RESULTADOS DA ANÁLISE	36
3.6 - CONCLUSÃO.....	36
CAPÍTULO 4.....	40
ANÁLISE DA COMUTAÇÃO	40
4.1 - INTRODUÇÃO	40
4.2 - A NECESSIDADE DE UM CIRCUITO DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO.....	40
4.3 - <i>SNUBBER</i> DE UNDELAND APLICADO AO INVERSOR EM PONTE COMPLETA	41
4.4 - UTILIZAÇÃO DO <i>SNUBBER</i> DE UNDELAND NO INVERSOR TRÊS NÍVEIS	42
4.5 - ANÁLISE DO <i>SNUBBER</i> DE UNDELAND APLICADO AO INVERSOR TRÊS NÍVEIS, OPERANDO A VAZIO	44
4.5.1 - <i>Etapas de Funcionamento</i>	44
4.5.2 - <i>Formas de Onda Básicas</i>	47
4.5.3 - <i>Equacionamento</i>	48
4.5.4 - <i>Plano de Fase Completo</i>	53
4.5.5 - <i>Corrente Média na Fonte V_g</i>	54
4.5.6 - <i>Potência Média na Fonte V_g</i>	54
4.5.7 - <i>Corrente Média nos Diodos do Snubber</i>	55
4.5.8 - <i>Correntes Média e Eficaz nos Interruptores</i>	55
4.5.9 - <i>Corrente Eficaz na Fonte V_g</i>	55
4.5.10 - <i>Corrente Eficaz no Capacitor C_g</i>	55
4.5.11 - <i>Corrente Eficaz no Indutor L_s</i>	55
4.5.12 - <i>Representação Gráfica dos Resultados Obtidos</i>	56
4.6 - ANÁLISE QUANTITATIVA DO INVERSOR TRÊS NÍVEIS COM CIRCUITO DE AJUDA À COMUTAÇÃO OPERANDO COM CARGA.....	58
4.6.1 - <i>Etapas de Funcionamento</i>	59
4.6.2 - <i>Formas de Onda Básicas</i>	62
4.6.3 - <i>Equacionamento</i>	62
4.6.4 - <i>Plano de fase resultante</i>	69
4.6.5 - <i>Corrente Média na Fonte V_g</i>	70
4.6.6 - <i>Potência Média na Fonte V_g</i>	70
4.6.7 - <i>Corrente Média no Diodo D_{s1}</i>	71
4.6.8 - <i>Corrente Média no Diodo D_{s2}</i>	71
4.6.9 - <i>Valor de Pico da Corrente nos Semicondutores</i>	71
4.6.10 - <i>Corrente Eficaz na Fonte V_g</i>	72
4.6.11 - <i>Corrente Eficaz no Capacitor de Grampeamento C_g</i>	72
4.6.12 - <i>Corrente Eficaz no Indutor L_s</i>	72
4.6.13 - <i>Representação Gráfica dos Resultados da Análise Quantitativa</i>	73

4.6.14 - Faixa de Operação.....	73
4.7 - OPERAÇÃO DO INVERSOR COM <i>SNUBBER</i>, CONSIDERANDO O FATOR DE DESLOCAMENTO ENTRE A TENSÃO E A CORRENTE FUNDAMENTAIS	78
4.7.1 - Formas de Onda Básicas.....	80
4.8 - ANÁLISE DAS ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR OPERANDO COM CARGA, CONSIDERANDO O TEMPO DE RECUPERAÇÃO REVERSA DOS DIODOS DG1 E DG2.....	80
4.8.1 - Etapas de Funcionamento.....	80
4.9 - METODOLOGIA DE PROJETO PARA ESCOLHA DOS ELEMENTOS DO GRAMPEADOR	87
4.10 - CÁLCULO DAS PERDAS DURANTE A COMUTAÇÃO DOS INTERRUPTORES DO INVERSOR.....	90
4.10.1 - Perdas por Comutação nos Interruptores S1 e S4	91
4.10.2 - Perdas por Comutação nos Interruptores S2 e S3	92
4.10.3 - Perdas por Comutação nos Diodos Grampeadores.....	93
4.10.4 - Perdas por Comutação nos Diodos em Anti-paralelo com os Interruptores (D1 a D4)	94
4.10.5 - Perdas por Comutação nos Diodos do Snubber.....	94
CAPÍTULO 5.....	95
EXEMPLO DE PROJETO, SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO INVERSOR TRÊS NÍVEIS COM <i>SNUBBER</i>	95
5.1 - INTRODUÇÃO	95
5.2 - EXEMPLO DE PROJETO.....	95
5.2.1 - Especificações	96
5.2.2 - Grandezas Gerais.....	96
5.2.3 - Esforços de Corrente nos Interruptores de Potência	96
5.2.4 - Especificação dos Interruptores do Inversor	98
5.2.5 - Cálculo dos Componentes do Snubber.....	98
5.2.6 - Potência Média Dissipada no Resistor Rg para Operação com Carga Nominal	99
5.2.7 - Cálculo do Capacitor de Grampeamento.....	100
5.2.8 - Correntes de Pico e Eficaz nos Indutores Ressonantes.....	100
5.2.9 - Cálculo do Resistor Rg.....	100
5.2.10 - Potência Média Dissipada no Resistor Rg para Operação a Vazio.....	101
5.2.11 - Correntes Média e de Pico nos Diodos do Snubber.....	101
5.2.12 - Tensão Reversa Sobre os Diodos do Snubber	102
5.2.13 - Especificação dos Diodos do Snubber	102
5.2.14 - Corrente de Pico nos Interruptores do Inversor	103

5.2.15 - Projeto dos Retificadores de Entrada	103
5.2.16 - Cálculo Térmico - Perdas	104
5.2.17 - Cálculo Térmico – Dimensionamento do Dissipador.....	105
5.2.18 - Cálculo Físico do Indutor Ressonante	108
5.2.19 - Filtro de Saída.....	110
5.3 - SIMULAÇÕES NUMÉRICAS.....	110
5.3.20 - Resultados de Simulação para Operação com Carga.....	110
5.3.21 - Resultados de Simulação para Operação sem Carga.....	114
5.4 - PROJETO DO CIRCUITO DE COMANDO	115
5.4.1 - Objetivos.....	115
5.5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS	117
5.5.1 - Conclusão.....	123
CONCLUSÃO GERAL	126
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	129

SIMBOLOGIA

1. Símbolos adotados nos equacionamentos

Símbolo	Significado	Unidade
α	Ângulo da modulação por largura de pulso único	rad
θ	Ângulo de deslocamento entre a tensão e a corrente fundamentais da carga	rad
δ	Coefficiente de amortecimento do filtro	-
τ	Constante de amortecimento	-
ω	Frequência angular	rad/s
ρ_c	Resistividade do cobre	Ωm
ΔI	Ondulação da corrente da carga	A
ω_o	Frequência angular de ressonância dos componentes do <i>snubber</i>	rad/s
μ_o	Relação entre a permeabilidade de comutação e a frequência de ressonância do <i>snubber</i> / Permeabilidade do ar	- / H/m
ΔT	Elevação de temperatura	$^{\circ}C$
Δt_{10}	Tempo de duração da primeira etapa de funcionamento	s
Δt_{21}	Tempo de duração da segunda etapa de funcionamento	s
Δt_{32}	Tempo de duração da terceira etapa de funcionamento	s
Δt_{43}	Tempo de duração da quarta etapa de funcionamento	s
Δt_{4a}	Tempo de duração entre os instantes t_4 e t_a	s
Δt_{54}	Tempo de duração da quinta etapa de funcionamento	s
Δt_{5a}	Tempo de duração entre os instantes t_a e t_5	s
Δt_{65}	Tempo de duração da sexta etapa de funcionamento	s
Δt_{76}	Tempo de duração da sétima etapa de funcionamento	s
ΔV_g	Variação da tensão de grampeamento	V
A_e	Área da perna central do núcleo	cm^2
$A_e A_w$	Produto das áreas	cm^4
A_m	Amplitude da moduladora	V
A_p	Amplitude da portadora	V
A_w	Área da janela do núcleo	cm^2
b_n	Componente fundamental da tensão de saída	V
B_{max}	Densidade de fluxo máxima	T
b_n	Amplitude da n -ésima harmônica	V
C_f	Capacitância do capacitor de filtragem	F
C_s	Capacitância do capacitor ressonante	F
D	Razão cíclica	-
$D(t)$	Razão cíclica variável no tempo	-
$D'(t)$	Razão cíclica complementar variável no tempo	-
D_{max}	Diâmetro máximo do condutor	cm
E	Metade da tensão de entrada	V
f	Frequência da tensão de saída do inversor	Hz
f_c	Frequência de comutação	Hz
f_{co}	Frequência de corte do filtro	Hz
F_{desl}	Fator de deslocamento da carga	-
f_m	Frequência da moduladora	Hz
f_o	Frequência de ressonância do circuito do <i>snubber</i>	Hz
f_p	Frequência da portadora	Hz
G	Relação entre as correntes máximas que circulam através do indutor L_s	-
H	Valor de pico a pico das moduladoras para a modulação do tipo dipolar	V
\bar{I}_l	Condição inicial I_l parametrizada	-

I _l	Condição inicial	A
I _c	Corrente de coletor do interruptor	A
i _c (t)	Corrente através do coletor dos interruptores do tipo IGBT	A
I _c (t)	Corrente na carga	A
I _{C_{ef1}}	Valor eficaz da corrente fundamental da carga	A
$\overline{I_{Cgef}}$	Corrente eficaz parametrizada no capacitor C _g	-
I _{Cgef}	Corrente eficaz no capacitor C _g	A
$\overline{i_{cp}}$	Valor de pico da corrente que circula através da carga, parametrizada	-
I _{cp}	Valor de pico da corrente que circula através da carga	A
$\overline{ID_{1,2,3,4ef}}$	Valor eficaz parametrizado da corrente nos diodos D1, D2, D3 e D4	-
ID _{1,2,3,4ef}	Valor eficaz da corrente nos diodos D1, D2, D3 e D4	A
ID _{1,2,3,4efl}	Valor eficaz instantâneo da corrente nos diodos D1, D2, D3 e D4	A
$\overline{ID_{1,2,3,4med}}$	Corrente média parametrizada pelos diodos D1, D2, D3 e D4	-
ID _{1,2,3,4med}	Valor médio da corrente nos diodos D1, D2, D3 e D4	A
ID _{1,2,3,4medl}	Valor médio instantâneo da corrente nos diodos D1, D2, D3 e D4	A
$\overline{IDg_{1,2ef}}$	Corrente eficaz parametrizada pelos diodos Dg1 e Dg2	-
IDg _{1,2ef}	Corrente eficaz pelos diodos Dg1 e Dg2	A
$\overline{IDg_{1,2med}}$	Corrente média parametrizada pelos diodos Dg1 e Dg2	-
IDg _{1,2med}	Corrente média pelos diodos Dg1 e Dg2	A
$\overline{IDg_{1,2pico}}$	Valor de pico parametrizado da corrente nos diodos Dg1 e Dg2	-
IDg _{1med}	Valor médio da corrente no diodo Dg1	A
IDg _{1medl}	Valor médio instantâneo da corrente no diodo Dg1	A
IDg _{1ef}	Valor eficaz da corrente no diodo Dg1	A
IDg _{1efl}	Valor eficaz instantâneo da corrente no diodo Dg1	A
IDg _{pico}	Valor de pico das correntes nos diodos grampeadores	A
IDr _{ef}	Corrente eficaz de um diodo retificador	A
IDr _{med}	Corrente média de um diodo retificador	A
IDs _{1,2,3,4pico}	Corrente de pico nos diodos do <i>snubber</i>	A
$\overline{IDs_{2med}}$	Corrente média parametrizada no diodo Ds2	-
$\overline{IDs_{2medl}}$	Corrente média instantânea parametrizada no diodo Ds2	-
IDsnmed	Corrente média pelos diodos do <i>snubber</i>	A
IF	Corrente direta máxima	A
I _{FRM}	Máxima corrente de pico repetitiva	A
I _{int}	Corrente através do interruptor em que foi medido o tempo t _{int}	A
IL(t)	Valor instantâneo da corrente através da carga	A
$\overline{i_{Ls}}$	Corrente parametrizada pelo indutor ressonante L _s	-
IL _s	Corrente pelo indutor ressonante L _s	A
i _{Ls} (t)	Valor instantâneo da corrente pelos indutores do <i>snubber</i>	A
$\overline{ILs_{ef}}$	Corrente eficaz no indutor ressonante, parametrizada	-
ILs _{ef}	Corrente eficaz pelo indutor ressonante	A
$\overline{ILs_{efl}}$	Corrente eficaz instantânea no indutor L _s , parametrizada	-
ILsmáx	Valor de pico máximo da corrente no indutor ressonante	A
ILspico	Valor de pico da corrente pelo indutor L _s	A
I _{out,med}	Corrente média de saída (retificador)	A
$\overline{I_{RRM}}$	Corrente de recuperação reversa parametrizada	-
IRRM	Corrente devido à recuperação reversa dos diodos	A
IS ₁	Corrente através do interruptor S1	A
$\overline{IS_{1,2,3,4pico}}$	Valor de pico da corrente nos interruptores S1, S2, S3 e S4	-
$\overline{IS_{1,4ef}}$	Corrente eficaz parametrizada pelos interruptores S1 e S4	-

$IS_{1,4ef}$	Corrente eficaz pelos interruptores S1 e S4	-
$IS_{1,4med}$	Corrente média parametrizada pelos interruptores S1 e S4	-
$IS_{1,4med}$	Corrente média pelos interruptores S1 e S4	A
IS_{1ef}	Valor eficaz da corrente no interruptor S1	A
IS_{1efi}	Valor eficaz instantâneo da corrente no interruptor S1	A
IS_{1med}	Valor médio da corrente no interruptor S1	A
IS_{1medl}	Valor médio instantâneo da corrente no interruptor S1	A
$IS_{2,3ef}$	Corrente eficaz parametrizada pelos interruptores S2 e S3	-
$IS_{2,3ef}$	Corrente eficaz pelos interruptores S2 e S3	A
$IS_{2,3med}$	Corrente média parametrizada pelos interruptores S2 e S3	-
$IS_{2,3med}$	Corrente média pelos interruptores S2 e S3	A
IS_{2ef}	Valor eficaz da corrente no interruptor S2	A
IS_{2efi}	Valor eficaz instantâneo da corrente no interruptor S2	A
IS_{2med}	Valor médio da corrente no interruptor S2	A
IS_{2medl}	Valor médio instantâneo da corrente no interruptor S2	A
IS_{ef}	Corrente eficaz nos interruptores S1, S2, S3 e S4	-
IS_{med}	Corrente média nos interruptores S1, S2, S3 e S4	-
IS_{pico}	Valor de pico da corrente nos interruptores S1, S2, S3 e S4	A
IV_{gef}	Corrente eficaz parametrizada na fonte Vg	-
IV_{gef}	Valor eficaz instantâneo na fonte Vg	A
IV_{gmed}	Corrente média da fonte Vg, parametrizada	-
IV_{gmedI}	Corrente média instantânea parametrizada na fonte Vg	-
J_{max}	Densidade de corrente máxima	A/cm ²
K	Amplitude da moduladora na modulação do tipo dipolar	V
k	Constante de acréscimo da corrente no inversor/ Fator de utilização do núcleo	-
ke	Coefficiente de perdas por correntes parasitas do ferrite	-
kh	Coefficiente de perdas por histerese do ferrite	-
Lf	Indutância do indutor de filtragem	H
lg	Comprimento do entreferro	mm
Ls	Indutância do indutor genérico	H
Ls _{min}	Indutância mínima do indutor	H
Mf	Razão entre a frequência da portadora e da moduladora	-
Mi	Índice de modulação	-
MLT	Comprimento médio de uma espira	cm
N	Número de espiras	-
n	Ordem da componente harmônica / número de fios em paralelo	-
P _{comD1,2,3,4}	Perdas devido à comutação nos diodos D1, D2, D3 e D4	W
P _{comDg1,2}	Perdas devido à comutação nos diodos Dg1 e Dg2	W
P _{comDs1,2,3,4}	Perdas por comutação nos diodos Ds1, Ds2, Ds3 e Ds4	W
P _{comDsn}	Perdas por comutação nos diodos do <i>snubber</i>	W
P _{comS1,4}	Perdas por comutação nos interruptores S1 e S4	W
P _{comS2,3}	Perdas por comutação nos interruptores S2 e S3	W
P _{conD1,2,3,4}	Perdas por condução nos diodos D1, D2, D3 e D4	W
P _{conDg1,2}	Perdas por condução nos diodos Dg1 e Dg2	W
P _{conDSN}	Perdas por condução nos diodos do <i>snubber</i>	W
P _{conS1,4}	Perdas em condução nos interruptores S1 e S4	W
P _{conS2,3}	Perdas em condução nos interruptores S2 e S3	W
PD _{PR}	Perdas nos diodos do retificador	W
P _j	Perdas devido ao efeito Joule	W

P_{mag}	Perdas nos elementos magnéticos	W
P_{out}	Potência de saída do inversor	W
P_{tot}	Perdas totais	W
$P_{tot_{D1,2,3,4}}$	Perdas totais nos diodos D1, D2, D3 e D4	W
$P_{tot_{Dg1,2}}$	Perdas totais nos diodos Dg1 e Dg2	W
$P_{tot_{Dsn}}$	Perdas totais nos diodos do <i>snubber</i>	W
$P_{tot_{est}}$	Perdas totais da estrutura	W
$P_{tot_{inv}}$	Perdas totais do inversor	W
$P_{tot_{Ls}}$	Perdas totais no indutor ressonante	W
$P_{tot_{S1,4}}$	Perdas totais nos interruptores S1 e S4	W
$P_{tot_{S2,S3}}$	Perdas totais nos interruptores S2 e S3	W
\overline{PVg}	Potência da fonte Vg, parametrizada	-
P_{Vg}	Potência na fonte Vg	W
\overline{PVgI}	Potência média instantânea parametrizada na fonte Vg	-
q	Relação entre a tensão de grampeamento e a tensão de entrada	-
r	Relação entre a corrente de recuperação reversa e a corrente de pico da carga	-
R_l	Raio do plano de fase	-
R_{cc}	Resistência CC	Ω
$\overline{R_g}$	Resistor de grampeamento parametrizado	-
R_g	Resistor de grampeamento	Ω
R_t	Resistência térmica do núcleo	$^{\circ}C/W$
R_{thcdDg}	Resistência térmica entre a cápsula e o dissipador dos diodos Dg1 e Dg2	$^{\circ}C/W$
$R_{thcdDPR}$	Resistência térmica entre a cápsula e o dissipador dos diodos do retificador	$^{\circ}C/W$
$R_{thcdDsn}$	Resistência térmica entre a cápsula e o dissipador dos diodos do <i>snubber</i>	$^{\circ}C/W$
R_{thcdS}	Resistência térmica entre a cápsula e o dissipador dos interruptores S1, S2, S3, S4	$^{\circ}C/W$
R_{thda}	Resistência térmica entre o dissipador e meio	$^{\circ}C/W$
R_{thjcDg}	Resistência térmica entre a junção e a cápsula dos diodos Dg1 e Dg2	$^{\circ}C/W$
$R_{thjcDPR}$	Resistência térmica entre a junção e a cápsula dos diodos do retificador	$^{\circ}C/W$
$R_{thjcDsn}$	Resistência térmica entre a junção e a cápsula dos diodos do <i>snubber</i>	$^{\circ}C/W$
R_{thjcS}	Resistência térmica entre a junção e a cápsula dos interruptores S1, S2, S3, S4	$^{\circ}C/W$
r_{tR}	Resistência de condução dos diodos do retificador	Ω
S	Potência aparente da carga	VA
S_{cu}	Área da seção transversal	cm^2
T	Período de modulação	s
T_a	Temperatura ambiente	$^{\circ}C$
t_b	Tempo relativo a recuperação reversa do diodo	s
T_c	Período de comutação / Temperatura na cápsula	s / $^{\circ}C$
T_d	Temperatura do dissipador	$^{\circ}C$
T_{dD}	Máxima temperatura do dissipador para os diodos D1, D2, D3 e D4	$^{\circ}C$
T_{dDg}	Máxima temperatura do dissipador para os diodos Dg1 e Dg2	$^{\circ}C$
T_{dDPR}	Máxima temperatura do dissipador para a ponte retificadora	$^{\circ}C$
T_{dDsn}	Máxima temperatura do dissipador para os diodos do <i>snubber</i>	$^{\circ}C$
$T_{d_{max}}$	Máxima temperatura do dissipador	$^{\circ}C$
T_{dS}	Máxima temperatura do dissipador para os interruptores	$^{\circ}C$
t_f	Tempo de decrescimento da corrente de coletor do interruptor	s
t_{fc}	Tempo de decrescimento corrigido da corrente de coletor do interruptor	s
t_{fS}	Tempo de decrescimento da corrente do interruptor	s
T_j	Temperatura na junção dos semicondutores	$^{\circ}C$
$t_{r_{int}}$	Tempo de crescimento da corrente do interruptor	-

trr	Tempo de recuperação reversa dos diodos	s
trr_{Dg}	Tempo de recuperação reversa dos diodos $Dg1$ e $Dg2$	s
trr_{Dsn}	Tempo de recuperação reversa dos diodos do <i>snubber</i>	s
tr_s	Tempo de crescimento da corrente através do interruptor	s
U_s	Tensão do interruptor em que foi medido o tempo t_{int}	V
$V1$	Patamar positivo da tensão de saída	V
$V1(t)$	Tensão fundamental de saída do inversor	V
$V2$	Patamar nulo da tensão de saída	V
$V3$	Patamar negativo da tensão de saída	V
V_{ab}	Tensão entre os terminais a e b do inversor	V
$V_{ab1_{ef}}$	Valor eficaz da tensão fundamental V_{ab}	V
V_{ce}	Tensão entre coletor e emissor dos interruptores do tipo IGBT	V
V_{cesat_s}	Tensão de saturação dos interruptores	V
$\overline{V_{Cs}}$	Tensão parametrizada sobre o capacitor ressonante C_s	-
V_{Cs}	Tensão sobre o capacitor ressonante C_s	V
$v_{Cs}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre os capacitores ressonantes	V
V_{Dp}	Máxima tensão de pico repetitivo sobre os diodos	V
V_F	Queda de tensão sobre os diodos	V
$V_{F_{Dsn}}$	Queda de tensão sobre os diodos do <i>snubber</i>	V
V_g	Tensão de grampeamento	V
$V_{g_{máx}}$	Máxima tensão de grampeamento	V
$V_{g_{mín}}$	Mínima tensão de grampeamento	V
V_i	Tensão de entrada	V
V_m	Valor de pico da onda moduladora	V
V_{m1}	Tensão de pico da moduladora 1	V
V_{m2}	Tensão pico da moduladora 2	V
V_n	Volume do núcleo	V
V_o	Tensão de saída do inversor	V
V_p	Valor de pico da onda portadora	V
V_{p1}	Valor de pico da onda portadora 1	V
V_{p2}	Valor de pico da onda portadora 2	V
V_R	Máxima tensão reversa repetitiva sobre os diodos	V
$VRRM_{Ds_{1,4}}$	Tensão reversa sobre os diodos $Ds1$ e $Ds4$	V
$VRRM_{Ds_{2,3}}$	Tensão reversa sobre os diodos $Ds2$ e $Ds3$	V
V_{TO}	Queda de tensão sobre os diodos do retificador	V
W_{Dg}	Energia envolvida nas comutações dos diodos $Dg1$ e $Dg2$	J
W_{S1}	Energia envolvida durante um período de comutação no interruptor $S1$	J
W_{S1}	Energia envolvida nas comutações do interruptor $S1$	J
W_{S2}	Energia envolvida nas comutações do interruptor $S2$	J
z	Impedância característica dos componentes do <i>snubber</i>	Ω
$z1$	Plano de fase da primeira etapa	-
$z2$	Plano de fase da segunda etapa	-
$z3$	Plano de fase da terceira etapa	-
$z4$	Plano de fase da terceira etapa	-
$z5$	Plano de fase da quinta etapa	-
z_{S1}	Plano de fase do intervalo t_4 até t_5	-
z_{S2}	Plano de fase do intervalo t_4 até t_5	-
$z6$	Plano de fase da sexta etapa	-
$z7$	Plano de fase da sétima etapa	-
z_n	Relação entre a impedância equivalente do inversor e a impedância do <i>snubber</i>	Ω
Z_o	Impedância de saída do inversor	Ω

2. Acrônimos e abreviaturas

Símbolo	Significado
CAPES	Fundação Coordenação de Aperfeiçoamento Pessoal de Nível Superior
CC	Corrente contínua
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
NPC	Neutral-Point-Clamped
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>

3. Símbolos usados nos diagramas de circuitos

Símbolo	Significado
C, Cg, Cp, Cs	Capacitor
D, Dg, Ds	Diodo
E	Fonte de tensão
Ic	Fonte de corrente
L, Lp, Ls	Indutor
R, Rg	Resistor
S	Interruptor Controlado
Vi	Fonte de tensão

4. Símbolos de unidades de grandezas físicas (SI)

Símbolo	Significado
Ω	Ohm
A	Ampère
F	Farad
H	Henry
Hz	Hertz
m	Metro
rad	Radiano
s	Segundo
T	Tesla
V	Volt
W	Watt

INTRODUÇÃO GERAL

A tecnologia de eletrônica de potência tem crescido junto com a rápida evolução tecnológica durante as últimas décadas. Diversas topologias, técnicas de acionamento, controle e comando de conversores estáticos tem sido propostas por pesquisadores de todo o mundo, com objetivos comuns de contribuir para o bem-estar e a segurança da sociedade. Estas contribuições têm feito da embrionária ciência Eletrônica de Potência uma das áreas de grande importância para a evolução da humanidade. Inicialmente, foi propulsada pela corrida espacial e, após, por setores como: o militar, o de informática e o de telecomunicações. A crescente necessidade pela melhoria da eficiência no processamento de energia elétrica tem resultado num grande esforço de pesquisa, culminando no desenvolvimento de inúmeras soluções. O aumento da frequência de comutação até limites ótimos possibilita a redução de volume, peso e, possivelmente, custo dos conversores estáticos. Além disso, a resposta dinâmica destes também pode ser incrementada, bem como, a qualidade resultante da energia processada, tanto do ponto de vista da carga quanto da fonte fornecedora desta energia.

A elevação da frequência de comutação fica limitada devido às perdas de potência nos elementos magnéticos e, principalmente, durante as comutações nos semicondutores de potência, utilizados como interruptores. A fim de minimizar estas perdas, técnicas de comutação suave vem sendo introduzidas em conversores convencionais, tornando possíveis as comutações com perdas desprezíveis ou reduzidas, permitindo, desta forma, melhorar a eficiência das estruturas. Novas topologias de conversores que operam com comutação suave também tem sido descobertas e pesquisadas, atingindo rendimentos superiores a noventa e cinco por cento. Nesta direção, também são propostos, na literatura, circuitos de ajuda à comutação, sendo estes ativos ou passivos.

Outra questão relevante está relacionada com os níveis de interferência eletromagnética disseminados pelos conversores. A taxa de variação da tensão nos terminais dos interruptores (dv/dt) é um dos fatores determinantes no controle dos níveis de interferência, que aumentam com a elevação da frequência e da tensão de operação destes interruptores.

A crescente necessidade pelo processamento de energia em níveis cada vez maiores e com eficiência otimizada remete os pesquisadores a buscarem soluções variadas,

das quais pode-se citar a elevação das tensões envolvidas no processamento, tanto na entrada do conversor estático quanto na sua saída. Desta forma, tem-se a redução das correntes eficazes e médias envolvidas, dando-se margem a uma possível redução das perdas em condução nos componentes do conversor. Entretanto, a elevação da tensão sobre os terminais dos interruptores acarreta outras conseqüências que, por sua vez, devem ser contornadas. Uma delas é o aumento da resistência de condução, em virtude do aumento da tensão de bloqueio, questão tecnológica no caso dos semicondutores do tipo *MOSFET* utilizados como interruptores, havendo, desta forma, um aumento proporcional nas perdas em condução. Deve-se citar, também, que a quantidade de interruptores envolvidos nas etapas de condução pode influenciar na eficiência global de uma estrutura. Quanto às perdas de comutação, não se pode tomar uma posição segura, já que, dependendo da topologia utilizada, estas podem aumentar proporcionalmente ao aumento da tensão ou serem reduzidas com a redução da corrente, no caso das comutações dissipativas. Algumas soluções para reduzir as tensões aplicadas aos terminais dos interruptores tem sido apresentadas na literatura, as quais serão brevemente discutidas a seguir.

A redução dos níveis de tensão sobre os interruptores dos conversores estáticos pode ser obtida através de três técnicas: a associação série de interruptores, a associação de conversores e a associação de células de comutação multiníveis de tensão [1].

A associação série de interruptores para processar altas tensões tem sido utilizada no acionamento de trens [2] ou compensadores estáticos de reativos [3]. Esta associação requer um projeto criterioso e preciso, pois os problemas mais encontrados durante suas implementações são: a dificuldade de sincronismo na entrada em condução e no bloqueio dos interruptores; variações bruscas de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores e instabilidade térmica. A equalização estática da tensão sobre os terminais dos semicondutores pode ser conseguida simplesmente pela inclusão de resistores em paralelo com os semicondutores. Na equalização dinâmica, mais complexa, torna-se necessário garantir que todos os semicondutores comutem exatamente ao mesmo tempo. Caso contrário, a tensão de barramento poderá se concentrar no interruptor que bloquear primeiro ou entrar em condução por último. Quando os tempos de comutação dos interruptores não são uniformes, a complexidade dos circuitos de comando aumenta. À medida em que o número de dispositivos associados em série cresce, os problemas de distribuição dinâmica das tensões tornam-se mais acentuados. No caso da associação de

dispositivos semicondutores, em série ou paralelo, as taxas de variação da tensão dv/dt e da corrente di/dt e as formas de onda de saída do conversor não são modificadas [4]. Entretanto, na associação de conversores, as formas de onda de saída são modificadas, enquanto que as derivadas de corrente e tensão nos interruptores não sofrem alteração.

A utilização de células multiníveis de tensão permite a redução dos níveis de tensão aplicados sobre os interruptores, reduzindo assim a taxa de variação da tensão (dv/dt). A divisão estática e dinâmica das tensões é melhorada, bem como o espectro harmônico da tensão de saída, no caso de inversores.

O presente trabalho tem como enfoque o estudo do Inversor Três Níveis, conhecido também pela sigla inglesa N.P.C. (*Neutral Point Clamped*).

No capítulo 1, é apresentada uma revisão da operação do inversor Três Níveis, através da utilização da estratégia de modulação por largura de pulso único.

No capítulo 2, são revisadas, comentadas e comparadas qualitativamente as principais técnicas de modulação existentes na literatura, aplicáveis ao inversor Três Níveis.

Ao longo do capítulo 3, está apresentado o estudo qualitativo e quantitativo dos esforços de corrente a que estão submetidos os interruptores do inversor.

No capítulo 4, são detalhadamente analisadas as comutações do inversor, utilizando o *snubber* de Undeland modificado. Análises matemáticas são também apresentadas.

No capítulo 5, está apresentado um exemplo de projeto do inversor Três Níveis, utilizando o circuito de auxílio à comutação apresentado no capítulo anterior. São também apresentadas simulações e resultados experimentais do inversor utilizado como exemplo. Ao final, são comentados com o auxílio de simulador numérico, os efeitos causados devido à presença de componentes parasitas durante as experimentações.

CAPÍTULO 1

FUNDAMENTOS DO INVERSOR TRÊS NÍVEIS

1.1 - INTRODUÇÃO

Este capítulo descreve os princípios básicos de operação do inversor Três Níveis, também conhecido como inversor com ponto neutro grampeado (N.P.C.).

Define-se um inversor Três Níveis quando a tensão imposta sobre a carga possui três patamares, sendo eles $+V_i/2$, 0 e $-V_i/2$ e a máxima tensão sobre os interruptores é a metade da tensão de entrada V_i . Quanto maior for o número de níveis, melhor é o espectro harmônico da tensão de saída, porém maior é o número das células de comutação. Como consequência, a tensão aplicada sobre os interruptores reduz à medida que o número de níveis aumenta.

Devido ao nível de tensão aplicado sobre os interruptores ser a metade da tensão de entrada, o inversor três níveis pode processar maior capacidade de energia do que os inversores dois níveis, possibilitando a elevação da tensão de barramento ou da frequência de comutação, no caso das comutações serem dissipativas.

1.2 - A CÉLULA DE COMUTAÇÃO NPC

Uma forma genérica de propor conversores estáticos, com capacidade de compartilhamento da tensão entre os interruptores, é tratá-los a partir do conceito de células de comutação multiníveis de tensão. Uma célula de comutação genérica [5], baseada na operação complementar de dois interruptores conectados entre si, está representada pela Fig. 1.1. Na Fig. 1.1 (a) apresenta-se a célula de comutação utilizada nos inversores tradicionais, do tipo Meia Ponte e Ponte Completa. Na Fig. 1.1 (b) tem-se uma simplificação da célula de comutação, denominada de *chave PWM*, baseada na comutação complementar dos interruptores. Estes interruptores podem ter a entrada em condução e o bloqueio comandados ou espontâneos (diodos). Entre os terminais *a* e *b* haverá sempre a conexão de uma fonte de tensão, ou um laço capacitivo, enquanto que o terminal *c*, ponto comum, estará conectado a uma fonte de corrente ou um ramo indutivo.

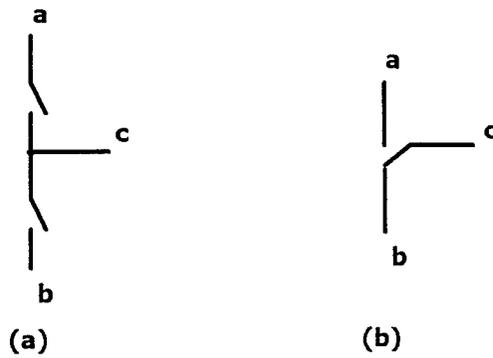


Fig. 1.1 – Célula de comutação; a) Representação real, b) Representação simplificada.

A associação série de interruptores, representada pela Fig. 1.2, constitui uma das soluções para a utilização de inversores em aplicações que exigem a operação com altas tensões de entrada. Porém, a distribuição equitativa dinâmica da tensão sobre os interruptores de um semi-braço (S1/S2 ou S3/S4) e a taxa de variação da tensão (dv/dt) trazem desvantagens na utilização desta célula [6].

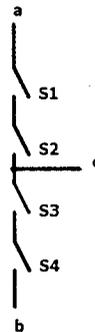


Fig. 1.2 – Associação série de interruptores.

A Fig. 1.3 demonstra de forma clara esta situação, onde a tensão sobre os interruptores torna-se indefinida dinamicamente.

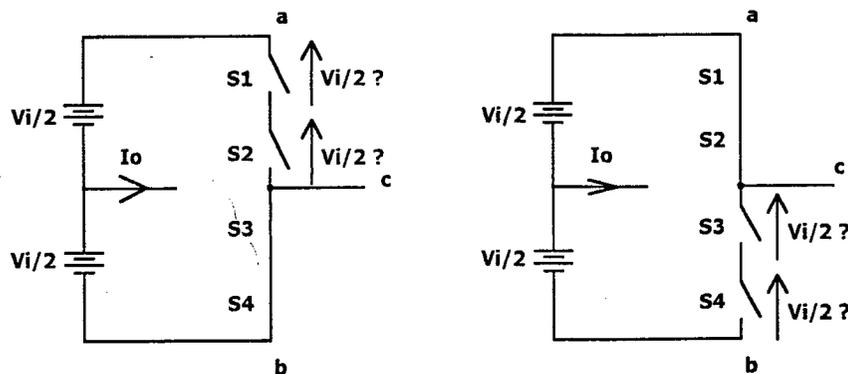


Fig. 1.3 – Distribuição da tensão na conexão série de interruptores.

A entrada em condução e o bloqueio dos interruptores deve ser simultânea pois, caso contrário, o interruptor que entrar em condução por último ou bloquear por primeiro

poderá ficar submetido a tensões maiores do que a metade da tensão de entrada.

O Inversor com Ponto Neutro Grampeado, proposto por Backer [7] e, posteriormente, por Nabae *et al.* [8] em meados de 1981, enquadra-se perfeitamente na concepção de células de comutação.

O braço do inversor pode, primeiramente, ser visualizado como uma célula de comutação que utiliza a conexão série de interruptores. Entretanto, exibe a conexão dos diodos grampeadores Dg1 e Dg2, que tem como função grampear a tensão sobre os interruptores. A representação mínima desta célula [9] é mostrada pela Fig. 1.4. Entre os terminais *a* e *b* e *d* são conectadas fontes de tensão; entre os terminais *b* e *c* é conectada a fonte de corrente. Deve-se ressaltar que a fonte de corrente é um artifício muitas vezes utilizado em eletrônica de potência para representar um elemento com característica indutiva predominante, neste caso, a carga.

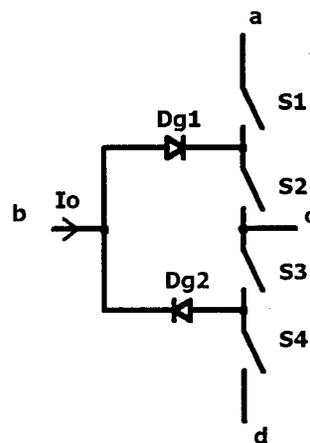


Fig. 1.4 – Célula de comutação do inversor NPC.

Com a inserção dos diodos grampeadores na célula de comutação, o comando dos interruptores não necessita ser concomitante, nem se exige que estes possuam tempos de comutação idênticos. Porém, deve ser notado que somente os interruptores externos (S1 e S4) são eficientemente protegidos pelos diodos grampeadores. Isto pode ser verificado através da Fig. 1.5.

De fato, a utilização dos diodos de grampeamento possibilita a esta topologia uma outra combinação ao comando dos interruptores, a qual está representada pela Fig. 1.6. Neste tipo de topologia, em função da lei de comando adotada e do tipo de carga a ser utilizada (com característica de fonte de corrente), obtém-se a distribuição equitativa da tensão sobre os interruptores.

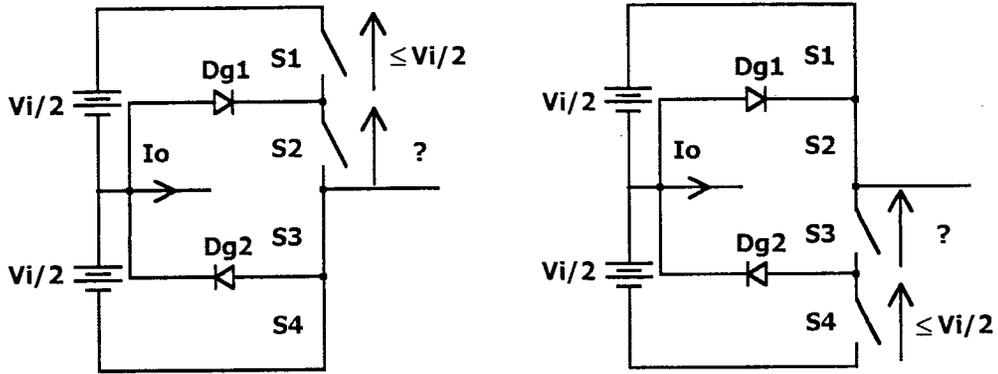


Fig. 1.5 – Distribuição da tensão sobre os interruptores da célula NPC.

Supondo que a tensão de barramento é igualmente distribuída sobre os capacitores de entrada, os interruptores ficam submetidos à metade desta. Assim, a tensão resultante sobre a carga possui três patamares ($V_i/2$, 0 e $-V_i/2$), motivo pelo qual esta topologia é também referenciada como inversor Três Níveis.

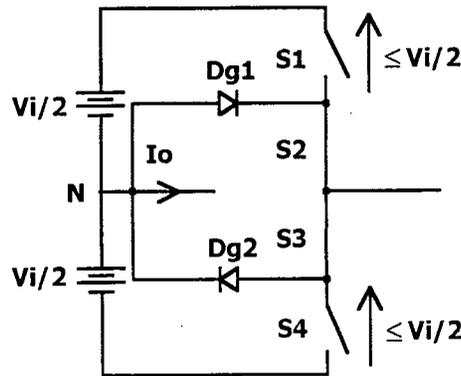


Fig. 1.6 – Distribuição da tensão sobre os interruptores, tensão três níveis.

Na Tabela 1.1, encontram-se identificados os níveis da tensão de saída do inversor Três Níveis em função da combinação dos interruptores. As tensões V_1 , V_2 e V_3 representam os três patamares da tensão de saída do inversor, em relação ao ponto neutro (N).

Tabela 1.1: Combinações do comando dos interruptores do inversor Três Níveis.

Níveis da Tensão de Saída	Combinações dos interruptores			
	S1	S2	S3	S4
$V_1 = + V_i/2$	1	1	0	0
$V_2 = 0$	0	1	0	0
$V_3 = - V_i/2$	0	0	1	1
$V_2 = 0$	0	0	1	0

De forma gráfica, a Fig. 1.7 demonstra as combinações dos interruptores. Nota-se que os interruptores S1 e S4, também denominados por alguns autores de interruptores

principais [8], são responsáveis pela sintetização da tensão de saída, ou seja, caso a tensão de saída deva ser modulada em alta frequência, estes interruptores operarão com a frequência da portadora.

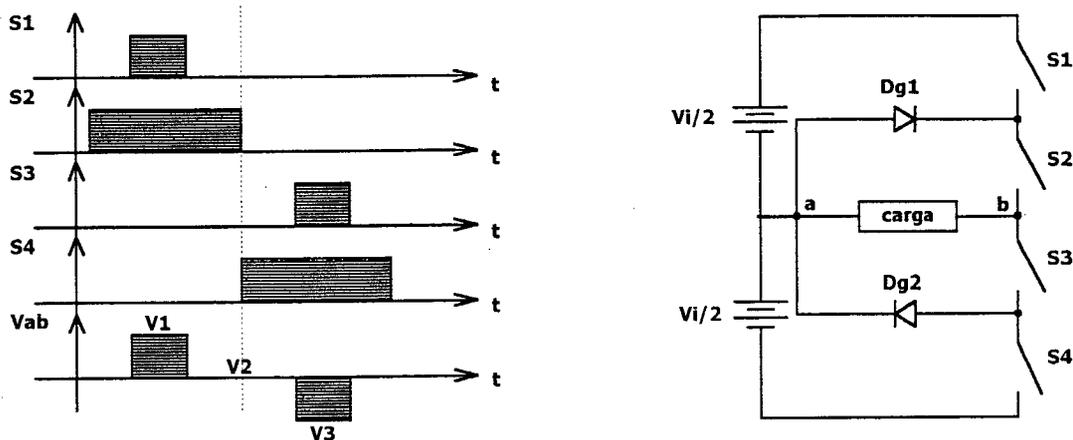


Fig. 1.7 – Seqüência de comutação para os interruptores.

A associação de células de comutação NPC pode ser efetuada a fim de se obter conversores estáticos multiníveis em tensão [4], [10], [11]. O aumento no número de níveis propicia a redução da tensão na qual ficam submetidos os interruptores, o que possibilita o emprego de componentes mais rápidos ou a elevação da tensão do barramento de entrada, aumentando, assim, a densidade de potência exequível de processamento. Deve-se levar em consideração, também, que o aumento no número de níveis reduz o conteúdo harmônico da tensão de saída do inversor, possibilitando até o seu comando sem modulação, ou com frequências de comutação baixas.

Na Fig. 1.8 apresenta-se a configuração das células de comutação para se obter um inversor “n” níveis.

Outra alternativa para a obtenção de conversores estáticos multiníveis ou três níveis baseia-se na célula de comutação com capacitor flutuante [12], [13]. Esta técnica foi introduzida juntamente com a técnica NPC, porém só passou a receber atenção a partir da introdução das células imbricadas.

Ambas células de comutação podem ser utilizadas na geração de conversores CC-CC ou inversores [4], [1], [6], no entanto, este texto abordará somente o estudo do Inversor com Ponto Neutro Grampeado.

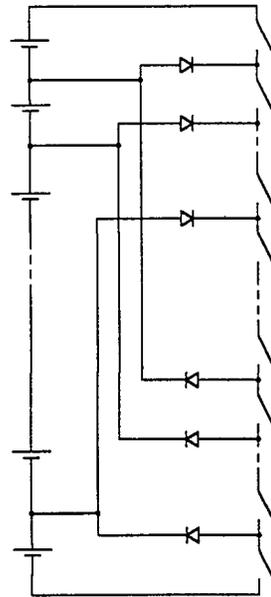


Fig. 1.8 – Associação de células NPC.

1.3 - O INVERSOR COM PONTO NEUTRO GRAMPEADO

Nesta seção, faz-se um estudo dos princípios de operação do inversor Três Níveis, onde as etapas de operação são descritas detalhadamente.

O inversor NPC monofásico está representado na Fig. 1.9, onde os interruptores S1 e S2 compõem o semi-braço positivo, enquanto que os interruptores S3 e S4 formam o semi-braço negativo. Com o auxílio dos diodos grampeadores Dg1, Dg2 e o comando adequado dos interruptores, obtém-se no máximo três níveis de tensão sobre a carga, sejam eles $V_i/2$, 0 ou $-V_i/2$.

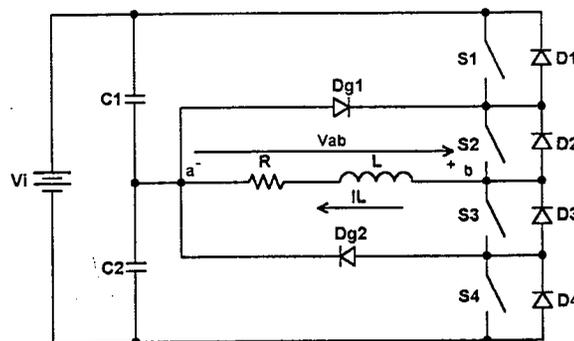


Fig. 1.9 - Inversor de tensão com grampeamento da tensão no ponto neutro.

Através dos capacitores C1 e C2, obtém-se o denominado ponto neutro do inversor, porém, a fim de simplificar a análise qualitativa do mesmo e facilitar a compreensão do seu funcionamento, os capacitores serão substituídos por fontes de tensão

ideais, de acordo com a Fig. 1.10. Desta forma, ondulações de tensão e possíveis problemas de divisão equitativa da tensão sobre os capacitores serão suprimidos desta análise primária. Todos os outros componentes do circuito também são idealizados, sendo que, a carga utilizada na análise é linear, composta por R e L.

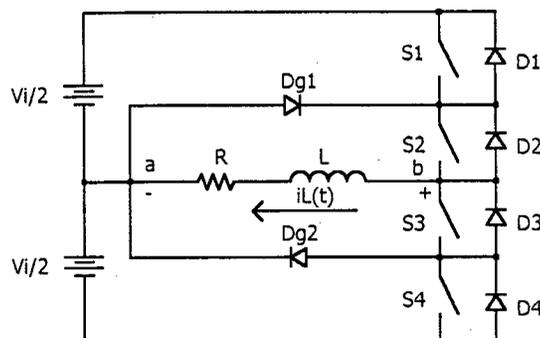


Fig. 1.10 – Esquema simplificado do inversor com Ponto Neutro Grampeado.

Deve-se salientar que, nas análises que se sucedem, a simbologia dos interruptores comandados adotada representa os interruptores ideais unidirecionais em corrente.

1.3.1 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

Nesta seção serão descritas as etapas de funcionamento do inversor Três Níveis apresentado na Fig. 1.10. Com o objetivo de tornar possível um melhor entendimento da estrutura, de suas etapas de funcionamento e características gerais, esta análise será efetuada sem modulação no controle dos interruptores, ou modulação por largura de pulso único. Detalhes de comutação não serão analisados neste tópico, porém será investigada a necessidade de utilização de tempo morto no comando dos interruptores.

1ª etapa (t_0, t_1)

No instante t_0 , os interruptores S1 e S2 são comandados a conduzir simultaneamente, conforme Fig. 1.11. Considerando-se a operação em regime permanente, a componente fundamental da corrente da carga está atrasada em relação à tensão V_{ab} fundamental, assim os diodos D1 e D2 estão em condução, possibilitando a devolução de parte da energia armazenada no indutor à fonte. Durante este intervalo, a tensão V_{ab} aplicada sobre a carga é $V_i/2$. O término desta etapa ocorre quando a corrente $i_L(t)$ chega em zero.

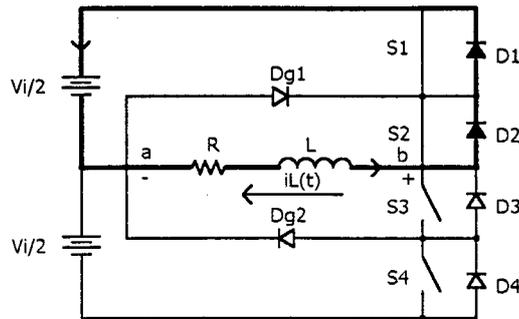


Fig. 1.11 - Primeira etapa de funcionamento.

2ª etapa (t_1, t_2)

No instante t_1 , a corrente $i_L(t)$ é zero. Os diodos D1 e D2 bloqueiam-se e os interruptores S1 e S2 assumem a corrente da carga. A tensão sobre esta é $V_i/2$. Durante esta etapa, a fonte entrega energia para a carga, como pode ser verificado na Fig. 1.12.

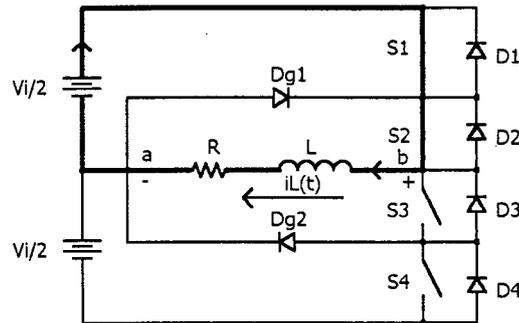


Fig. 1.12 - Segunda etapa de funcionamento.

3ª etapa (t_2, t_3)

No instante t_2 , o interruptor S1 é bloqueado, a corrente da carga circula através do diodo grampeador Dg1. A tensão V_{ab} é igual a zero, como pode ser verificado na Fig. 1.13. Esta etapa finda em t_3 , com o bloqueio do interruptor S2.

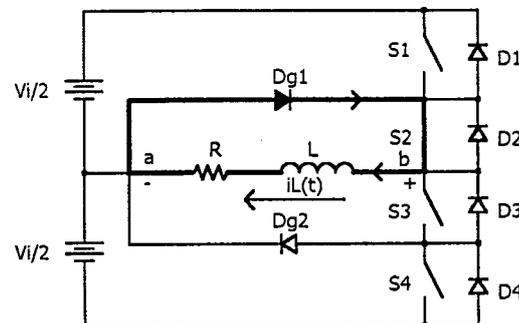


Fig. 1.13 - Terceira etapa de funcionamento.

4ª etapa (t_3, t_4)

No instante t_3 , o interruptor S2 é bloqueado e são comandados a conduzir os interruptores S3 e S4. Como a corrente $i_L(t)$ ainda não se inverteu, os diodos D3 e D4 entram em condução, possibilitando que parte da energia armazenada no indutor seja devolvida à fonte. A tensão V_{ab} é $-V_i/2$. A Fig. 1.14 representa esta etapa.

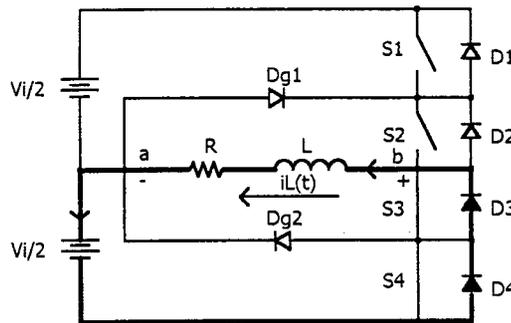


Fig. 1.14 - Quarta etapa de funcionamento.

5ª etapa (t_4, t_5)

A corrente $i_L(t)$ inverte-se no instante t_4 , bloqueando os diodos D3 e D4 e colocando em condução os interruptores S3 e S4. A tensão V_{ab} é $-V_i/2$, conforme representado pela Fig. 1.15. Ao longo desta etapa a fonte $V_i/2$ passa a entregar energia à carga.

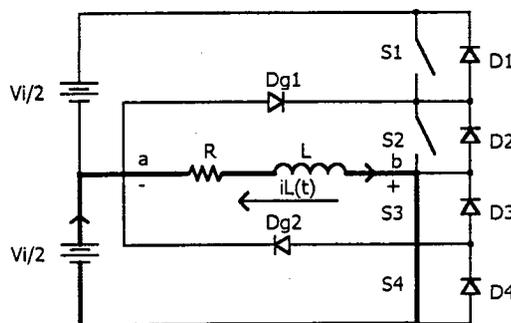


Fig. 1.15 - Quinta etapa de funcionamento.

6ª etapa (t_5, t_6)

A sexta etapa tem início em t_5 , quando o interruptor S4 é comandado a bloquear. A tensão V_{ab} passa a ser zero e a corrente da carga circula em roda livre através do diodo grampeador Dg2. Ao final desta etapa, o interruptor S3 é bloqueado, retornando-se à primeira etapa. A Fig. 1.16 representa esta etapa de funcionamento.

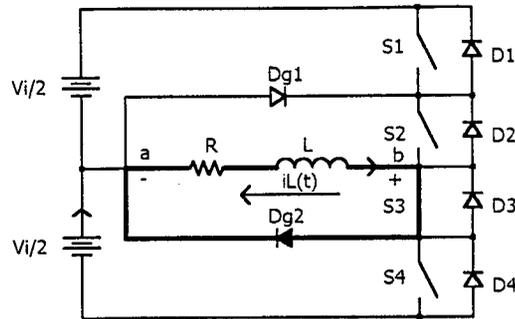


Fig. 1.16 - Sexta etapa de funcionamento.

Formas de onda básicas

As formas de onda básicas, com indicação dos intervalos de tempo correspondentes para as condições idealizadas descritas anteriormente, estão representadas na Fig. 1.17. Pode-se verificar os três níveis de tensão sobre a carga e a corrente defasada em relação à tensão, juntamente com a corrente nos interruptores e nos diodos.

Observa-se que os valores eficazes e médios das correntes conduzidas pelos interruptores externos (S1 e S4) são menores quando comparadas às correntes nos outros interruptores. Isto deve-se ao fato de que os interruptores S1 e S4 conduzem durante um intervalo de tempo menor.

Nota-se, também, que a entrada em condução de todos os interruptores é suave, pois é realizada sob corrente nula.

Devido às idealizações adotadas, os tempos de comutação dos interruptores comandados são praticamente instantâneos ao comando aplicado. Entretanto, em situações reais onde se adotaria esta mesma lei de comando dos interruptores, há a necessidade de se utilizar um tempo de retardo (tempo morto) no comando dos interruptores complementares [10]. Isto pode ser melhor visualizado na Fig. 1.17, nos instantes t_3 e t_6 . No instante t_3 em que o interruptor S2 é comandado a bloquear e os interruptores S3 e S4 são comandados a conduzir, ocorre a possibilidade de curto circuito da fonte. Nesta falha estariam envolvidos os interruptores S2, S3, S4 e Dg1. De forma semelhante, esta situação ocorre no instante t_6 com os interruptores S1, S2, S3 e o diodo grameador Dg2.

1.4 - CONCLUSÃO

Neste capítulo, foram descritas as técnicas atualmente adotadas para utilização de inversores em aplicações que exigem altas tensões de entrada, enfocando-se o princípio de

funcionamento do inversor Três Níveis. Para tal, empregou-se a técnica de modulação por largura de pulso único, que é de fácil implementação.

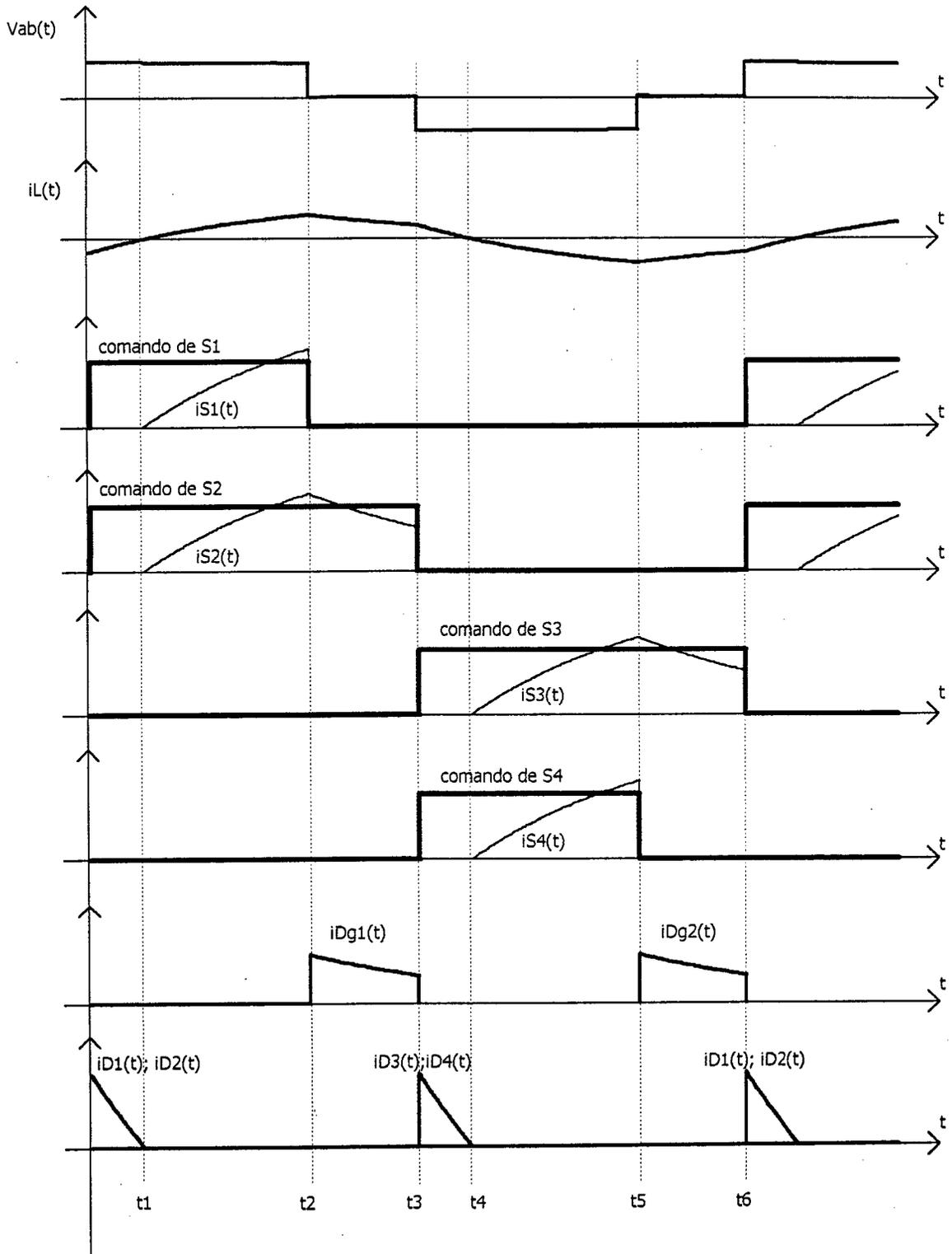


Fig. 1.17 - Formas de onda básicas.

Entretanto, em aplicações que requerem uma taxa reduzida de distorção harmônica da tensão de saída do inversor, este tipo de modulação não seria a melhor opção. A fim de melhorar o espectro harmônico desta tensão, filtros passivos poderiam estar conjugados à saída do inversor, porém esta solução tornar-se-ia onerosa ou inviável, como no caso de tecnologia embarcada, pois as componentes harmônicas são de baixa ordem, culminado em filtros volumosos e pesados.

O próximo capítulo apresenta as técnicas de modulação unipolar, unipolar com simetria de um quarto de onda e dipolar, as quais apresentam diferentes resultados no que se refere ao conteúdo harmônico, que serão comparados com o intuito de se escolher a melhor opção.

CAPÍTULO 2

TÉCNICAS DE MODULAÇÃO

2.1 - INTRODUÇÃO

Em aplicações de alta e média potência, em que a eficiente utilização da capacidade de condução dos interruptores é um dos fatores preponderantes, a escolha adequada do princípio de modulação a ser empregado torna-se relevante. A modulação por largura de pulso único, utilizada no capítulo anterior para descrever os princípios de funcionamento do inversor Três Níveis, é a melhor solução para este caso, pois apresenta baixas perdas por comutação. Entretanto, o elevado conteúdo harmônico presente neste tipo de modulação é indesejável na maioria das aplicações. Como exemplo, pode-se citar o acionamento de motores de indução, em que harmônicas de corrente provocam oscilações de torque, perdas no ferro e no cobre e ruídos audíveis em motores. Estas oscilações, com o transcorrer do tempo, podem causar a destruição destas máquinas por desgastes excessivos. Assim, tem-se como objetivo adotar técnicas de modulação que tenham, como característica inerente, a reduzida amplitude de harmônicas de baixa ordem. O fato de se adotar uma modulação a três níveis já implica em uma redução na amplitude das harmônicas de baixa ordem, quando comparada à modulação dois níveis. Neste texto, serão apresentadas e comparadas, via simulação numérica, as principais técnicas de modulação naturais encontradas na literatura [13], [14]. A título comparativo, será analisada primeiramente a modulação por largura de pulso único, utilizada na descrição das etapas de funcionamento do capítulo 1.

2.2 - MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO ÚNICO

A modulação por largura de pulso único é uma das formas mais básicas de se obter os sinais de comando para os interruptores de um inversor, seja ela do tipo dois ou três níveis. A Fig. 2.1 mostra o formato da tensão de saída de um inversor Três Níveis. Identifica-se, nesta forma de onda, a possibilidade de variação do ângulo α . Assim, pode-se desenvolver a série de Fourier em função deste ângulo: sejam os coeficientes em cosseno da série nulos e os coeficientes em seno por definição, descritos pela equação

(2.1).

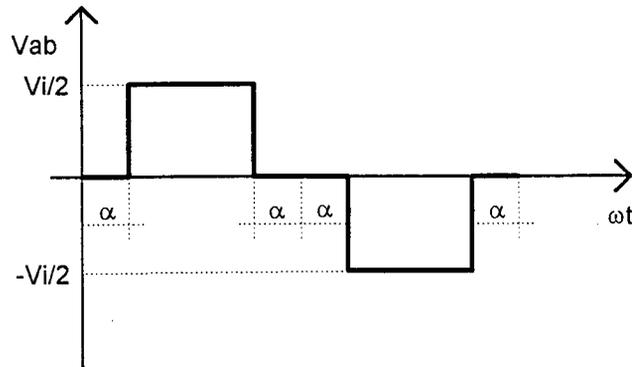


Fig. 2.1 - Forma de onda da tensão de saída do inversor a três níveis utilizando modulação por largura de pulso único.

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \text{sen}(n \cdot \omega t) d\omega t \quad (2.1)$$

Seja E a metade da tensão de entrada V_i , representada pela equação (2.2).

$$E = \frac{V_i}{2} \quad (2.2)$$

Solucionando-se a equação (2.3), tem-se as equações (2.4) e (2.5).

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi-\alpha} E \cdot \text{sen}(n \cdot \omega t) d\omega t + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi-\alpha} -E \cdot \text{sen}(n \cdot \omega t) d\omega t \right] \quad (2.3)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[\frac{E}{n} \cdot (-\cos(n \cdot (\pi - \alpha)) + \cos(\alpha \cdot n)) - \frac{E}{n} \cdot (-\cos(n \cdot (2\pi - \alpha)) + \cos(n \cdot (\pi + \alpha))) \right] \quad (2.4)$$

Assim, o valor de pico da componente harmônica de ordem n da forma de onda a três níveis pode ser representado pela equação (2.5).

$$b_n = \frac{4 \cdot E}{\pi \cdot n} \cdot \cos(\alpha \cdot n) \quad (2.5)$$

A partir da equação (2.6), pode-se calcular a componente fundamental da tensão de saída do inversor Três Níveis.

$$b_1 = \frac{2 \cdot V_i}{\pi} \cdot \cos(\alpha) \quad (2.6)$$

De acordo com [15], é possível então eliminar ou reduzir uma componente harmônica com a escolha adequada de um ângulo α . Isto posto, calcula-se através das equações (2.7) e (2.8) o valor deste ângulo.

$$\alpha = \frac{a \cos\left(\frac{\pi n b_n}{4 \cdot E}\right)}{n} \quad (2.7)$$

$$\alpha = \frac{1,571}{n} \quad (2.8)$$

onde $n = 1, 3, \dots, 5$.

Nota-se que, com a utilização de apenas um ângulo, pode-se eliminar ou reduzir apenas uma componente harmônica. Como exemplo, pode-se citar o ângulo α igual a trinta graus, que elimina a harmônica de ordem três.

A Fig. 2.2 representa a evolução da amplitude das componentes harmônicas em função da variação do ângulo α ; nota-se que não é possível controlar o valor do termo fundamental e eliminar uma determinada componente harmônica, utilizando-se apenas um ângulo.

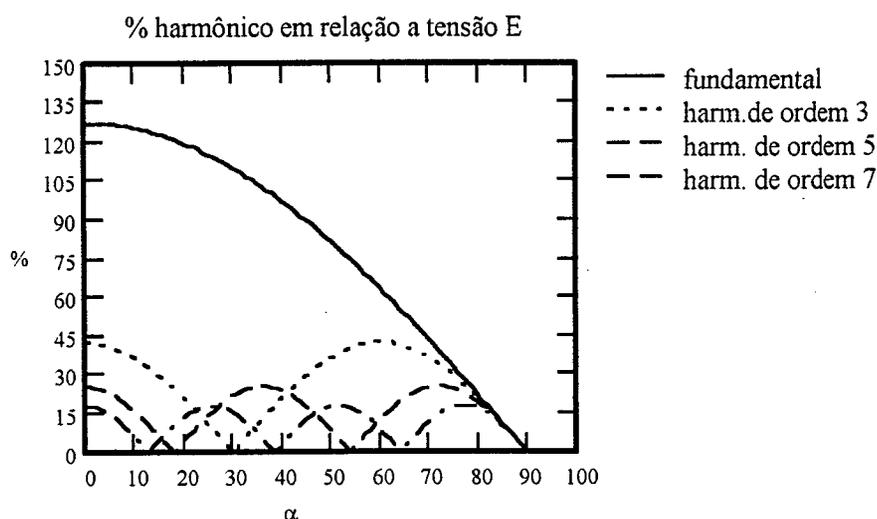


Fig. 2.2- Harmônicas de tensão em função do ângulo α .

Observa-se, ainda, na Fig. 2.2, que a concentração de componentes harmônicas de baixa ordem é predominante.

Com o objetivo de minimizar ainda mais o conteúdo harmônico, algumas soluções são apresentadas na literatura, das quais pode-se citar a modulação PWM senoidal otimizada e as modulações PWM senoidais naturais. A primeira propicia um dos melhores resultados em termos de redução de conteúdo harmônico [15]; prevê o cálculo de n ângulos para eliminação de $n-1$ harmônicas, possibilitando, ainda, o controle do valor da tensão fundamental. Em aplicações práticas, estes ângulos poderiam ser previamente calculados e armazenados em memórias ou, utilizando-se o processamento digital, estes poderiam ser determinados em tempo real. Já as modulações PWM senoidais naturais são de implementação simplificada, sendo na sua maioria geradas a partir da comparação entre

formas de onda senoidais e triangulares. Este texto se aterá em descrever unicamente as modulações PWM senoidais naturais mais difundidas, também conhecidas como modulações sub-harmônicas.

2.3 - MODULAÇÕES PWM SENOIDAIS

A modulação PWM senoidal, normalmente, pode ser inteiramente ou particularmente caracterizada por dois parâmetros, sejam eles: o índice de modulação e a razão entre as frequências. O parâmetro índice de modulação, também referenciado em algumas literaturas como profundidade de modulação, consiste no quociente entre a amplitude de uma forma de onda moduladora, que normalmente é senoidal, e a amplitude de uma forma de onda portadora, normalmente triangular, conforme mostra a equação (2.9).

$$M_i = \frac{A_m}{A_p} \quad (2.9)$$

Onde:

A_m é a amplitude da onda moduladora;

A_p é a amplitude da onda portadora.

A razão entre frequências é o quociente entre a frequência da forma de onda portadora e a frequência da moduladora, conforme mostra a equação (2.10).

$$M_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (2.10)$$

Onde:

f_p é frequência da onda portadora triangular;

f_m é a frequência da onda moduladora senoidal.

A modulação é dita síncrona quando a razão entre as frequências M_f é um número inteiro. No modo assíncrono, a frequência da forma de onda portadora deve ser alta o suficiente a fim de evitar qualquer perturbação causada por sub-harmônicas [13].

Os três principais métodos de modulação PWM senoidal que serão abordados neste texto são:

- Modulação bipolar, a qual é largamente utilizada em inversores dois níveis;

- modulação unipolar, que é normalmente empregada em inversores três níveis;
- modulação dipolar, que pode ser considerada como um caso particular da modulação unipolar.

2.3.1 - MODULAÇÃO PWM SENOIDAL BIPOLAR

Uma das mais difundidas até então, a modulação Bipolar consiste basicamente na comparação entre uma forma de onda senoidal e uma forma de onda triangular, conforme mostra a Fig. 2.3. Entretanto, este tipo de modulação não é utilizada no inversor Três Níveis, já que se trata de uma técnica dois níveis.

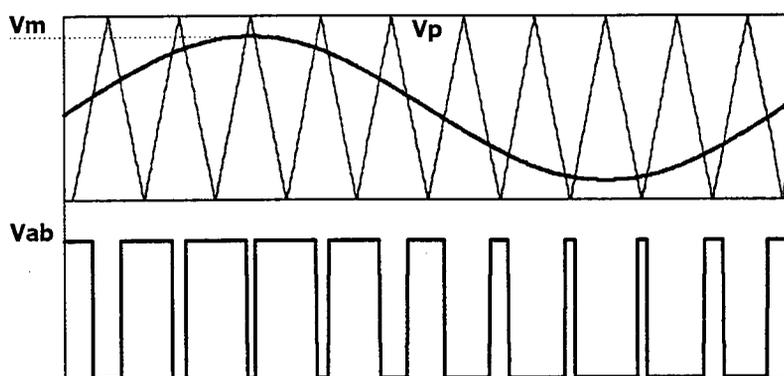


Fig. 2.3 – Modulação bipolar.

Apenas a título de comparação com as outras técnicas de modulação, apresenta-se na Fig. 2.4 o espectro harmônico da tensão de saída V_{ab} de um inversor em ponte completa, obtida a partir de simulações numéricas com tensão entrada de 400 V, índice de modulação $M_i = 0,78$ e frequência de comutação igual a 20 kHz. Nota-se que as componentes harmônicas com amplitude significativa são deslocadas para as proximidades da frequência de comutação.

2.3.2 - MODULAÇÃO PWM SENOIDAL UNIPOLAR

Neste tipo de modulação, os pulsos de comando dos interruptores podem ser gerados através da comparação entre duas ondas portadoras triangulares e uma moduladora senoidal.

Na referência [14], esta estratégia é também denominada como método clássico de modulação três níveis. A Fig. 2.5 apresenta a modulação unipolar na geração do comando dos interruptores do inversor Três Níveis (S1, S2, S3 e S4). Nota-se que as formas de onda portadoras triangulares V_{p1} e V_{p2} encontram-se em fase com a

moduladora senoidal V_m , quando esta passa por zero.

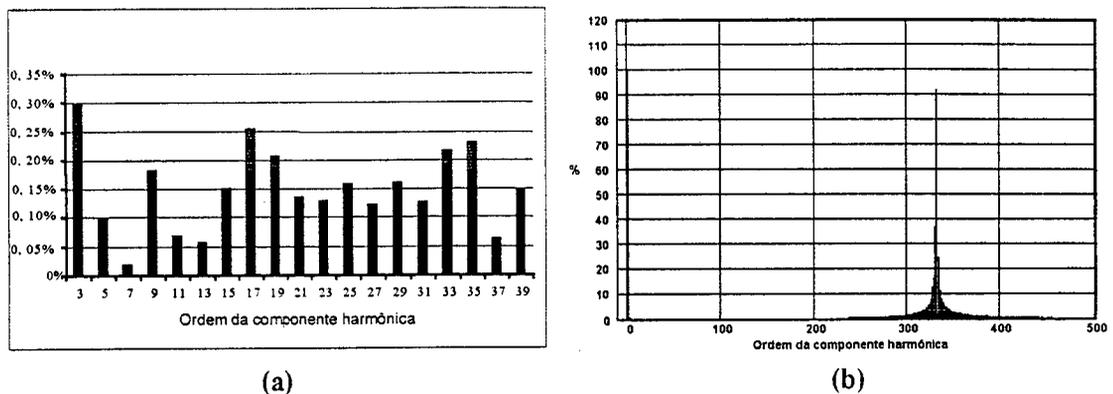


Fig. 2.4 – Detalhe do espectro harmônico nas baixas frequências (a), espectro harmônico da tensão de saída completo (b).

A razão entre frequências M_f pode ser definida por uma das duas equações, (2.11) ou (2.12), optando-se pela que resultar no valor de frequência mais próximo do desejado.

$$M_f = 6.(2.i + 1) \quad i = 0,1,2,\dots \quad (2.11)$$

$$M_f = 3.(2.i + 1) \quad i = 0,1,2,\dots \quad (2.12)$$

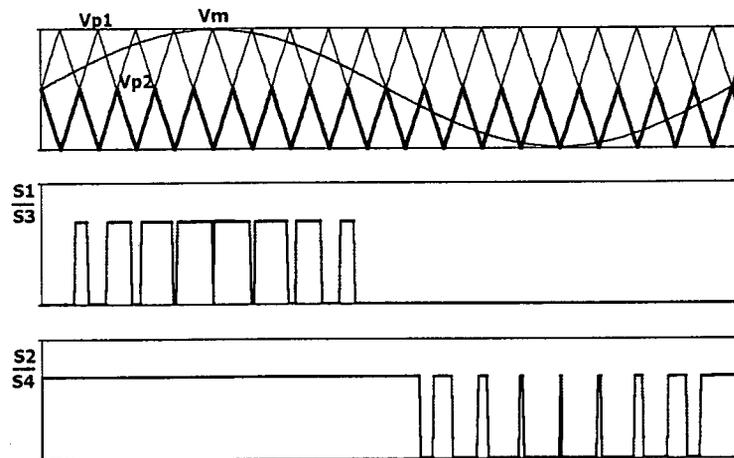


Fig. 2.5 – Modulação PWM Unipolar.

A Fig. 2.6 mostra o inversor Três Níveis, juntamente com o circuito de comando utilizado para obter os sinais de acionamento dos interruptores.

Utilizando-se um simulador numérico [16], obtém-se a forma de onda da tensão de saída do inversor e a forma de onda da corrente que circula através da carga. Nesta simulação, a frequência da tensão moduladora é 60 Hz e a frequência das portadoras triangulares adotada foi 20 kHz, sincronizadas com a tensão senoidal. O índice de modulação adotado é o mesmo da simulação anterior, ou seja, igual a 0,78, enquanto que o valor da frequência de corte da carga RL escolhido foi de 112 Hz, definido pelos valores

do resistor de $4,2 \Omega$ e do indutor de 6 mH ; tais parâmetros foram adotados para se obter uma carga com potência aparente de 10 kVA com tensão eficaz de saída igual a 220V , para que se tenha uma correlação com o capítulo relativo à experimentação. Os interruptores utilizados na simulação são ideais e a tensão de barramento é $V_i = 800 \text{ V}$.

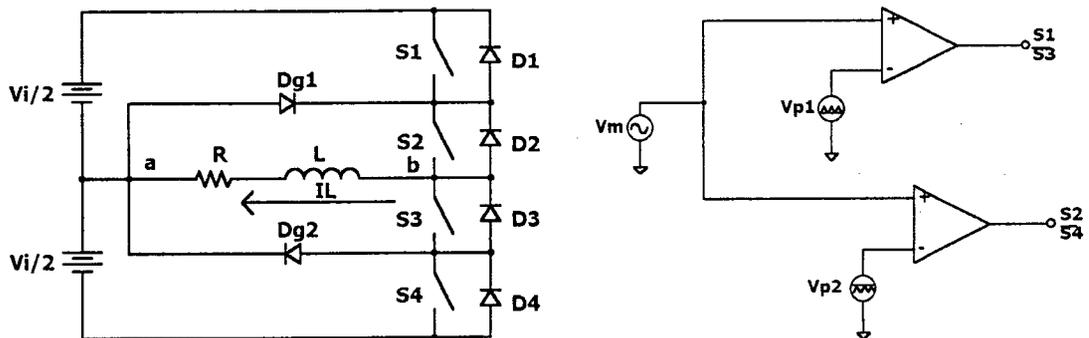


Fig. 2.6 – Inversor Três Níveis e circuito de comando para modulação unipolar.

A partir da análise harmônica dos resultados de simulação da tensão de saída do inversor e da corrente da carga, representados pela Fig. 2.7, tem-se as taxas de distorção harmônica iguais a $1,52 \%$ e $0,2 \%$ respectivamente, truncados na harmônica de centésima ordem.

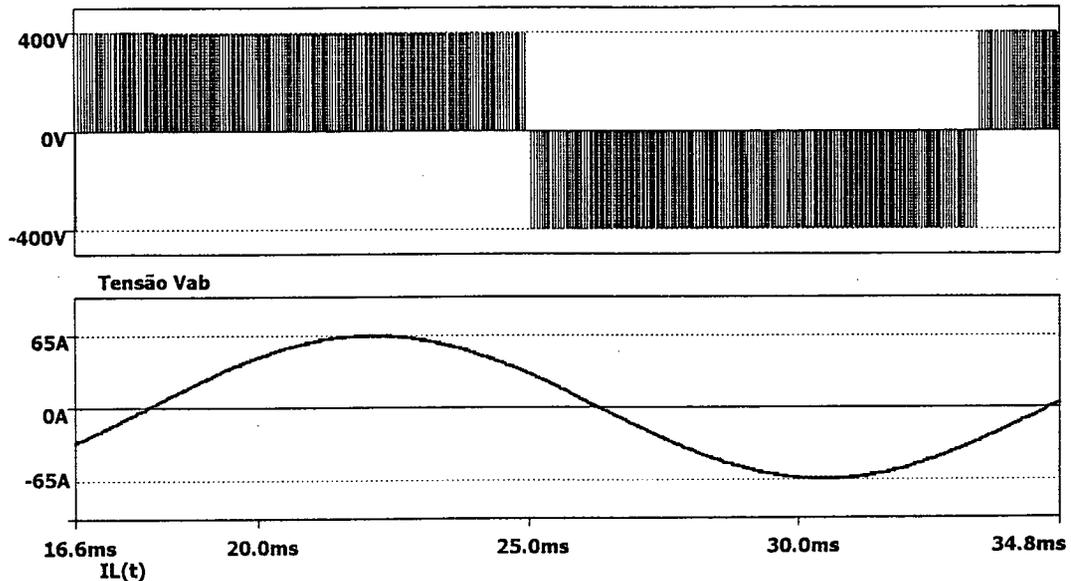


Fig. 2.7 – Tensão e corrente na carga, modulação unipolar.

O espectro harmônico em detalhe e completo da tensão de saída V_{ab} do inversor Três Níveis está apresentado na Fig. 2.8. Observa-se que as harmônicas de baixa ordem, mais difíceis de serem filtradas não são predominantes, e as harmônicas de maior amplitude são deslocadas para a frequência de comutação, conforme é esperado.

Comparando-se o espectro harmônico da tensão de saída com o espectro da modulação a dois níveis, apresentado na Fig. 2.4, com o obtido para a modulação três níveis da Fig. 2.8, verifica-se que a amplitude das harmônicas na frequência dos pulsos de saída é reduzida pela metade. Entretanto, este aspecto tem pouca relevância, já que se trata de alta frequência. Porém, a componente harmônica de 3ª ordem é reduzida significativamente.

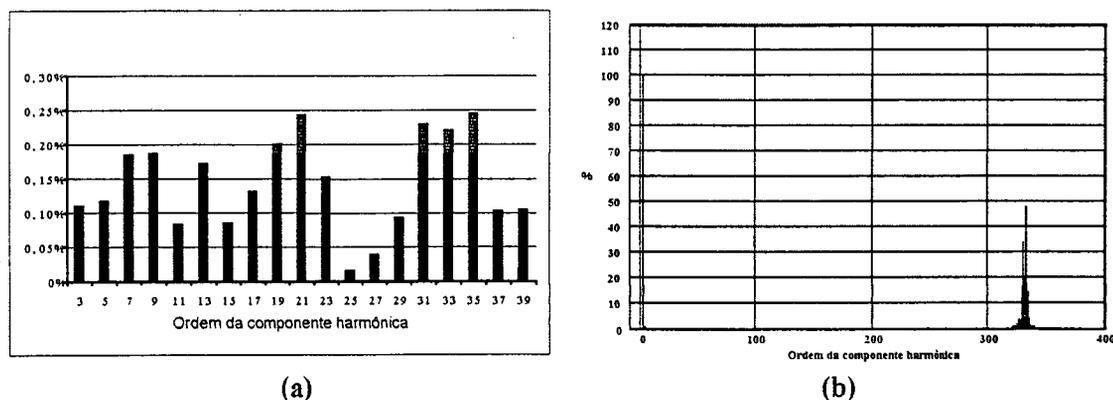


Fig. 2.8 – Detalhe do espectro harmônico nas baixas frequências (a), espectro harmônico da tensão de saída completo (b).

Utilizando-se este mesmo princípio de modulação, entretanto, empregando duas portadoras triangulares de mesma amplitude e defasadas em cento e oitenta graus, tem-se a modulação três níveis, usualmente empregada no comando dos interruptores do inversor em Ponte Completa. Um detalhe da forma como é gerado este tipo de modulação está apresentado na Fig. 2.9.

Adotando-se os mesmos parâmetros empregados na simulação numérica do inversor Três Níveis ao inversor em Ponte Completa da Fig. 2.10, obtém-se o espectro harmônico da tensão de saída, conforme mostra a Fig. 2.11. A taxa de distorção da tensão de saída é de 0,81 % e da corrente da carga de 0,09 % ($n < 100$).

Comparando-se os espectros harmônicos das tensões de saída dos inversores em Ponte Completa e Três Níveis, apresentados nas Figs. 2.11 e 2.8 respectivamente, percebe-se que a frequência de comutação presente na tensão de saída do inversor em Ponte Completa é o dobro da frequência de comutação de seus interruptores. Esta situação também fica evidente na Fig. 2.9.

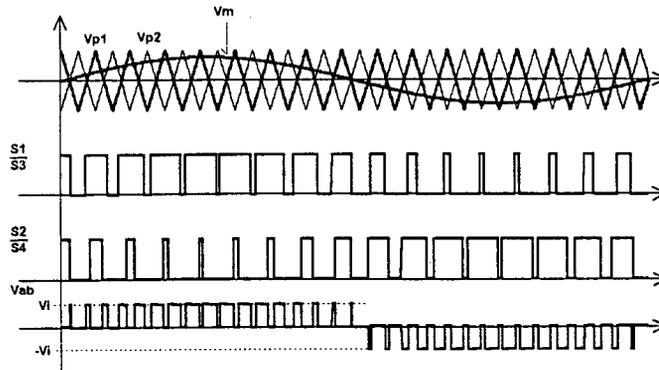


Fig. 2.9 – Modulação três níveis para o inversor em Ponte Completa.

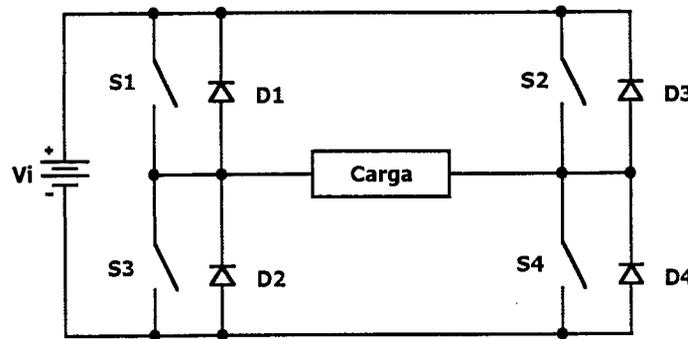


Fig. 2.10 – Inversor em ponte completa.

Deve-se verificar entretanto, que as comutações entre diodos e interruptores ocorrerão na frequência dos pulsos da tensão de saída, provocando perdas por comutação proporcionais a esta frequência.

Em um trabalho recente [17], utilizando-se dois braços do inversor Três Níveis e um indutor de circulação, tem-se o dobro da frequência de comutação na tensão de saída, e esta passa a ter cinco níveis. A principal desvantagem desta topologia reside na necessidade de se utilizar o dobro de interruptores.

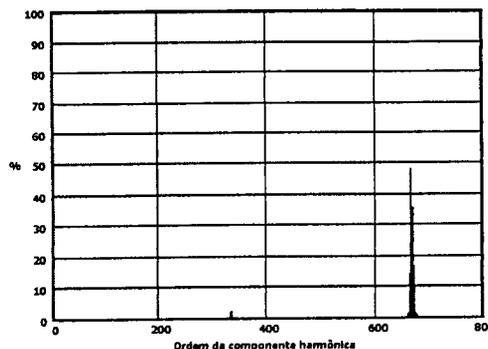


Fig. 2.11 – Espectro harmônico da tensão de saída a três níveis do inversor em Ponte Completa.

2.3.3 - MODULAÇÃO PWM SENOIDAL POR PORTADORA COM SIMETRIA DE UM QUARTO DE ONDA DE ONDA

Este tipo de modulação também pode ser gerado, comparando-se duas formas de onda portadoras triangulares com uma moduladora senoidal, conforme está mostrado na Fig. 2.12, obtendo-se, assim, os sinais de comando para o inversor Três Níveis. A distinção da geração deste tipo de modulação, em relação à modulação PWM clássica, é que as ondas portadoras encontram-se adiantadas em noventa graus da moduladora, quando esta passa por zero. O circuito de comando é o mesmo apresentado na Fig. 2.6.

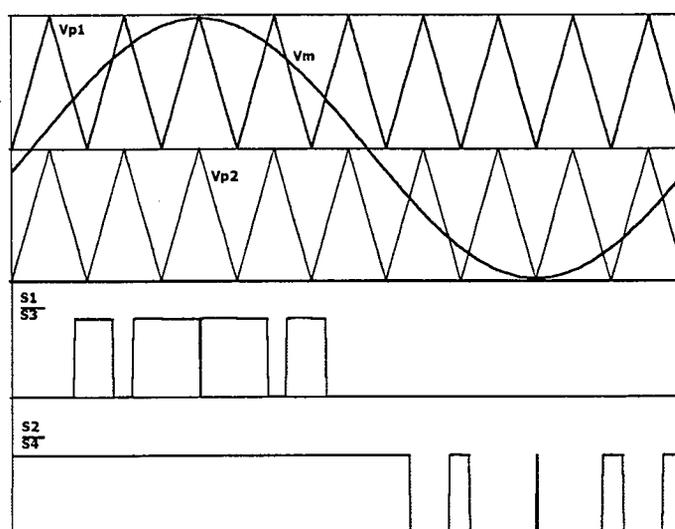


Fig. 2.12 – Modulação Bipolar com simetria de um quarto de onda.

A razão entre frequências M_f deve ser determinada pela equação (2.13).

$$M_f = 3 \cdot (2 \cdot i + 1) \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (2.13)$$

Segundo [13], [15], este tipo de modulação possibilita a redução do conteúdo harmônico em relação à modulação convencional. Com o intuito de realizar um comparativo, efetua-se a análise harmônica da tensão de saída do inversor Três Níveis com os mesmos parâmetros empregados nas modulações anteriores. A taxa de distorção harmônica calculada até a harmônica de centésima ordem resulta em 0,79 %, e a taxa de distorção da corrente em 0,16 %.

A Fig. 2.13 apresenta o espectro harmônico da tensão de saída do inversor; observa-se, em detalhe, que o conteúdo harmônico é reduzido à medida em que a ordem da harmônica aumenta, de forma mais acentuada do que na modulação unipolar sem simetria de um quarto de onda.

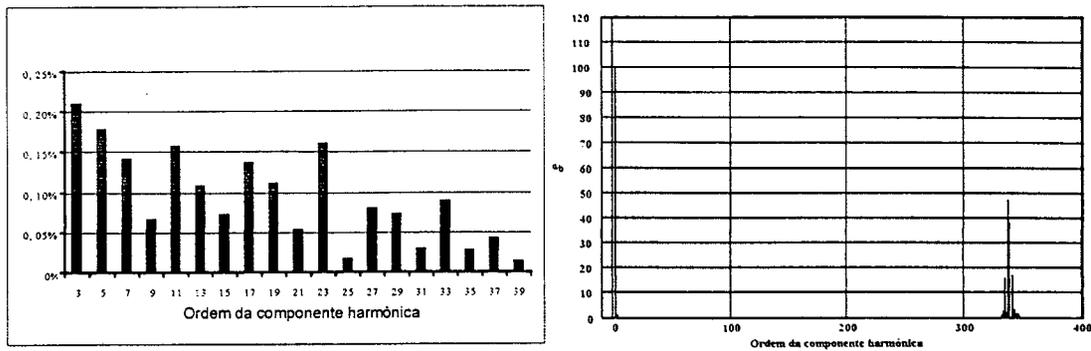


Fig. 2.13 – Análise harmônica da tensão de saída do inversor com modulação por portadora com simetria de um quarto de onda.

2.3.4 - MODULAÇÃO PWM SENOIDAL DIPOLAR

Este processo de modulação pode ser considerado como uma extensão da modulação bipolar (2 níveis), tanto o nome quanto a modulação foram propostas por Velaerts *et al.* [14]. A obtenção dos pulsos de comando para os interruptores é feita comparando-se uma onda portadora triangular com duas ondas moduladoras senoidais; ao passo que, a portadora triangular é simétrica em relação ao eixo das abscissas: uma das senóides excursiona somente no semiplano positivo do eixo das ordenadas e, a outra somente no semiplano negativo. Esta comparação, bem como a geração dos pulsos de comandos dos interruptores, está representado pela Fig. 2.14.

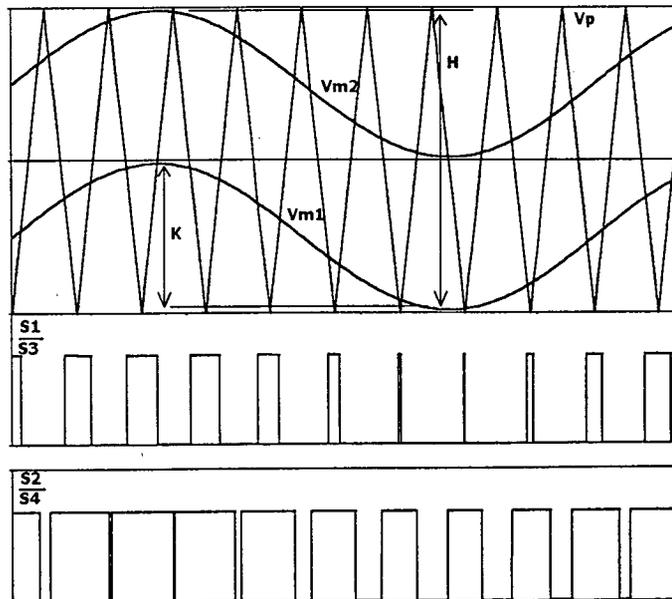


Fig. 2.14 – Modulação PWM dipolar.

Observa-se que, quando a amplitude do parâmetro H for igual ao parâmetro K, ambos identificados na Fig. 2.14, tem-se a modulação bipolar. O valor da tensão

fundamental para este tipo de modulação é determinado pela equação (2.14).

$$V_1(t) = M_i \cdot \frac{V_i}{2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (2.14)$$

O índice de modulação M_i já descrito anteriormente, pode ser determinado pela equação (2.9).

É importante salientar que, para a modulação dipolar, o índice de modulação fica limitado em 0,5, incorrendo na limitação do valor máximo da tensão da fundamental. Assim, o valor de pico do termo fundamental não pode ser superior a um quarto do valor da tensão de entrada V_i . Esta situação pode ser bem compreendida, observando-se a Fig. 2.14, onde os interruptores atingem seu valor máximo da razão cíclica, quando as ondas moduladoras se aproximam do eixo das abscissas.

A Fig. 2.15 representa o inversor Três Níveis com o respectivo circuito de comando para gerar os pulsos de acionamento dos interruptores, a partir da modulação dipolar. Adotando-se um índice de modulação de 0,38 e uma frequência de comutação de aproximadamente 20 kHz, simulou-se o circuito em questão.

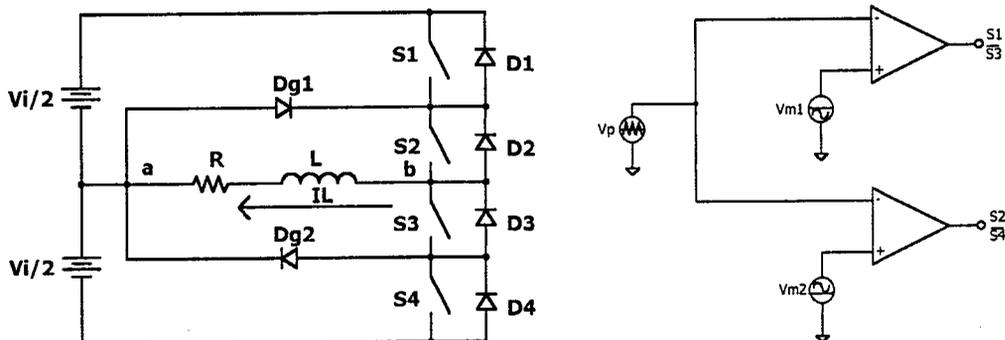


Fig. 2.15 – Inversor Três Níveis e circuito de comando para modulação dipolar.

Um detalhe da tensão sobre a carga juntamente com a forma de onda da corrente são mostrados na Fig. 2.16. Atenta-se ao fato de que, propositadamente, as duas formas de onda não estão sincronizadas em relação ao eixo do tempo, possibilitando, assim, uma melhor visualização.

A título ilustrativo, apresenta-se na Fig. 2.17 os resultados da análise harmônica da tensão e da corrente de saída do inversor Três Níveis, utilizando a modulação dipolar.

A taxa de distorção harmônica da tensão é de 2,79 %, e, da corrente da carga, de 0,338 %; observa-se que os parâmetros da carga são os mesmos utilizados na modulação PWM unipolar e que o cálculo da taxa de distorção é efetuado até a harmônica de

centésima ordem.

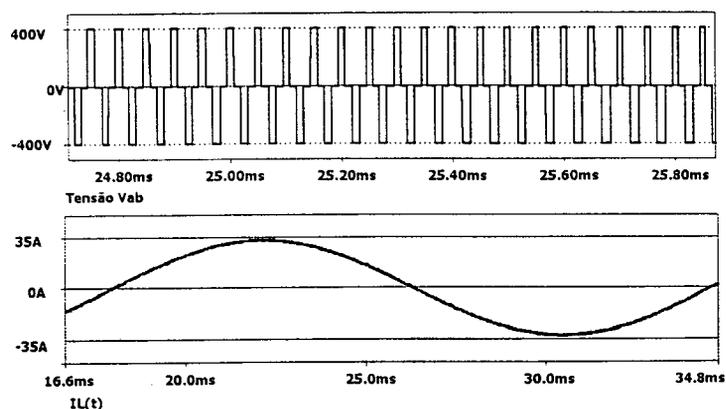


Fig. 2.16 – Detalhe da tensão V_{ab} e corrente na carga.

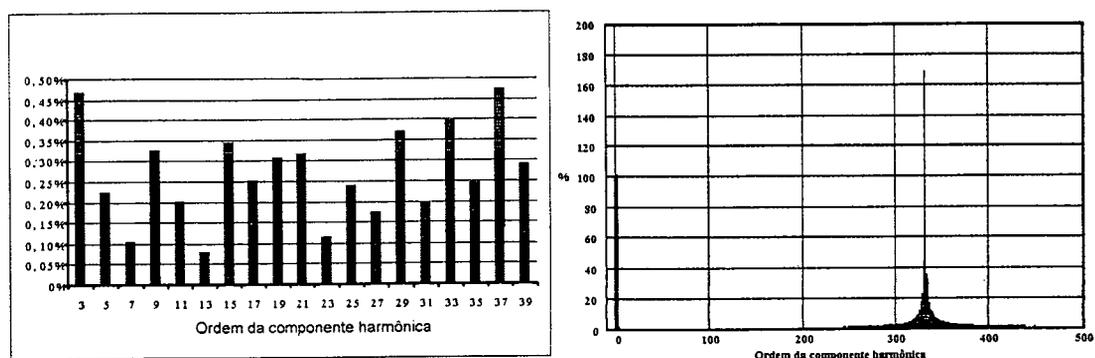


Fig. 2.17 – Espectro harmônico da tensão de saída do inversor Três Níveis com modulação dipolar.

Através dos resultados obtidos a partir das simulações, conclui-se que a modulação proposta por Velaerts *et al.* [14] possui algumas desvantagens em relação à modulação PWM senoidal com simetria de um quarto de onda. Pode-se citar a limitação do valor da tensão fundamental e a presença de harmônicas em frequências mais baixas como sendo fatores importantes na escolha entre uma ou outra estratégia de modulação.

2.4 - CONCLUSÃO

Foram apresentadas e comparadas qualitativamente as principais técnicas de modulação aplicáveis ao inversor Três Níveis. Das técnicas de modulação PWM naturais, a modulação com simetria de um quarto de onda apresentou os melhores resultados no que tange à taxa de distorção harmônica. Os cálculos efetuados para determinar a taxa de distorção harmônica levaram em consideração apenas as harmônicas presentes até a centésima ordem, pois considera-se que, em aplicações práticas, as harmônicas de alta frequência podem ser filtradas facilmente, se necessário. A técnica de modulação três

níveis, adotada para comandar o inversor em Ponte Completa, não é aplicável ao inversor Três Níveis; logo, a frequência de comutação vista pela carga do inversor Três Níveis é a própria frequência em que são comandados os seus interruptores, durante meio período de modulação. A modulação dipolar apresenta como principal desvantagem a limitação do índice de modulação, restringindo, desta forma, o valor de pico da tensão de saída do inversor a um quarto da tensão de barramento. Do ponto de vista das cargas trifásicas, a tensão de linha da modulação três níveis unipolar possuirá cinco níveis; já, a modulação dipolar apresenta somente três patamares de tensão sobre a carga.

Deve-se salientar que foram exploradas apenas as modulações PWM senoidais ditas naturais, as quais podem ter seu princípio de funcionamento digitalizado e otimizado no que se refere à taxa de distorção harmônica total. Ao longo dos próximos capítulos, optou-se por adotar a modulação por portadora com simetria de um quarto de onda, devido aos resultados propiciados pelo método.

CAPÍTULO 3

ESFORÇOS NOS COMPONENTES DO INVERSOR

3.1 - INTRODUÇÃO

É objetivo deste capítulo a determinação das equações dos esforços de corrente a que são submetidos os componentes do inversor Três Níveis. As idealizações adotadas, bem como as hipóteses simplificativas, são apresentadas no decorrer do texto. Ao final do capítulo, ábacos são traçados com a finalidade de facilitar ao projetista o dimensionamento ou a escolha dos componentes do inversor. Os efeitos da comutação dos interruptores não são levados em consideração neste estudo, pois serão abordados em capítulo posterior.

3.2 - CÁLCULO DOS ESFORÇOS DE CORRENTE NOS INTERRUPTORES COMANDADOS

Com a finalidade de se obter as equações dos esforços nos interruptores comandados e nos diodos que compõe o inversor, serão adotadas as seguintes hipóteses simplificativas:

a) Como as etapas de comutação são relativamente menores que as etapas de condução e bloqueio dos interruptores principais, estas serão desconsideradas no cálculo dos valores médios e eficazes das correntes, nesta seção.

b) Utiliza-se uma fonte de corrente senoidal referenciada ao ângulo ωt e defasada em relação a tensão fundamental de um ângulo θ para representar a carga. Desconsidera-se, desta forma, as possíveis ondulações de alta frequência advindas da utilização de cargas lineares ou distorções causadas por cargas não lineares. Para um melhor entendimento desta simplificação, apresenta-se na Fig. 3.1 a forma de onda típica da corrente absorvida por uma carga RL e a forma de onda idealizada da corrente considerada neste estudo.

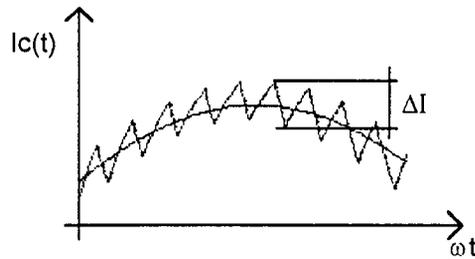


Fig. 3.1 – Forma de onda da corrente para carga linear e corrente idealizada.

c) Considerar-se-á que todos os componentes sejam ideais.

Na Fig. 3.2 está representado o inversor Três Níveis e a carga idealizados, os quais serão utilizados como base para obtenção do equacionamento. Observa-se que, neste texto, entende-se por carga todos os elementos conectados nos terminais ab do inversor.

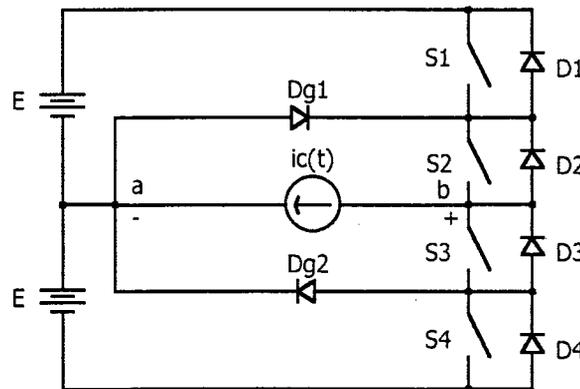


Fig. 3.2 – Circuito idealizado utilizado no cálculo dos esforços dos interruptores.

d) Devido à alta frequência de comutação em relação à frequência de modulação no cálculo dos valores médios e eficazes instantâneos das correntes que circulam através dos interruptores, considera-se que a forma de onda da corrente não varie durante dois períodos de comutação e a razão cíclica seja fixa, conforme Fig. 3.3.

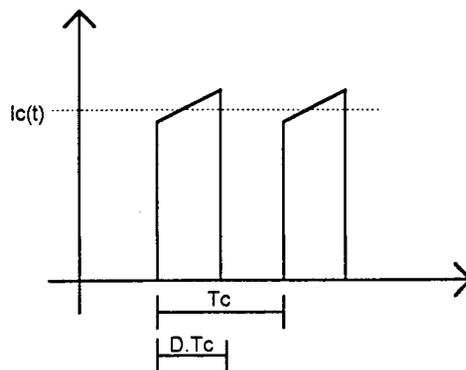


Fig. 3.3 – Formato idealizado da corrente nos interruptores durante a comutação.

A função de modulação que descreve a variação da razão cíclica no período de

modulação está representada pela equação (3.1), a partir da qual o interruptor S1 será comandado. O ângulo θ tem a finalidade de representar o deslocamento entre a função de modulação e a corrente que circula através da carga.

$$D(t) = M_i \cdot \text{sen}(\omega t + \theta) \tag{3.1}$$

O comportamento da razão cíclica, em função do índice de modulação M_i para meio período de modulação, referenciado ao ângulo ωt , está representado pela Fig. 3.4.

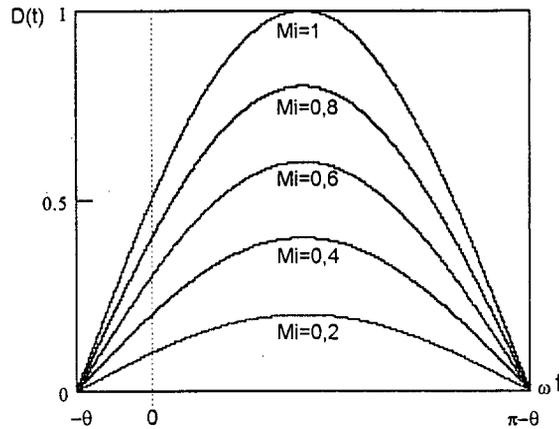


Fig. 3.4 – Comportamento da razão cíclica durante meio período de modulação, válida para o comando do interruptor S1.

3.2.1 - ESFORÇOS DE CORRENTE NO INTERRUPTOR S1

A Fig. 3.5 mostra o comando do interruptor S1, a corrente na carga e a corrente neste interruptor. Nesta figura pode-se verificar a influência do ângulo de deslocamento entre a tensão e a corrente fundamentais da carga, sobre a corrente que circula através do interruptor S1.

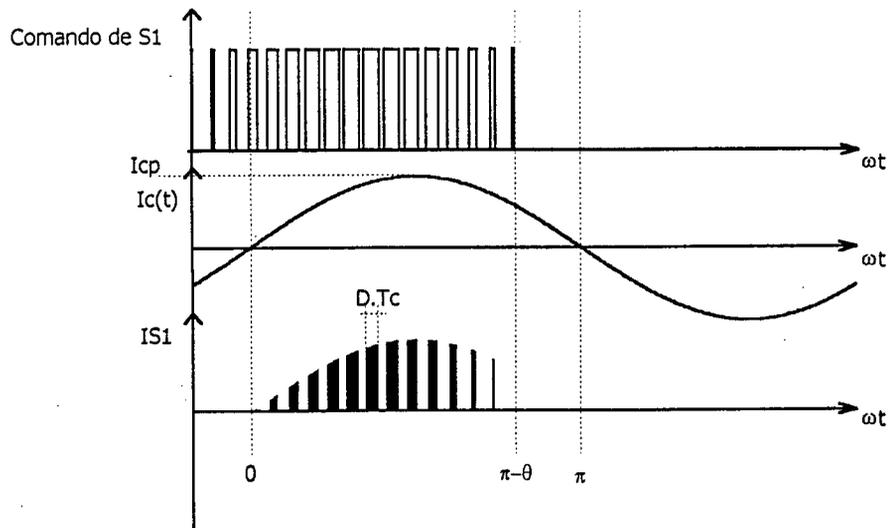


Fig. 3.5 – Comando do interruptor S1, corrente na carga e corrente no interruptor S1.

De acordo com as idealizações apresentadas anteriormente, pode-se calcular a corrente média instantânea que circula através do interruptor S1, conforme as equações (3.2) e (3.3). Resolvendo-se a equação (3.2) obtém-se o valor médio para um período de comutação, representado pela equação (3.3).

$$IS1_{medI} = \frac{1}{T_c} \int_0^{D(t) \cdot T_c} I_c(t) dt \quad (3.2)$$

$$IS1_{medI} = I_c(t) \cdot D(t) \quad (3.3)$$

A corrente idealizada que circula através da carga varia de forma senoidal de acordo com a equação (3.4), onde I_{cp} é o seu valor de pico.

$$I_c(t) = I_{cp} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (3.4)$$

A partir das equações (3.1), (3.4) e (3.3), pode-se calcular o valor médio da corrente no interruptor S1 para um período de modulação, de acordo com as equações (3.5) e (3.6).

$$IS1_{med} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\theta} I_c(t) \cdot D(t) d\omega t \quad (3.5)$$

$$IS1_{med} = \frac{I_{cp} \cdot M_i}{4\pi} \left[(\pi - \theta) \cos(-\theta) - \frac{1}{2} (\text{sen}(2\pi - \theta) - \text{sen}(\theta)) \right] \quad (3.6)$$

De forma semelhante ao procedimento utilizado para calcular a corrente média no interruptor S1, pode-se calcular seu valor eficaz, representado pelas equações (3.7) à (3.10).

Seja o valor eficaz para um período de comutação, representado pela equação (3.7).

$$IS1_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T_c} \int_0^{D(t) \cdot T_c} I_c(t)^2 dt} \quad (3.7)$$

Resolvendo-se a equação (3.7), obtém-se (3.8).

$$IS1_{eff} = I_c(t) \cdot \sqrt{D(t)} \quad (3.8)$$

Substituindo as equações (3.4) e (3.1) em (3.8), calcula-se o valor eficaz da corrente no interruptor S1, conforme as equações (3.9) e (3.10).

$$IS1_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\theta} (I_{cp} \text{sen}(\omega t) \sqrt{M_i \text{sen}(\omega t + \theta)})^2 d\omega t} \quad (3.9)$$

$$IS1_{ef} = \frac{I_{cp}}{6} \sqrt{\frac{3}{\pi} \cdot M_i \cdot (3 + \cos(2\theta) + 4 \cdot \cos(\theta))} \quad (3.10)$$

3.2.2 - ESFORÇOS DE CORRENTE NO INTERRUPTOR S2

Na Fig. 3.6 está apresentado o comando do interruptor S2, a corrente que circula através da carga e a corrente no interruptor. Verifica-se que, na maior parte do tempo de condução, o interruptor não é comandado com a frequência de comutação, dependendo, é claro, do ângulo de deslocamento entre tensão e corrente fundamentais da carga.

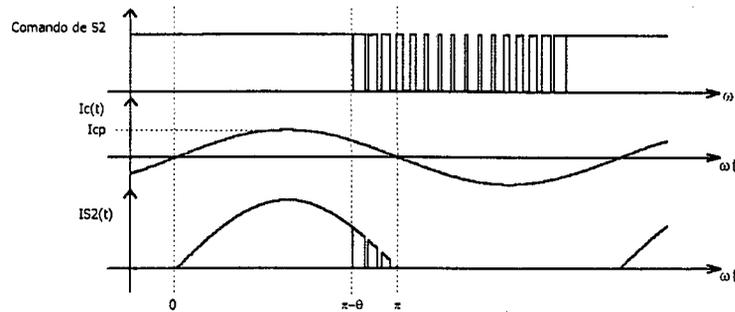


Fig. 3.6 – Comando do interruptor S2, corrente na carga e corrente no interruptor S2.

O valor médio instantâneo da corrente que circula através do interruptor S2 está representado pelas equações (3.11) e (3.12).

$$IS2_{medI} = \frac{1}{T_C} \int_0^{D'(t)} I_c(t) dt \quad (3.11)$$

$$IS2_{medI} = I_c(t) \cdot D'(t) \quad (3.12)$$

Seja $D'(t)$ a função da razão cíclica de comando do interruptor S2, representada pela equação (3.13), válida para o intervalo de variação de ωt de $(\pi - \theta)$ até $(2\pi - \theta)$.

$$D'(t) = 1 - M_i \cdot \text{sen}(\omega t - \pi + \theta) \quad (3.13)$$

Substituindo as equações (3.4) e (3.13) em (3.12), pode-se calcular o valor médio para um período de modulação, conforme as equações (3.14) e (3.15).

$$IS2_{med} = \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\pi-\theta} I_{cp} \text{sen}(\omega t) d\omega t + \int_{\pi-\theta}^{\pi} I_{cp} \text{sen}(\omega t) \cdot (1 - M_i \text{sen}(\omega t - \pi + \theta)) d\omega t \right) \quad (3.14)$$

$$IS2_{med} = \frac{I_{cp}}{\pi} \left(\frac{1}{4} (-\text{sen}(\theta) + \cos(\theta) \cdot \theta) \cdot M_i + 1 \right) \quad (3.15)$$

O valor eficaz da corrente no interruptor S2 para um período de comutação está representado pela equação (3.16).

$$IS2_{eff} = I_c(t) \cdot \sqrt{1 - M_i \text{sen}(\omega t - \pi + \theta)} \quad (3.16)$$

A partir das equações (3.4), (3.13) e (3.16), obtém-se o valor eficaz da corrente no interruptor S2 durante um período de modulação, representado pelas equações (3.17) e (3.18).

$$IS2_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi-\theta} I_{cp}^2 \sin^2(\omega t) d\omega t + \int_{\pi-\theta}^{\pi} I_{cp} \sin(\omega t) \cdot (1 - M_i \sin(\omega t - \pi + \theta)) \right]^2 d\omega t} \quad (3.17)$$

$$IS2_{ef} = I_{cp} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{2} \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\theta) + \frac{1}{2} \pi + \frac{2}{3} \cdot \cos(\theta) \cdot M_i - \frac{1}{4} \cdot \sin(2\theta) - \frac{1}{2} \cdot M_i - \frac{1}{6} \cdot \cos(2\theta) \cdot M_i \right)} \quad (3.18)$$

3.2.3 - ESFORÇOS DE CORRENTE NO INTERRUPTOR S3

Para o cálculo dos esforços de corrente no interruptor S3, pode-se utilizar as equações (3.15) e (3.18), válidas para o interruptor S2, devido à simetria do inversor.

3.2.4 - ESFORÇOS DE CORRENTE NO INTERRUPTOR S4

Para o cálculo dos esforços de corrente no interruptor S4, pode-se utilizar as equações (3.6) e (3.10), válidas para o interruptor S1.

3.3 - ESFORÇOS DE CORRENTE NOS DIODOS GRAMPEADORES DG1 E DG2.

Seja (3.19) a equação da corrente média no diodo Dg1 para um período de comutação.

$$IDg1_{medf} = I_c(t) \cdot (1 - D(t)) \quad (3.19)$$

A partir das equações (3.19) e (3.1), obtém-se o valor médio da corrente para um período de modulação, conforme as equações (3.20) e (3.21).

$$IDg1_{med} = \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\pi-\theta} I_{cp} \sin(\omega t) \cdot (1 - M_i \sin(\omega t + \theta)) d\omega t + \int_{\pi-\theta}^{\pi} I_{cp} \sin(\omega t) \cdot (1 - M_i \sin(\omega t - \pi + \theta)) d\omega t \right) \quad (3.20)$$

$$IDg1_{med} = \frac{I_{cp}}{4\pi} (M_i \cdot (-2 \cdot \sin(\theta) - \cos(\theta) \cdot \pi + 2 \cdot \cos(\theta) \cdot \theta) + 4) \quad (3.21)$$

Adotando-se o mesmo procedimento para o cálculo dos valores eficazes utilizado anteriormente, obtém-se o valor eficaz da corrente para um período da moduladora, que está representado pela equação (3.22).

$$IDg1_{ef} = \frac{1}{6} \cdot \frac{I_{cp}}{\sqrt{\pi}} \cdot \sqrt{9\pi + (-18 - 6 \cdot \cos(2\theta) \cdot M_i)} \quad (3.22)$$

Os esforços de corrente a que fica submetido o diodo Dg2 são iguais aos do diodo Dg1, portanto, pode-se utilizar as equações (3.21) e (3.22) para determiná-los.

3.4 - ESFORÇOS DE CORRENTE NOS DIODOS EM ANTI-PARALELO COM OS INTERRUPTORES

Solucionando-se a integral da equação (3.23), obtém-se o valor médio da corrente nos diodos em anti-paralelo com os interruptores para um período da moduladora, representado pela equação (3.24).

$$ID_{1,2,3,4_{med}} = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{\pi-\theta}^{\pi} I_{cp} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot M_i \cdot \text{sen}(\omega t - \pi + \theta) d\omega t \right) \quad (3.23)$$

$$ID_{1,2,3,4_{med}} = \frac{I_{cp} \cdot M_i}{4\pi} (\cos(\pi - \theta) \cdot \theta + \text{sen}(\theta)) \quad (3.24)$$

Da mesma forma, solucionando-se a equação (3.25), obtém-se (3.26), que representa o valor eficaz da corrente que circula através dos diodos D1 à D4.

$$ID_{1,2,3,4_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\int_{\pi-\theta}^{\pi} I_{cp}^2 \text{sen}^2(\omega t) \cdot (\sqrt{M_i \cdot \text{sen}(\omega t - \pi + \theta)})^2 \right)} \quad (3.25)$$

$$ID_{1,2,3,4_{ef}} = \frac{I_{cp}}{6\sqrt{\pi}} \sqrt{3 \cdot M_i (-4 \cdot \cos(\theta) + 3 + \cos(2\theta))} \quad (3.26)$$

3.5 - REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DOS RESULTADOS DA ANÁLISE

Os ábacos de corrente média e eficaz nos interruptores e diodos são traçados nas Figs. 3.7 até 3.14. Todas as correntes estão parametrizadas em função da corrente de pico I_{cp} . As correntes parametrizadas são traçadas em função do ângulo de deslocamento entre a tensão V_{ab} e a corrente fundamental $I_c(t)$, tendo o índice de modulação como parâmetro.

3.6 - CONCLUSÃO

Neste capítulo, foram determinadas as equações dos esforços de corrente a que ficam submetidos os interruptores do inversor Três Níveis, para a técnica de modulação definida no capítulo anterior. Observa-se que as correntes médias e eficazes dos interruptores S2 e S3 são maiores quando comparadas às correntes dos interruptores S1 e S4, devido à diferença no tempo de condução destes. Deve-se levar em conta, no cálculo dos valores das correntes eficazes e médias, a variação dos parâmetros, índice de modulação e ângulo de deslocamento da carga, considerando-se a pior situação. No caso de se utilizar a comutação dissipativa, os esforços de tensão teóricos podem ser facilmente identificados com o auxílio do diagrama esquemático do inversor representado pela Fig.

3.2. Entretanto, estes serão determinados no próximo capítulo, que abordará o estudo da comutação do inversor, bem como, o estudo de um circuito de ajuda à comutação.

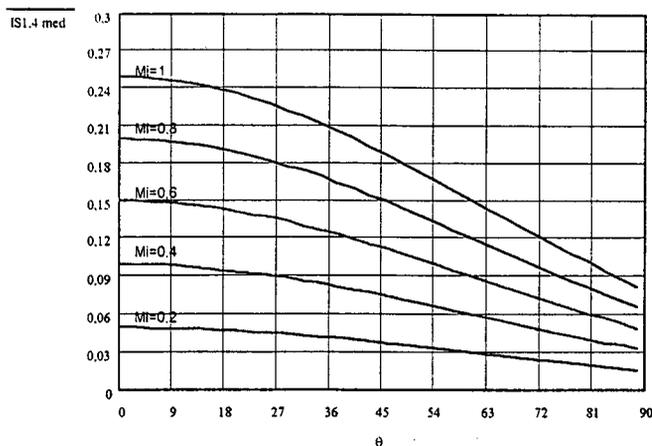


Fig. 3.7 – Corrente média nos interruptores S1 e S4, em função do ângulo de deslocamento θ , tendo M_i como parâmetro.

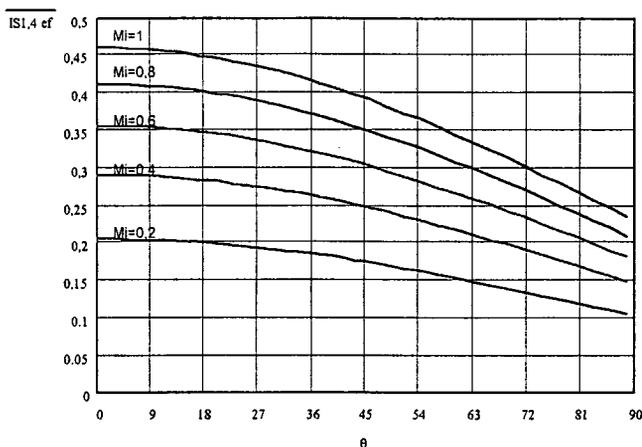


Fig. 3.8 – Corrente eficaz nos interruptores S1 e S4, em função do ângulo de deslocamento θ , tendo M_i como parâmetro.

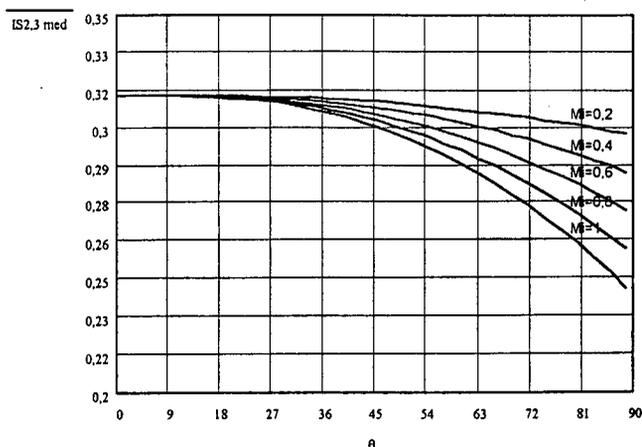


Fig. 3.9 – Corrente média nos interruptores S2 e S3, em função do ângulo de deslocamento θ , tendo M_i como parâmetro.

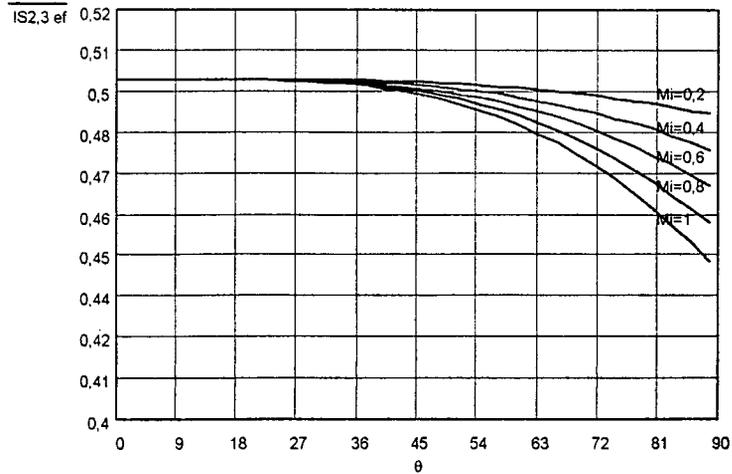


Fig. 3.10 – Corrente eficaz nos interruptores S1 e S4, em função do ângulo de deslocamento θ , tendo M_i como parâmetro.

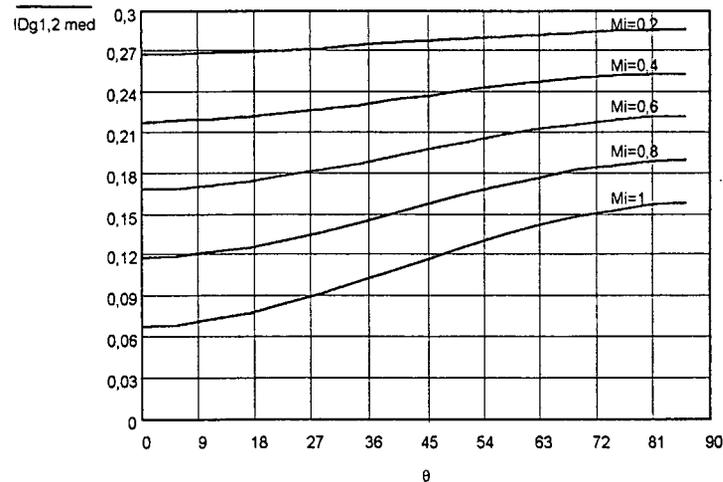


Fig. 3.11 – Corrente média nos diodos grampeadores Dg1 e Dg2, em função do ângulo de deslocamento θ , tendo M_i como parâmetro.

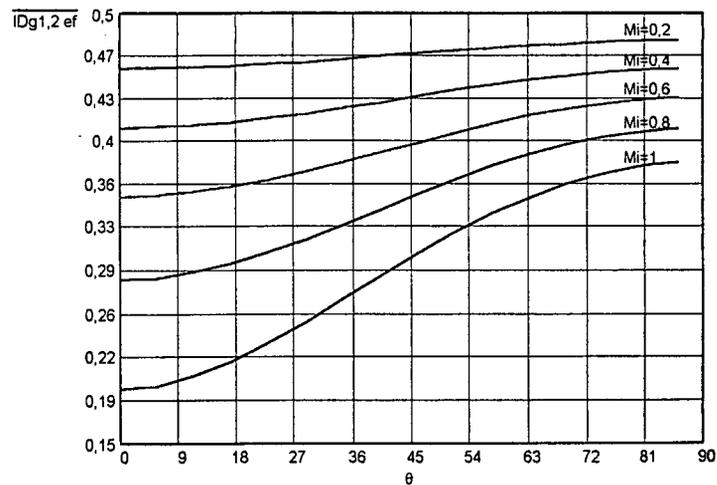


Fig. 3.12 – Corrente eficaz nos diodos grampeadores Dg1 e Dg2, em função do ângulo de deslocamento θ , tendo M_i como parâmetro.

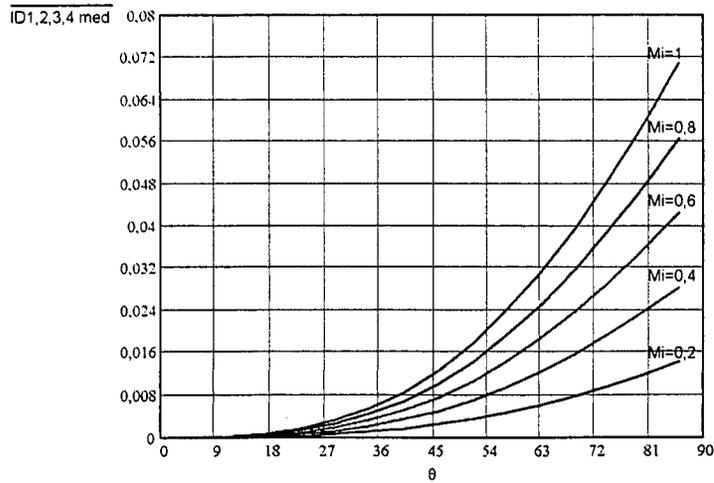


Fig. 3.13 – Corrente média nos diodos D1 a D4, em função do ângulo de deslocamento θ , tendo M_i como parâmetro.

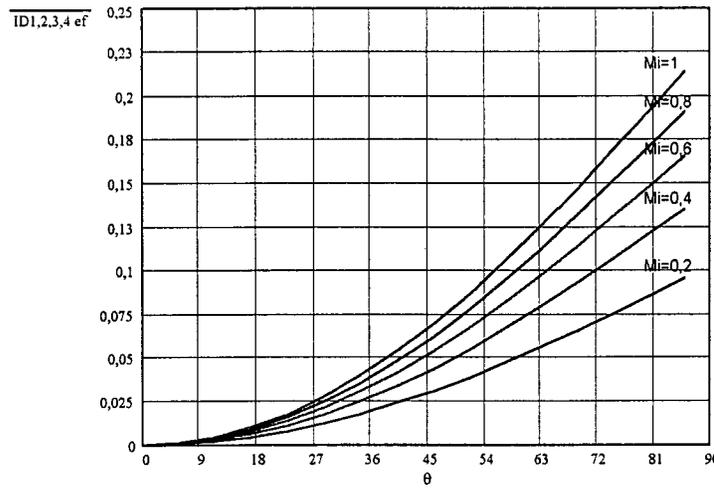


Fig. 3.14 – Corrente eficaz nos diodos D1 a D4, em função do ângulo de deslocamento θ , tendo M_i como parâmetro.

CAPÍTULO 4

ANÁLISE DA COMUTAÇÃO

4.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo, far-se-á a análise da comutação do inversor Três Níveis. Devido às comutações dos interruptores serem dissipativas, conforme será mostrado no decorrer do texto, a utilização de um circuito de ajuda à comutação será explorada neste capítulo. O circuito utilizado é derivado do circuito internacionalmente conhecido como *Snubber* de Undeland [18]. Inicialmente, faz-se a apresentação do circuito original que, normalmente, é utilizado nos inversores do tipo Meia Ponte ou Ponte Completa. Após, é analisada sua utilização no inversor Três Níveis, descrevendo suas etapas de funcionamento. Equações são fornecidas com o objetivo de propiciar o projeto completo do *snubber*, o qual será utilizado no capítulo posterior.

4.2 - A NECESSIDADE DE UM CIRCUITO DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO

A presença simultânea de tensão e corrente nos interruptores de potência, durante as comutações, provocam as denominadas perdas por comutação. Sendo as comutações dissipativas, as perdas em um interruptor tornam-se diretamente proporcionais à frequência de comutação, limitando, por exemplo, o aumento da frequência e a possibilidade de redução do volume dos filtros de saída de inversores. Não obstante, as comutações dissipativas também podem comprometer o rendimento de uma determinada estrutura, bem como aumentar o volume necessário dos dissipadores dos interruptores.

A Fig. 4.1 (a), obtida a partir de simulação numérica, utilizando-se modelos de componentes reais, mostra a tensão e a corrente no interruptor S1 do inversor Três Níveis, durante a comutação do estado de condução para o bloqueio. A entrada em condução do mesmo interruptor está apresentada na Fig. 4.1 (b). Nota-se que ambas as comutações são dissipativas, logo, não são favoráveis ao aumento da frequência de comutação. Observa-se, também, o efeito da recuperação reversa do diodo grameador Dg1, durante a entrada em condução do interruptor S1. Em resumo, as comutações de todos os interruptores do inversor Três Níveis são dissipativas, no entanto, não serão ilustradas devido à semelhança

com a figura apresentada.

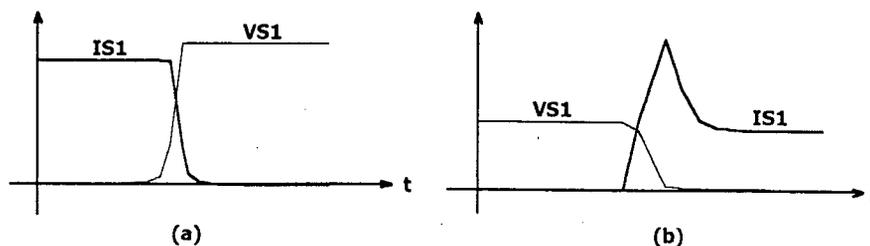


Fig. 4.1 – Comutação do interruptor S1, (a) bloqueio e (b) entrada em condução.

4.3 - *SNUBBER* DE UNDELAND APLICADO AO INVERSOR EM PONTE COMPLETA

O *snubber* de Undeland é uma técnica passiva de se obter comutações suaves nos interruptores de um inversor. A Fig. 4.2 mostra o *snubber* na sua forma original, aplicado ao inversor em Ponte em Completa. O capacitor C_g , é responsável pelo grampeamento da tensão sobre os interruptores do inversor. O resistor R_g dissipa parte da energia armazenada no capacitor C_g ; mantendo-se, desta forma, uma tensão contínua de determinado valor sobre o capacitor C_g . O indutor L_s auxilia na entrada em condução dos interruptores, e os capacitores C_{s1} e C_{s2} auxiliam no bloqueio dos interruptores dos respectivos braços do inversor. Os diodos D_{s1} a D_{s4} também fazem parte da topologia do *snubber*.

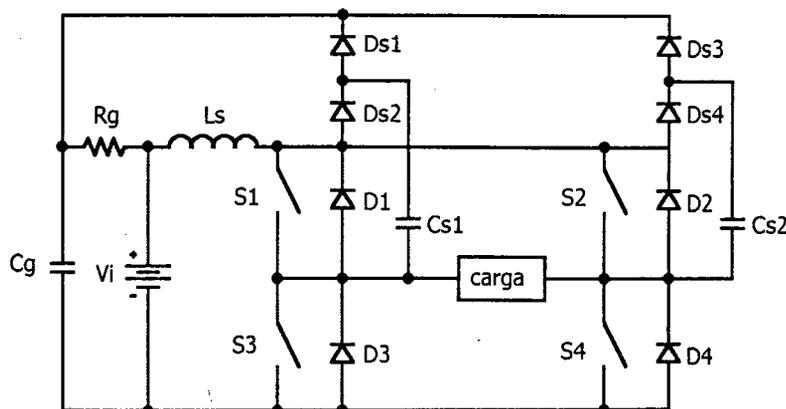


Fig. 4.2 – *Snubber* de Undeland aplicado ao inversor em Ponte Completa.

Uma contribuição importante foi apresentada no trabalho de Péres [19], onde, realizando-se uma modificação na conexão do capacitor de grampeamento, tem-se uma redução da tensão aplicada sobre o mesmo, sem alterar o funcionamento da estrutura. A Fig. 4.3 mostra esta modificação, a qual propicia uma redução no volume e,

conseqüentemente, custo do capacitor C_g .

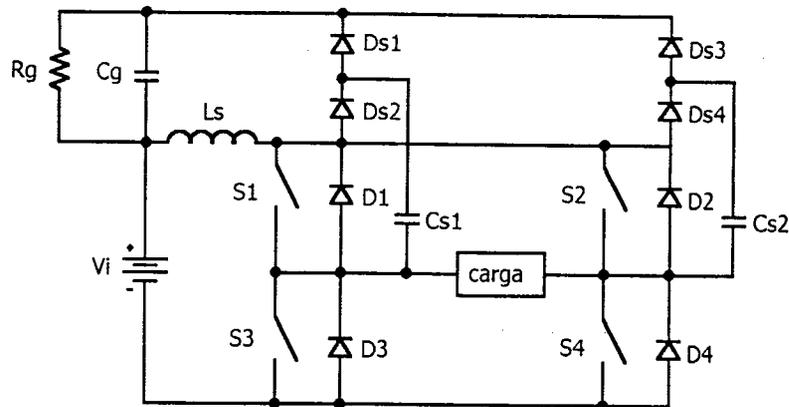


Fig. 4.3 – *Snubber* de Undeland modificado.

Considerando-se que a capacitância do capacitor C_g , seja grande o suficiente para que este se assemelhe a uma fonte de tensão, um braço do inversor da Fig. 4.3 pode ser redesenhado conforme mostra a Fig. 4.4, desconsiderando-se a carga. Observa-se que o comando dos interruptores S_1 e S_3 é complementar. Assim, o indutor L_s e o capacitor C_{s1} formam um circuito ressonante, enviando energia à fonte V_g . Isto significa afirmar que o inversor com *Snubber* de Undeland dissipa energia, operando a vazio. Ou seja, a Fig. 4.4 mostra um conversor CC-CC ressonante do tipo elevador/abaixador, estudado em [20].

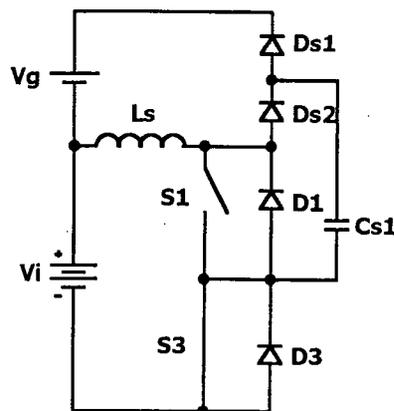


Fig. 4.4 – Um braço do inversor com *snubber* modificado e sem carga.

Observa-se, porém, que a energia armazenada no capacitor C_g pode ser facilmente regenerada através de conversores auxiliares de baixa potência.

4.4 - UTILIZAÇÃO DO *SNUBBER* DE UNDELAND NO INVERSOR TRÊS NÍVEIS

Observando-se o comando dos interruptores do inversor Três Níveis (Fig. 2.12), nota-se que os interruptores S_1 e S_3 operam de forma complementar durante o primeiro

semi-ciclo da tensão de saída. Neste mesmo semi-ciclo, os interruptores S2 e S4, que também são complementares, não são comandados com a frequência de comutação, ou seja, o interruptor S2 está comando a conduzir e o interruptor S4 está bloqueado.

Desenhando-se o *Snubber* de Undeland, juntamente com o inversor Três Níveis sem a conexão da carga, obtém-se a estrutura apresentada na Fig. 4.5. Comparando-se as Figs. 4.4 e 4.5, observa-se que, a não ser pela presença do diodo Dg2, tem-se, durante um semi-ciclo de operação do inversor Três Níveis, o mesmo circuito ressonante. Assim, de forma idêntica ao inversor em Ponte Completa, o inversor Três Níveis com *Snubber* de Undeland também envia energia para o capacitor de grampeamento, quando está operando sem carga. Entretanto, somente ocorre a transferência de energia da tensão de entrada para a fonte Vg1, durante o semi-ciclo positivo da tensão da moduladora, ou da tensão de saída do inversor. Durante o semi-ciclo negativo, os interruptores S2 e S4 é que são comandados com a frequência de comutação e, de forma simétrica ao semi-ciclo positivo, ocorre a transferência de energia da fonte de entrada para o capacitor de grampeamento Cg2, representado pela fonte Vg2.

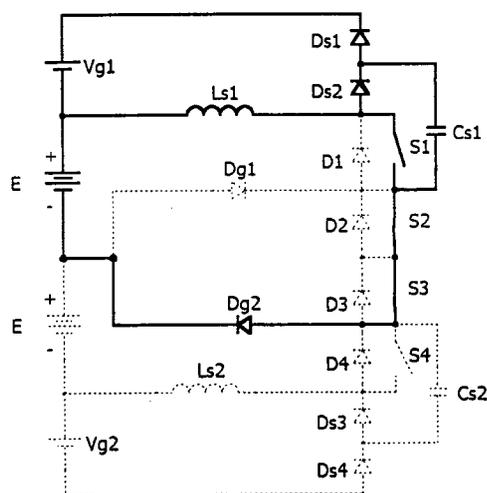


Fig. 4.5 – *Snubber* de Undeland aplicado ao inversor Três Níveis.

Com o objetivo de quantificar este fluxo de energia em função dos parâmetros do grampeador, efetua-se a análise das etapas de funcionamento e equacionamento do mesmo para este modo de operação.

Através desta análise, será possível também avaliar os parâmetros Ls e Cs em relação à frequência de comutação, possibilitando a redução das perdas quando o inversor operar a vazio, caso a energia não seja regenerada.

4.5 - ANÁLISE DO *SNUBBER* DE UNDELAND APLICADO AO INVERSOR TRÊS NÍVEIS, OPERANDO A VAZIO

4.5.1 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

Nesta seção, serão analisados os estados topológicos do inversor Três Níveis com *Snubber* de Undeland operando a vazio. Esta análise é efetuada somente durante o semi-ciclo positivo da tensão de saída do inversor pois, durante o outro semi-ciclo, o *snubber* conectado no semi-braço inferior funciona de forma simétrica.

1ª Etapa de funcionamento (t_0, t_1)

No instante t_0 , o interruptor S3 é comandado a conduzir. A tensão no capacitor Cs1 e a corrente no indutor Ls1, que anteriormente eram nulas, evoluem de forma ressonante até o instante t_1 . Esta etapa de operação está representada na Fig. 4.6.

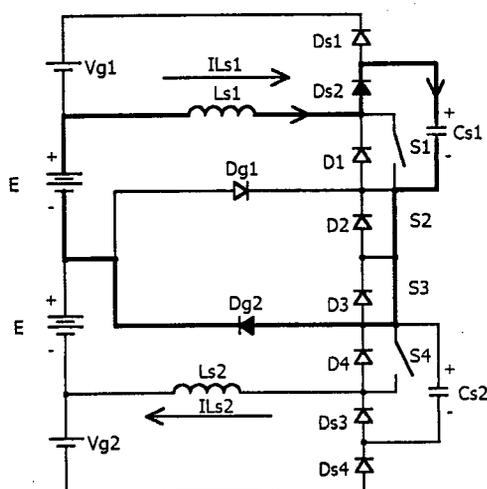


Fig. 4.6 - Primeira etapa de funcionamento.

2ª Etapa de funcionamento (t_1, t_2)

Na Fig. 4.7 está representada a segunda etapa de funcionamento. No instante t_1 , a tensão sobre o capacitor Cs1 atinge o valor $E+V_g$, fazendo com que o diodo Ds1 entre em condução. A corrente no indutor Ls1 decresce de forma linear até o instante t_2 . Durante esta etapa, a energia armazenada no indutor Ls1 é totalmente transferida à fonte Vg. A tensão sobre o capacitor permanece igual a $E+V_g$.

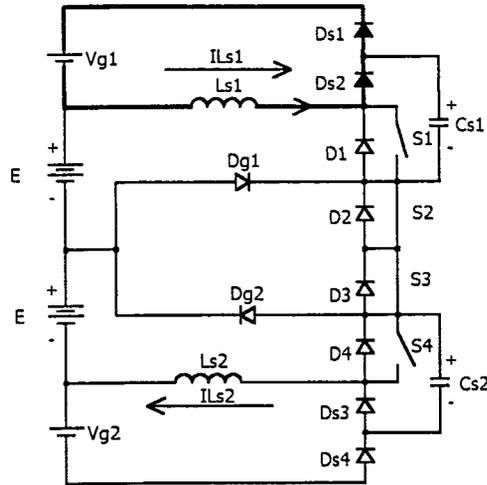


Fig. 4.7 - Segunda etapa de funcionamento.

3ª Etapa de funcionamento (t2, t3)

No instante t_2 , a corrente no indutor L_{s1} se anula bloqueando os diodos D_{s1} e D_{s2} , enquanto que a tensão no capacitor C_{s1} permanece igual a $E+V_g$. A Fig. 4.8 representa esta etapa de funcionamento.

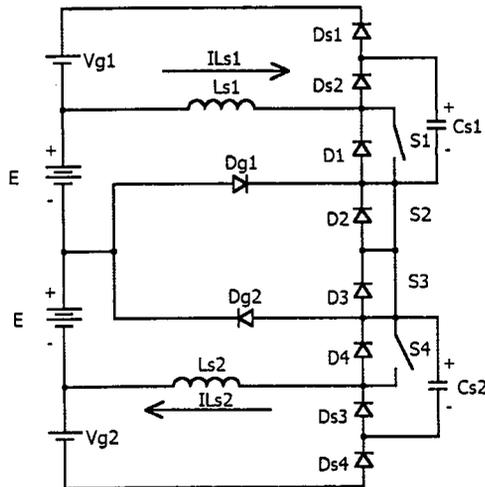


Fig. 4.8 - Terceira etapa de funcionamento.

4ª Etapa de funcionamento (t3, t4)

A Fig. 4.9 representa a quarta etapa de funcionamento. No instante t_3 , o interruptor S_1 é comandado a conduzir. A tensão sobre o capacitor que anteriormente era $E+V_g$ decresce de forma ressonante até zero. A corrente no indutor L_{s1} evolui de forma ressonante até o instante t_4 . Durante esta etapa, a energia armazenada no capacitor C_{s1} é transferida para a fonte V_g e para o indutor L_{s1} .

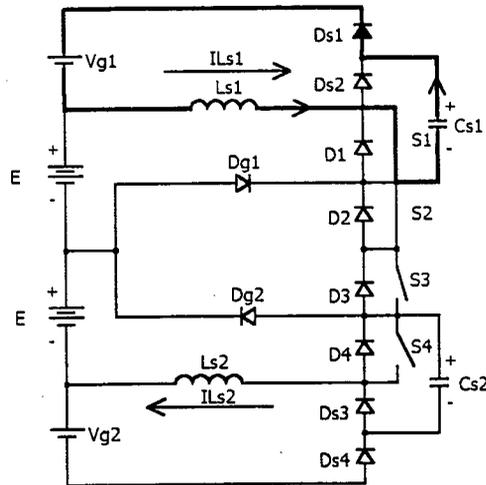


Fig. 4.9 - Quarta etapa de funcionamento.

5ª Etapa de funcionamento (t_4, t_5)

No instante t_4 , a tensão sobre o capacitor $Cs1$ é nula, fazendo com que o diodo $Ds2$ entre em condução. A corrente que circula através do indutor $Ls1$ decresce de forma linear até o instante t_5 . Durante esta etapa, a energia armazenada no indutor $Ls1$ é totalmente transferida à fonte Vg . Esta etapa de funcionamento está representada pela Fig. 4.10.

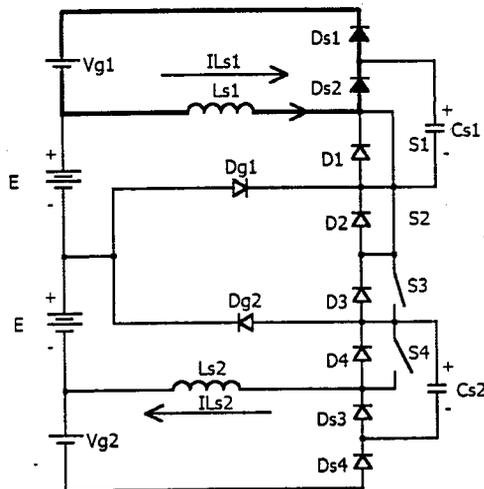


Fig. 4.10 – Quinta etapa de funcionamento.

6ª Etapa de funcionamento (t_5, t_6)

No instante t_5 , a corrente no indutor Ls anula-se, bloqueando os diodos $Ds1$ e $Ds2$, conforme representado Fig. 4.11.

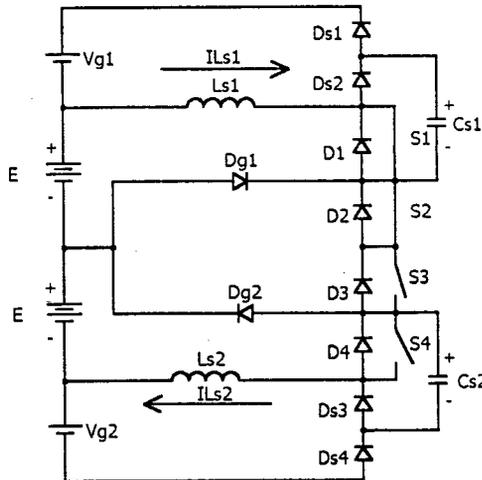


Fig. 4.11 – Sexta etapa de funcionamento.

4.5.2 - FORMAS DE ONDA BÁSICAS

As formas de onda mais importantes, com indicação dos intervalos de tempo correspondentes para as condições idealizadas, descritas anteriormente, estão representadas na Fig. 4.13. Pode-se observar que, para o funcionamento do inversor Três Níveis com *snubber* operando a vazio, as comutações são suaves, tanto na entrada em condução quanto no bloqueio, desde que seja respeitada a largura de pulso mínima conseqüente da modulação e, da etapa de descontinuidade, relativa aos parâmetros do circuito.

A partir da análise das etapas de funcionamento, é possível representar o inversor Três Níveis com *snubber* operando a vazio, através da Fig. 4.12, sendo esta representação válida para meio período da moduladora, devido ao comando dos interruptores. Assim, pode-se generalizar as grandezas V_g , C_s e L_s , para facilitar a análise quantitativa.

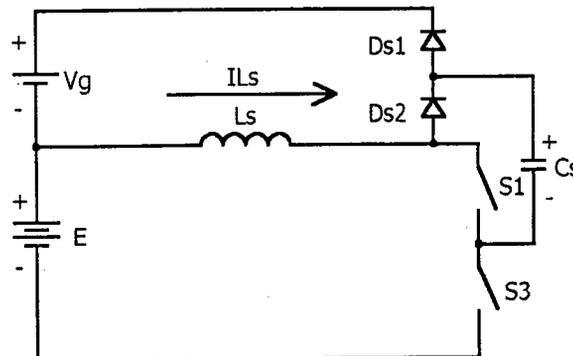


Fig. 4.12 – Circuito equivalente do inversor NPC funcionando a três níveis sem carga, válido para meio período da moduladora.

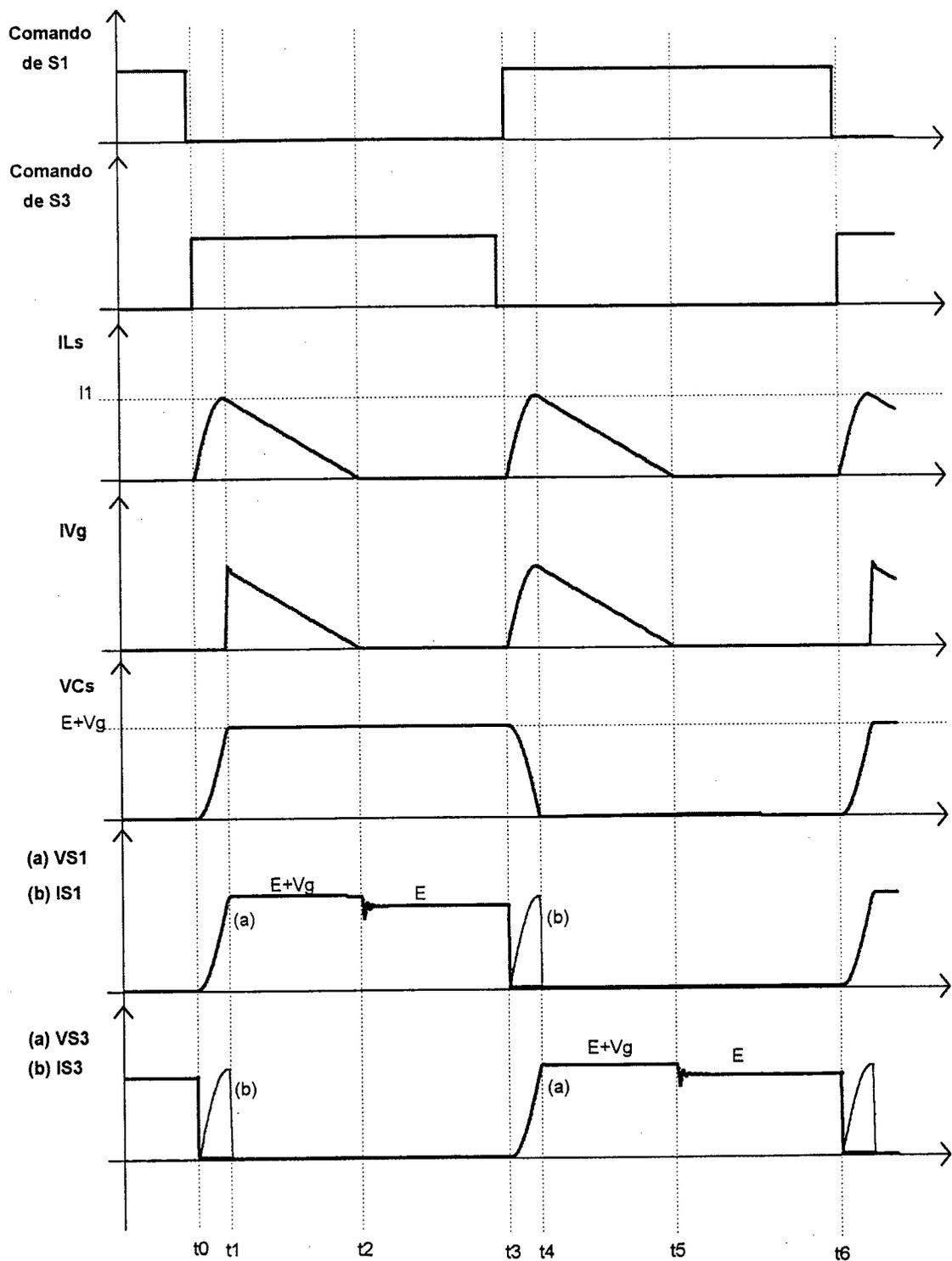


Fig. 4.13 – Formas de onda básicas.

4.5.3 - EQUACIONAMENTO

Nesta seção, são obtidas as equações das variáveis de estado $vCs(t)$ e $iLs(t)$ para os diferentes intervalos de tempo, considerando-se que todos os componentes são ideais.

Primeira etapa

Sejam as condições iniciais:
$$\begin{cases} i_{Ls}(t_0) = 0 \\ v_{Cs}(t_0) = 0 \end{cases}$$

Do circuito equivalente, obtém-se as equações (4.1) e (4.2):

$$E + Ls \frac{di_{Ls}(t)}{dt} + v_{Cs}(t) \quad (4.1)$$

$$i_{Ls}(t) = Cs \frac{dv_{Cs}}{dt} \quad (4.2)$$

Aplicando a transformada de Laplace às equações (4.1) e (4.2), obtém-se (4.3) e (4.4).

$$i_{Ls}(s) = \frac{E/Ls}{s + \omega_0^2} \quad (4.3)$$

$$v_{Cs}(t) = \frac{E \cdot \omega_0^2}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4.4)$$

Seja z a impedância característica do *snubber*, conforme a equação (4.5) e ω_0 a frequência angular de ressonância, descrita pela equação (4.6).

$$z = \sqrt{\frac{Ls}{Cs}} \quad (4.5)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{Ls \cdot Cs}} \quad (4.6)$$

Definindo-se (4.7).

$$q = \frac{Vg}{E} \quad (4.7)$$

Aplicando a anti-transformada de Laplace às equações (4.3) e (4.4), obtém-se (4.8) e (4.9) respectivamente.

$$i_{Ls}(t) = \frac{E}{Ls} \frac{\text{sen}(\omega_0 t)}{\omega_0} \quad (4.8)$$

$$v_{Cs}(t) = E \cdot (1 - \cos(\omega_0 t)) \quad (4.9)$$

Multiplicando a equação (4.8) por z e dividindo por E , tem-se a equação parametrizada (4.10).

$$\overline{i_{Ls}(t)} = i_{Ls}(t) \cdot \frac{z}{E} = \text{sen}(\omega_0 t) \quad (4.10)$$

Parametrizando a equação (4.9) em relação a E , tem-se (4.11).

$$\overline{vCs(t)} = \frac{vCs(t)}{E} = 1 - \cos(\omega t) \quad (4.11)$$

Esta etapa termina quando a tensão no capacitor Cs atinge o valor E+Vg. Pode-se, então, calcular sua duração, como mostrado nas equações (4.12) e (4.13).

$$1 + q = 1 - \cos(\omega t) \quad (4.12)$$

$$\Delta t_{1\omega 0} = \pi - \arccos(q) \quad (4.13)$$

Plano de fase da primeira etapa

Seja a equação (4.14).

$$z1 = vCs(t) + j\bar{i}Ls(t) \quad (4.14)$$

Substituindo (4.10) e (4.11) por (4.14), obtém-se (4.15) e (4.16).

$$z1 = 1 - \cos(\omega t) + j\bar{i}sen(\omega t) \quad (4.15)$$

$$z1 = 1 - e^{-j\omega t} \quad (4.16)$$

O centro da trajetória é 1 e o raio é R1=1.

Segunda etapa

As condições iniciais para esta etapa são: $\begin{cases} \bar{i}Ls(t_1) = I_1 \\ vCs(t_1) = E + Vg \end{cases}$

Do circuito equivalente da segunda etapa obtém-se as equações (4.17) e (4.18):

$$Vg + Ls \frac{d\bar{i}Ls(t)}{dt} = 0 \quad (4.17)$$

$$\bar{i}Ls(t) = I_1 - \frac{Vg}{Ls} \cdot t \quad (4.18)$$

Assim, as equações parametrizadas que definem esta etapa de operação estão definidas por (4.19) e (4.20).

$$\overline{vCs(t)} = 1 + q \quad (4.19)$$

$$\overline{\bar{i}Ls(t)} = \bar{I}_1 - q \cdot \omega \cdot \Delta t_{21} \quad (4.20)$$

Esta etapa termina quando a corrente no indutor Ls torna-se nula. Assim, pode-se determinar sua duração pela equação (4.21).

$$\Delta t_{21\omega 0} = \frac{\bar{I}_1}{q} \quad (4.21)$$

Plano de fase da segunda etapa

Seja a equação (4.22).

$$z2 = vCs(t) + j\bar{i}Ls(t) \quad (4.22)$$

Substituindo (4.19) e (4.20) em (4.22), obtém-se (4.23).

$$z_2 = 1 + q + j \frac{\overline{I_1}}{q} \quad (4.23)$$

Terceira etapa

Esta etapa, é de descontinuidade da corrente do indutor L_s . Portanto, as variáveis de estado, tensão no capacitor e corrente no indutor, não sofrem nenhuma modificação.

$$\text{Condições iniciais: } \begin{cases} v_{Cs}(t_2) = 1 + q \\ i_{Ls}(t_2) = 0 \end{cases}$$

Plano de fase da terceira etapa

O plano de fase correspondente a esta etapa é descrito pelas equações (4.24) e (4.25).

$$z_3 = v_{Cs}(t) + j i_{Ls}(t) \quad (4.24)$$

$$z_3 = 1 + q \quad (4.25)$$

Quarta etapa

$$\text{Sejam as condições iniciais: } \begin{cases} i_{Ls}(t_4) = 0 \\ v_{Cs}(t_4) = E + V_g \end{cases}$$

Do circuito equivalente, obtém-se as equações (4.26) e (4.27):

$$V_g + L_s \frac{di_{Ls}(t)}{dt} - v_{Cs}(t) = 0 \quad (4.26)$$

$$i_{Ls}(t) = -C_s \frac{dv_{Cs}(t)}{dt} \quad (4.27)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace às equações (4.26) e (4.27), obtém-se (4.28) e (4.29).

$$i_{Ls}(s) = \frac{E/L_s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4.28)$$

$$v_{Cs}(s) = \frac{E + V_g}{s} - \frac{E \cdot \omega_0^2}{s \cdot (s^2 + \omega_0^2)} \quad (4.29)$$

Aplicando-se a anti-transformada de Laplace às equações (4.28) e (4.29), obtém-se (4.30) e (4.31) respectivamente.

$$i_{Ls}(t) = \frac{E}{L_s} \frac{\text{sen}(\omega_0 t)}{\omega_0} \quad (4.30)$$

$$v_{Cs}(t) = V_g + E \cdot \cos(\omega_0 t) \quad (4.31)$$

Parametrizando-se a equação (4.30), obtém-se (4.32).

$$\overline{iLs(t)} = iLs(t) \cdot \frac{Z}{E} = \text{sen}(\omega t) \quad (4.32)$$

Parametrizando-se a equação (4.31) em relação a E, tem-se (4.33).

$$\overline{vCs(t)} = \frac{vCs(t)}{E} = q + \cos(\omega t) \quad (4.33)$$

Esta etapa termina quando a tensão no capacitor Cs torna-se nula. Pode-se, então, calcular sua duração, como mostrado na equação (4.34).

$$\Delta t_{43} \omega_0 = \pi - \arccos(q) \quad (4.34)$$

Plano de fase da quarta etapa

Seja a equação (4.35).

$$z_4 = vCs(t) + j iLs(t) \quad (4.35)$$

Substituindo (4.32) e (4.33) em (4.35), obtém-se (4.36) e (4.37).

$$z_4 = q + \cos(\omega t) + j \text{sen}(\omega t) \quad (4.36)$$

$$z_4 = q + e^{-j\omega t} \quad (4.37)$$

Quinta etapa

As condições iniciais para esta etapa são: $\begin{cases} iLs(t_4) = I_1 \\ vCs(t_4) = 0 \end{cases}$

Do circuito equivalente da quinta etapa, obtém-se as equações (4.38) e (4.39):

$$V_g + L_s \frac{diLs(t)}{dt} = 0 \quad (4.38)$$

$$iLs(t) = I_1 - \frac{V_g}{L_s} \cdot t \quad (4.39)$$

Assim, as equações parametrizadas que definem esta etapa de operação são representadas por (4.40) e (4.41).

$$\overline{vCs(t)} = 0 \quad (4.40)$$

$$\overline{iLs(t)} = \overline{I_1} - q \cdot \omega_0 \cdot \Delta t_{21} \quad (4.41)$$

Esta etapa finda quando a corrente no indutor Ls atinge zero. Assim, é possível determinar sua duração através da equação (4.42).

$$\Delta t_{21} \omega_0 = \frac{\overline{I_1}}{q} \quad (4.42)$$

Plano de fase da quinta etapa

Seja a equação (4.43).

$$z5 = vCs(t) + jILs(t) \quad (4.43)$$

Substituindo (4.40) e (4.41) em (4.43) obtém-se (4.44).

$$z5 = j \frac{\bar{I}1}{q} \quad (4.44)$$

Sexta etapa

Esta etapa é de descontinuidade, portanto, as variáveis de estado tensão no capacitor e corrente no indutor não sofrem modificação.

$$\text{Condições iniciais: } \begin{cases} vCs(t_5) = 0 \\ iLs(t_5) = 0 \end{cases}$$

Plano de fase da sexta etapa

O plano de fase correspondente desta etapa está descrito pelas equações (4.45) e (4.46).

$$z6 = vCs(t) + jILs(t) \quad (4.45)$$

$$z6 = 0 \quad (4.46)$$

4.5.4 - PLANO DE FASE COMPLETO

Agrupando os planos de fase das etapas correspondentes em um mesmo diagrama, obtém-se a representação mostrada na Fig. 4.14. Do plano de fase, obtém-se o valor máximo da corrente no indutor, expresso pelas equações (4.47) e (4.48).

$$R1 = 1 \quad (4.47)$$

$$ILsmáx = R1 \cdot \frac{E}{Z} \quad (4.48)$$

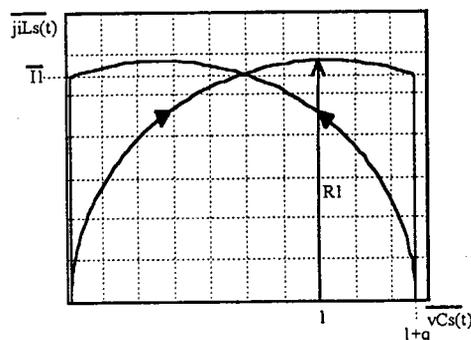


Fig. 4.14 – Plano de fase completo.

4.5.5 - CORRENTE MÉDIA NA FONTE VG.

Seja a equação (4.49).

$$\mu_0 = \frac{2\pi f_c}{\omega_0} \quad (4.49)$$

Onde μ_0 é a relação entre a frequência de comutação do inversor f_c e a frequência de ressonância dos componentes do grameador ω_0 .

A corrente média que circula na fonte V_g para um período de comutação pode ser obtida, observando-se a Fig. 4.13; a partir desta, tem-se(4.50).

$$\overline{IV_{g_{medI}}} = \frac{1}{T_c} \left(\int_0^{\Delta t_{21}} i_{LS}(t) dt + \int_0^{\Delta t_{43}} i_{LS}(t) dt + \int_0^{\Delta t_{54}} i_{LS}(t) dt \right) \quad (4.50)$$

Substituindo na equação (4.50) às respectivas equações das etapas de funcionamento, obtém-se (4.51).

$$\overline{IV_{g_{medI}}} = \frac{1}{T_c} \left(\int_0^{\Delta t_{21}} \overline{I_1} - q\omega_0 t dt + \int_0^{\Delta t_{43}} \text{sen}(\omega_0 t) dt + \int_0^{\Delta t_{54}} \overline{I_1} - q\omega_0 t dt \right) \quad (4.51)$$

Resolvendo-se as integrais da equação (4.51), obtém-se (4.52), que é o valor médio da corrente na fonte V_g para um período de comutação.

$$\overline{IV_{g_{medI}}} = \frac{IV_{g_{med,Z}}}{E} = \mu_0 \frac{(1+q)}{2\pi q} \quad (4.52)$$

O valor médio para um período de modulação está representado pelas equações (4.53) e (4.54).

$$\overline{IV_{g_{med}}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{\mu_0(1+q)}{2\pi \cdot q} d\omega_0 t \quad (4.53)$$

$$\overline{IV_{g_{med}}} = \frac{\mu_0(1+q)}{4 \cdot \pi \cdot q} \quad (4.54)$$

4.5.6 - POTÊNCIA MÉDIA NA FONTE VG

Multiplicando-se as equações (4.52) e (4.54) pela tensão de saída normalizada q , obtém-se (4.55) e (4.56), que representam a potência média entregue à fonte V_g para um período de comutação e de modulação, respectivamente.

$$\overline{PV_{gI}} = \mu_0 \frac{(1+q)}{2\pi} \quad (4.55)$$

$$\overline{PVg} = \frac{1}{4\pi} \mu o (1 + q) \quad (4.56)$$

4.5.7 - CORRENTE MÉDIA NOS DIODOS DO *SNUBBER*

O valor médio da corrente que circula nos diodos Ds1 e Ds2 é o mesmo da corrente média na fonte Vg, portanto pode ser obtido, utilizando-se a equação (4.54).

4.5.8 - CORRENTES MÉDIA E EFICAZ NOS INTERRUPTORES

A corrente que circula nos interruptores é igual à corrente no indutor Ls durante a etapa ressonante. Assim, determina-se a equação da corrente média e eficaz nestes interruptores, como mostrado em (4.57) e (4.58).

$$\overline{IS}_{med} = \frac{\mu o \cdot (1 + q)}{4\pi} \quad (4.57)$$

$$\overline{IS}_{ef} = \sqrt{\frac{\mu o}{24\pi} \left(\pi - \arccos(q) + q \cdot \sqrt{1 - q^2} \right)} \quad (4.58)$$

4.5.9 - CORRENTE EFICAZ NA FONTE VG

A determinação da corrente eficaz na fonte Vg pode ser utilizada para calcular a corrente eficaz no capacitor de grampeamento. A equação (4.59) representa esta grandeza.

$$\overline{IVg}_{ef} = \sqrt{\frac{\mu o}{24\pi \cdot q} \left[3 \cdot q \left(\pi - \arccos(-q) + q \cdot \sqrt{1 - q^2} + 4 \cdot (1 - q^2) \cdot \sqrt{1 - q^2} \right) \right]} \quad (4.59)$$

4.5.10 - CORRENTE EFICAZ NO CAPACITOR CG

Subtraindo-se o valor médio da corrente eficaz na fonte Vg, obtém-se a corrente eficaz no capacitor Cg, conforme a equação (4.60).

$$\overline{ICg}_{ef} = \sqrt{\overline{IVg}_{ef}^2 - \overline{IVg}_{med}^2} \quad (4.60)$$

4.5.11 - CORRENTE EFICAZ NO INDUTOR LS

A corrente eficaz que circula através do indutor Ls é igual à soma da corrente eficaz na fonte Vg com a corrente eficaz nos interruptores, conforme (4.61).

$$\overline{ILs}_{ef} = \sqrt{\overline{IVg}_{ef}^2 + \overline{IS}_{ef}^2} \quad (4.61)$$

4.5.12 - REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DOS RESULTADOS OBTIDOS

Nesta seção, são apresentados ábacos dos resultados obtidos através da análise quantitativa, parametrizados.

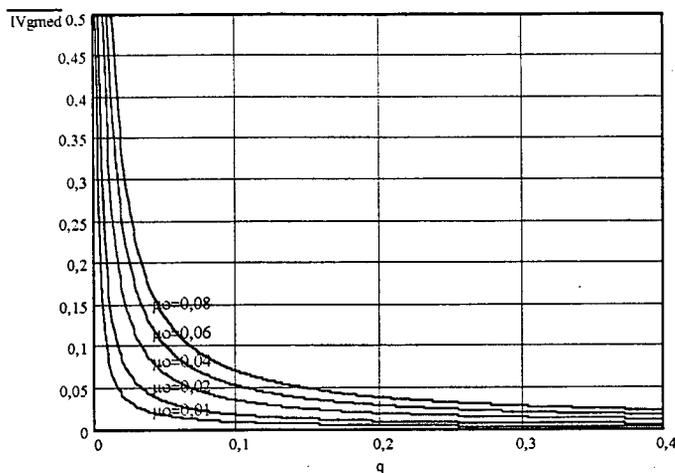


Fig. 4.15 – Corrente média na fonte V_g , em função de q , tendo μ como parâmetro.

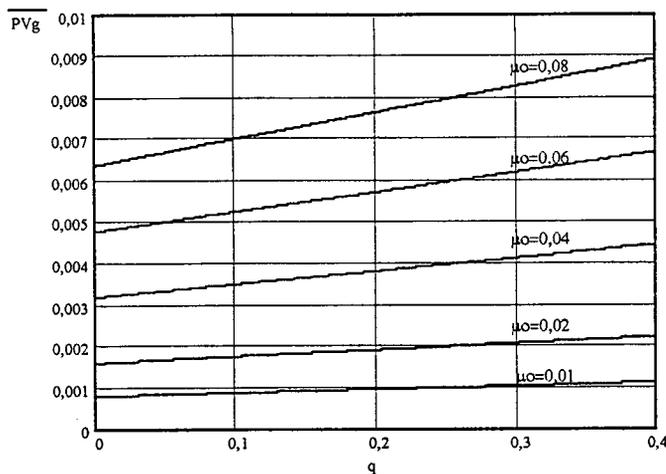


Fig. 4.16 – Potência média na fonte V_g , em função de q , tendo μ como parâmetro.

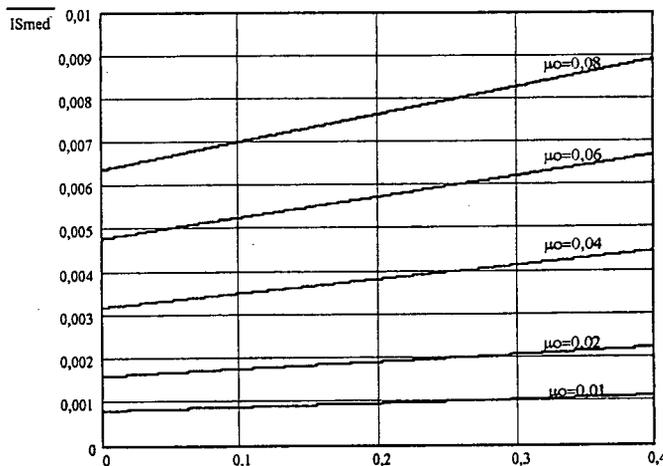


Fig. 4.17 – Corrente média nos interruptores em função de q , tendo μ como parâmetro.

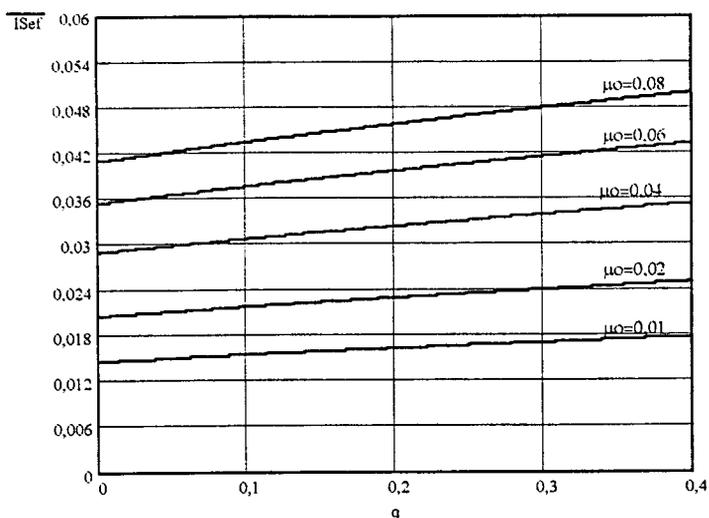


Fig. 4.18 – Corrente eficaz nos interruptores em função de q , tendo μ como parâmetro.

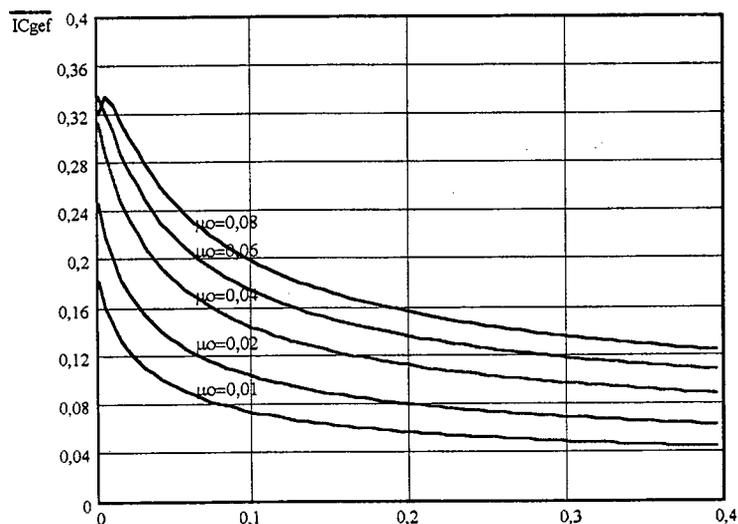


Fig. 4.19 – Corrente eficaz no capacitor C_g , em função de q , tendo μ como parâmetro.

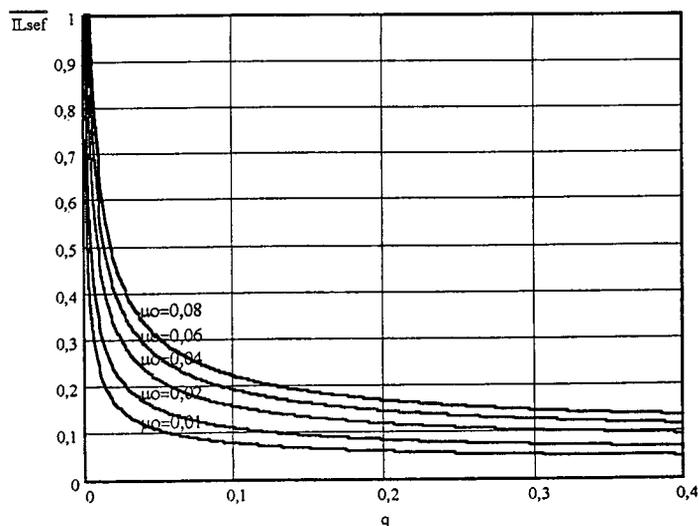


Fig. 4.20 – Corrente eficaz no indutor L_s , em função de q , tendo μ como parâmetro.

4.6 - ANÁLISE QUANTITATIVA DO INVERSOR TRÊS NÍVEIS COM CIRCUITO DE AJUDA À COMUTAÇÃO OPERANDO COM CARGA

Adotando-se a mesma metodologia de análise utilizada para verificar o comportamento do *snubber* operando a vazio, efetua-se, nesta seção, a análise e a quantificação do comportamento do *snubber* aplicado ao inversor operando com carga. Observa-se que as etapas de funcionamento descritas a seguir diferem das etapas de funcionamento do inversor Três Níveis operando a vazio. A Fig. 4.21 mostra o circuito completo que será parcialmente utilizado nas análises que seguem.

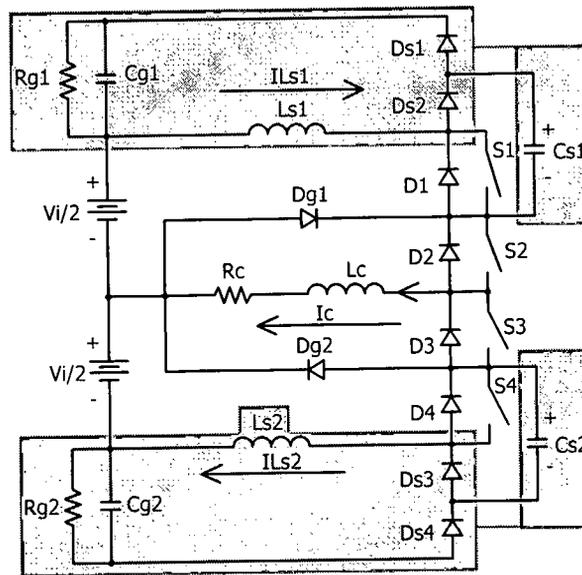


Fig. 4.21 – Circuito completo do inversor Três Níveis com snubber de Undeland.

Observa-se que são dois circuitos grameadores com funcionamento independente, o que possibilitará sua representação através de um circuito equivalente, válido para meio período da moduladora, conforme representado pela Fig. 4.22.

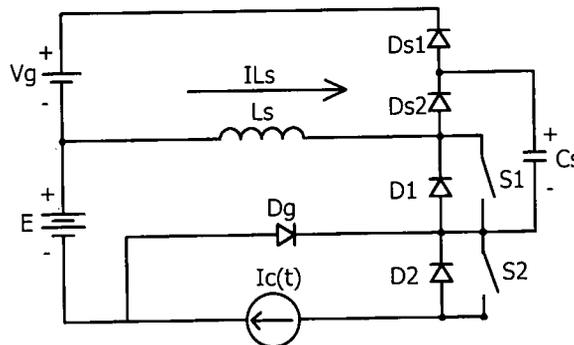


Fig. 4.22 – Circuito equivalente para meio período da moduladora.

A carga considerada genérica está representada por uma fonte de corrente, a qual, para a análise destas comutações, possui fator de potência unitário, a fim de simplificar as equações que serão desenvolvidas. Nota-se também, na Fig. 4.22, que o capacitor de grampeamento C_g e o resistor de grampeamento R_g foram substituídos pela fonte V_g ; isto pode ser efetuado, considerando-se que a tensão sobre o capacitor C_g é isenta de ondulações. As referências de identificação dos demais componentes do circuito foram generalizadas na medida do possível, tornando válidas as equações desenvolvidas nesta seção, tanto para o grampeador do semi-braço positivo quanto para o semi-braço negativo do inversor.

4.6.1 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

Utilizando-se o circuito equivalente e considerando que todos os componentes são ideais, descreve-se, nesta seção, as etapas de funcionamento para meio período de modulação.

1ª Etapa de funcionamento (t_0, t_1)

Durante a primeira etapa, os interruptores S1 e S2 conduzem a corrente da carga $I_c(t)$ através do indutor L_s . A tensão sobre o capacitor do *snubber* C_s é igual a zero e a tensão aplicada sobre a carga é igual a E . Durante esta etapa, ocorre a transferência de energia da fonte E à carga. A Fig. 4.23 representa este estado topológico.

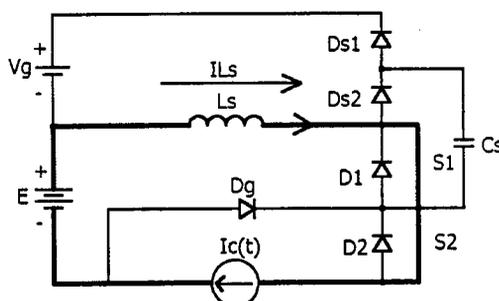


Fig. 4.23 – Circuito equivalente da primeira etapa de funcionamento.

2ª Etapa de funcionamento (t_1, t_2)

No instante t_1 , o interruptor S1 é comandado a bloquear, conseqüentemente, o diodo D_{s2} começa a conduzir a corrente de carga através do capacitor C_s (Fig. 4.24). A tensão sobre este capacitor cresce de forma linear até atingir $V_g + E$, dando início à terceira etapa de operação.

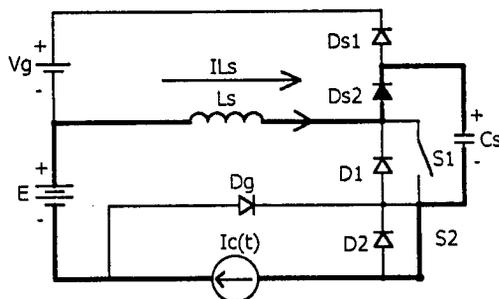


Fig. 4.24 – Circuito equivalente da segunda etapa de funcionamento.

3ª Etapa de funcionamento (t_2, t_3)

No instante t_2 , a tensão sobre o capacitor C_s é igual a $V_g + E$, polarizando o diodo D_{s1} que conduz a corrente I_{Ls} , iniciando a desmagnetização do indutor L_s . Durante esta etapa, a energia armazenada no indutor L_s é transferida à fonte V_g . Ainda no instante t_2 , o diodo D_g entra em condução, fazendo com que a corrente da carga circule em roda livre. Durante esta etapa, a tensão sobre a carga é nula. A Fig. 4.25 representa esta etapa.

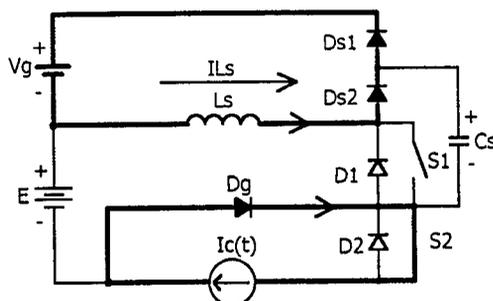


Fig. 4.25 – Circuito equivalente da terceira etapa de funcionamento.

4ª Etapa de funcionamento (t_3, t_4)

No instante t_3 , a corrente que circula através do indutor L_s atinge zero, bloqueando os diodos D_{s1} e D_{s2} . Esta etapa de funcionamento está representada na Fig. 4.26. A corrente da carga circula através do diodo grameador D_g . O tempo de duração desta etapa é definido pelo comando do interruptor S_1 .

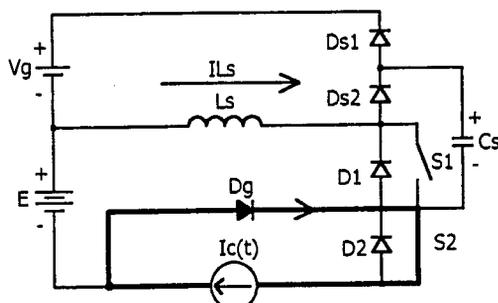


Fig. 4.26 – Circuito equivalente para a quarta etapa de funcionamento.

5ª Etapa de funcionamento (t_4, t_5)

A Fig. 4.27 representa a quinta etapa de operação, onde, no instante t_4 , o interruptor S1 é comandado a conduzir. Devido à presença do indutor L_s , as tensões sobre os terminais do interruptor S1 decrescem instantaneamente a zero, fazendo-o comutar sob tensão nula. O interruptor S1 começa a assumir gradativamente a corrente da carga que vinha circulando através do diodo grampeador D_g . A corrente que circula através do indutor L_s cresce linearmente até assumir o valor da corrente de carga $I_c(t)$.

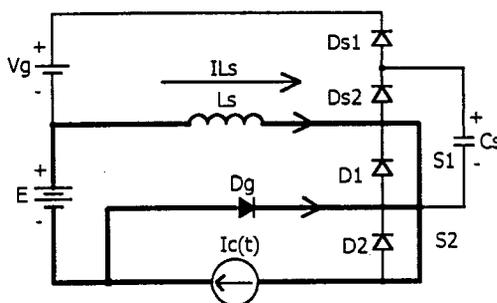


Fig. 4.27 – Circuito equivalente da quinta etapa de funcionamento.

6ª Etapa de funcionamento (t_5, t_6)

No instante t_5 , o diodo D_g está bloqueado e o diodo $Ds1$ entra em condução. A corrente que circula através do indutor L_s e a tensão sobre o capacitor C_s variam de forma ressonante, até que a tensão sobre o capacitor seja igual a zero. A Fig. 4.28 representa esta etapa de operação.

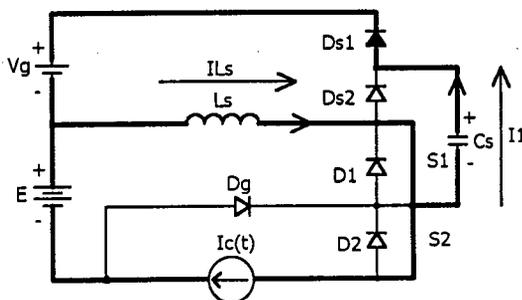


Fig. 4.28 – Circuito equivalente da sexta etapa de funcionamento.

7ª Etapa de funcionamento (t_6, t_7)

Esta etapa de operação está representada na Fig. 4.29. No instante t_6 , a tensão sobre o capacitor C_s é nula, fazendo com que o diodo $Ds2$ entre em condução, conduzindo o excesso de corrente ocorrido devido a etapa ressonante. Esta etapa finda quando as correntes I_Ls e $I_c(t)$ forem iguais, bloqueando os diodos $Ds1$ e $Ds2$, finalizando um ciclo

de operação.

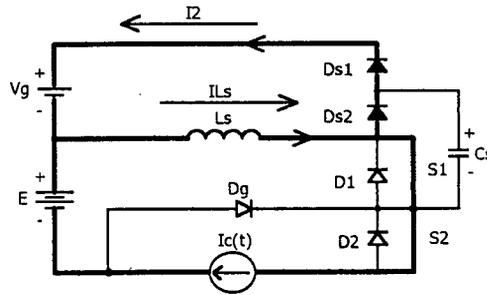


Fig. 4.29 – Circuito equivalente da sétima etapa de funcionamento.

4.6.2 - FORMAS DE ONDA BÁSICAS

As formas de onda mais importantes com indicação dos intervalos de tempo correspondentes para as condições idealizadas, descritas anteriormente, são apresentadas na Fig. 4.30.

4.6.3 - EQUACIONAMENTO

Nesta seção, são obtidas as equações das variáveis de estado: corrente através do indutor \$L_s\$ e tensão no capacitor \$C_s\$, para os diferentes intervalos de tempo.

1ª Etapa de funcionamento (\$t_0, t_1\$)

Sejam as seguintes condições iniciais desta etapa de operação:
$$\begin{cases} i_{Ls}(t_0) = I_c(t) \\ v_{Cs}(t_0) = 0 \end{cases}$$

Do circuito equivalente da primeira etapa, obtém-se as equações (4.62) e (4.63).

$$i_{Ls}(t) = I_c(t) \tag{4.62}$$

$$v_{Cs}(t) = 0 \tag{4.63}$$

Multiplicando a equação (4.62) por \$z\$ e dividindo por \$E\$, tem-se a equação (4.64).

$$I_{Ls}(t) = I_c(t) \cdot \frac{z}{E} = \overline{I_c}(t) \tag{4.64}$$

Parametrizando a equação (4.63) em relação a \$E\$, obtém-se (4.65).

$$\overline{V_{Cs}}(t) = 0 \tag{4.65}$$

A duração desta etapa de funcionamento é totalmente dependente do comando dos interruptores.

Plano de fase da primeira etapa

Seja a equação (4.66).

$$z1 = \overline{vCs(t)} + j\overline{iLs(t)} \quad (4.66)$$

Substituindo (4.64) e (4.65) em (4.66), obtém-se (4.67).

$$z1 = j\overline{Ic(t)} \quad (4.67)$$

2ª Etapa de funcionamento (t_1, t_2)

As condições iniciais para esta etapa são: $\begin{cases} iLs(t_1) = Ic(t) \\ vCs(t_1) = 0 \end{cases}$

A partir do circuito equivalente da segunda etapa de funcionamento, obtém-se as equações (4.68) e (4.69).

$$iLs(t) = Ic(t) \quad (4.68)$$

$$vCs(t) = \frac{Ic(t) \cdot t}{Cs} \quad (4.69)$$

Parametrizando a equação (4.68) em relação a z/E , obtém-se (4.70).

$$\overline{iLs(t)} = iLs(t) \cdot \frac{z}{E} = \overline{Ic(t)} \quad (4.70)$$

Dividindo (4.69) por E , obtém-se (4.71):

$$\overline{vCs(t)} = \frac{vCs(t)}{E} = \overline{Ic(t)} \omega t \quad (4.71)$$

Esta etapa termina quando a tensão no capacitor Cs atinge o valor $E+Vg$; assim, é possível determinar sua duração conforme (4.72).

$$\Delta t_{21\omega 0} = \frac{1+q}{\overline{Ic(t)}} \quad (4.72)$$

Plano de fase da segunda etapa

Seja a equação (4.73).

$$z2 = \overline{vCs(t)} + j\overline{iLs(t)} \quad (4.73)$$

Substituindo (4.70) e (4.71) em (4.73), tem-se (4.74), que representa o plano de fase desta etapa.

$$z2 = \omega t + j\overline{Ic(t)} \quad (4.74)$$

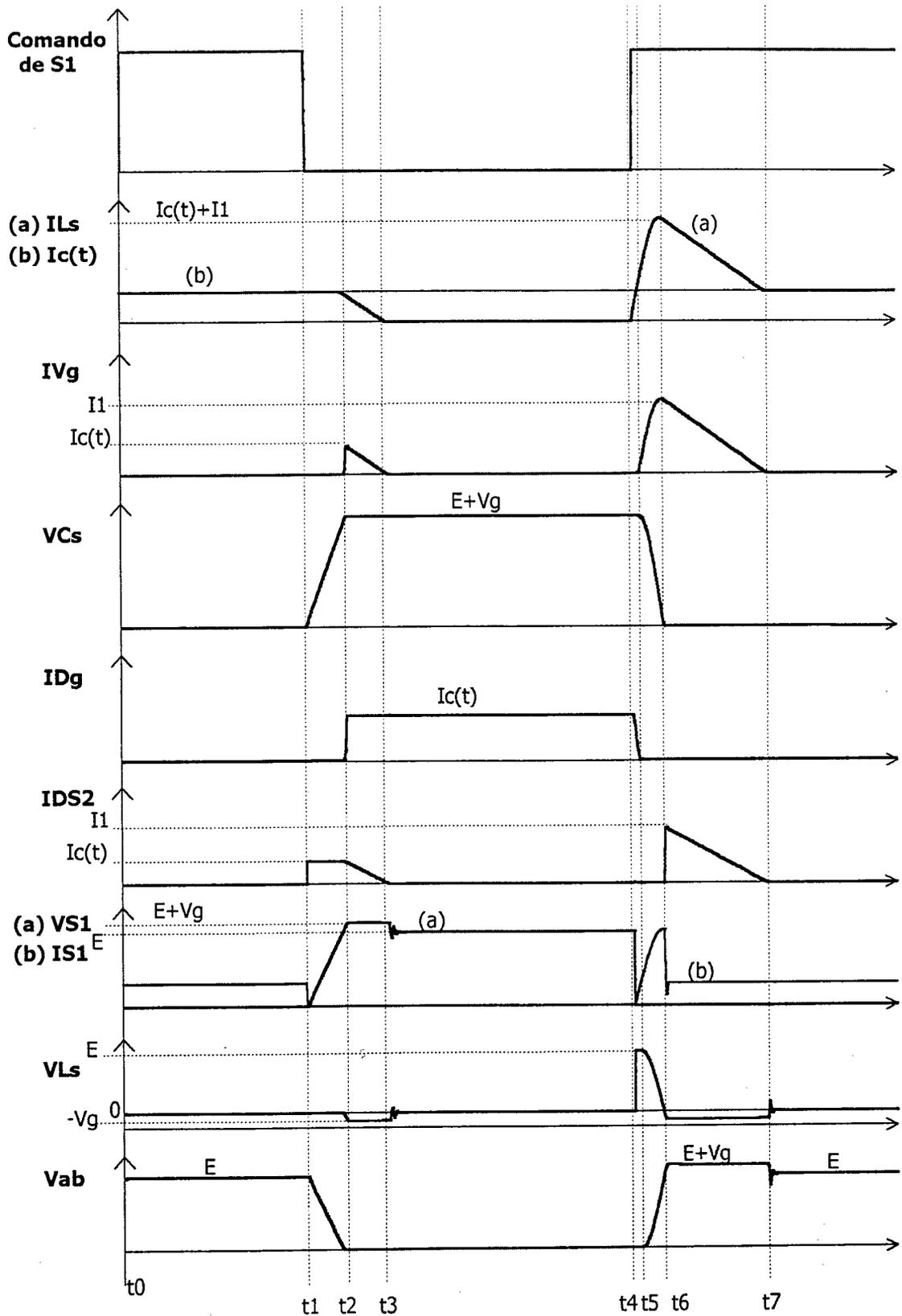


Fig. 4.30 – Formas de onda básicas.

3ª Etapa de funcionamento (t_2, t_3)

As condições iniciais para a terceira etapa são:
$$\begin{cases} i_{Ls}(t_2) = I_c(t) \\ v_{Cs}(t_2) = E + V_g \end{cases}$$

Do circuito equivalente, obtém-se as equações (4.75) e (4.76).

$$i_{Ls}(t) = I_c(t) - \frac{V_g \cdot t}{L_s} \quad (4.75)$$

$$v_{Cs}(t) = E + V_g \quad (4.76)$$

Parametrizando as equações (4.75) e (4.76), como segue, obtém-se (4.77) e (4.78) respectivamente.

$$\overline{i_{Ls}(t)} = i_{Ls}(t) \cdot \frac{Z}{E} = \overline{I_c(t)} - q\omega t \quad (4.77)$$

$$\overline{v_{Cs}(t)} = \frac{v_{Cs}(t)}{E} = 1 + q \quad (4.78)$$

Esta etapa finda quando a corrente no indutor L_s é igual a zero, assim, tem-se (4.79) e (4.80).

$$0 = \overline{I_c(t)} - q\Delta t 32\omega \quad (4.79)$$

$$\Delta t 32\omega = \frac{\overline{I_c(t)}}{q} \quad (4.80)$$

Plano de fase da terceira etapa

Seja a equação (4.81):

$$z_3 = \overline{v_{Cs}(t)} + j\overline{i_{Ls}(t)} \quad (4.81)$$

Substituindo as equações (4.77) e (4.78) em (4.81), obtém-se (4.82).

$$z_3 = 1 + q + j(\overline{I_c(t)} - q\omega t) \quad (4.82)$$

4ª Etapa de funcionamento (t_3, t_4)

As condições iniciais para esta etapa são:
$$\begin{cases} i_{Ls}(t_3) = 0 \\ v_{Cs}(t_3) = E + V_g \end{cases}$$

Do circuito equivalente desta etapa, obtém-se as equações (4.83) e (4.84).

$$i_{Ls}(t) = 0 \quad (4.83)$$

$$v_{Cs}(t) = E + V_g \quad (4.84)$$

Parametrizando as equações (4.83) e (4.84), obtém-se (4.85) e (4.86)

respectivamente.

$$\overline{iLs(t)} = 0 \quad (4.85)$$

$$\overline{vCs(t)} = 1 + q \quad (4.86)$$

O tempo de duração desta etapa é totalmente dependente do comando dos interruptores.

Plano de fase da quarta etapa

O plano de fase correspondente à quarta etapa de funcionamento está representado pela equação (4.88).

$$z4 = \overline{vCs(t)} + j\overline{iLs(t)} \quad (4.87)$$

$$z4 = 1 + q \quad (4.88)$$

5ª Etapa de funcionamento (t_4, t_5)

As condições iniciais relativas a esta etapa de funcionamento são:

$$\begin{cases} \overline{iLs(t_4)} = 0 \\ \overline{vCs(t_4)} = E + Vg \end{cases}$$

Do circuito equivalente, representado pela Fig. 4.27, obtém-se as equações (4.89) e (4.90).

$$\overline{iLs(t)} = \frac{E \cdot t}{Ls} \quad (4.89)$$

$$\overline{vCs(t)} = E + Vg \quad (4.90)$$

Parametrizando a equação (4.89) em relação a z/E e (4.90) em relação a E , obtém-se (4.91) e (4.92) respectivamente.

$$\overline{iLs(t)} = \overline{iLs(t)} \cdot \frac{z}{E} = \omega \cdot t \quad (4.91)$$

$$\overline{vCs(t)} = 1 + q \quad (4.92)$$

Esta etapa termina quando a corrente no indutor Ls atinge o valor da corrente $Ic(t)$, cuja duração está representada pela equação (4.93).

$$\Delta t 54 \omega = \overline{Ic(t)} \quad (4.93)$$

Plano de fase correspondente

Seja a equação (4.94)

$$z5 = \overline{vCs(t)} + j\overline{iLs(t)} \quad (4.94)$$

Substituindo-se (4.91) e (4.92) em (4.94), obtém-se (4.95).

$$z5 = 1 + q + j\omega t \quad (4.95)$$

6ª Etapa de funcionamento (t_5, t_6)

As condições iniciais para esta etapa são: $\begin{cases} i_{Ls}(t_5) = I_c(t) \\ v_{Cs}(t_5) = E + V_g \end{cases}$

Do circuito equivalente da sexta etapa, obtém-se as equações (4.96), (4.97) e (4.98).

$$V_g + L_s \frac{di_{Ls}(t)}{dt} + v_{Cs}(t) = 0 \quad (4.96)$$

$$i_{Cs}(t) = C_s \frac{dv_{Cs}(t)}{dt}, \quad i_{Cs}(t) = i_1(t) \quad (4.97)$$

$$i_1(t) = i_{Ls}(t) - I_c(t) \quad (4.98)$$

Aplicando a transformada de Laplace às equações (4.96) e (4.97), obtém-se respectivamente (4.99) e (4.100).

$$v_{Cs}(s) = \frac{-E \cdot \omega^2}{s(s^2 + \omega^2)} + \frac{E + V_g}{s} \quad (4.99)$$

$$i_1(s) = \frac{E/L_s}{s^2 + \omega^2} \quad (4.100)$$

Transformando as equações (4.99) e (4.100) do domínio da frequência para o domínio do tempo, tem-se (4.101) e (4.102), respectivamente.

$$v_{Cs}(t) = V_g + E \cos(\omega t) \quad (4.101)$$

$$i_1(t) = \frac{E}{Z} \sin(\omega t) \quad (4.102)$$

Substituindo (4.102) em (4.98), obtém-se (4.103).

$$i_{Ls}(t) = \frac{E}{Z} \sin(\omega t) + I_c(t) \quad (4.103)$$

Parametrizando a equação (4.101) em relação a E, tem-se (4.104).

$$\overline{v_{Cs}(t)} = q + \cos(\omega t) \quad (4.104)$$

Multiplicando as equações (4.102) e (4.103) pela relação z/E , obtém-se (4.105) e (4.106), respectivamente.

$$\overline{i_1(t)} = \sin(\omega t) \quad (4.105)$$

$$\overline{i_{Ls}(t)} = \sin(\omega t) + \overline{I_c(t)} \quad (4.106)$$

Esta etapa termina quando a tensão no capacitor C_s anula-se, obtendo-se as equações (4.107) e (4.108).

$$0 = q + \cos(\omega t) \quad (4.107)$$

$$\Delta t_{65\omega_0} = \arccos(-q) \quad (4.108)$$

Substituindo a equação (4.108) em (4.105), tem-se o valor da corrente ao final desta etapa, representado pela equação (4.109).

$$\bar{I}_1 = \sqrt{1 - q^2} \quad (4.109)$$

Plano de fase da sexta etapa

Seja a equação (4.110).

$$z_6 = \overline{vC_s(t)} + j\overline{iL(t)} \quad (4.110)$$

Substituindo-se (4.104) e (4.106) em (4.110), obtém-se (4.111).

$$z_6 = q + j\overline{Ic(t)} + e^{+j\omega t} \quad (4.111)$$

Onde o raio da trajetória está definido pela equação (4.112).

$$R_6 = 1 \quad (4.112)$$

E o centro da trajetória é:

$$q + j\overline{Ic(t)} \quad (4.113)$$

7ª Etapa de funcionamento (t_6, t_7)

As condições iniciais para esta etapa de funcionamento são:
$$\begin{cases} i_{Ls}(t_6) = \overline{Ic(t)} + I_1 \\ v_{Cs}(t_6) = 0 \end{cases}$$

Do circuito equivalente desta etapa, obtém-se as equações (4.114) e (4.115).

$$V_g + L_s \frac{di_{Ls}(t)}{dt} = 0 \quad (4.114)$$

$$v_{Cs}(t) = 0 \quad (4.115)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace à equação (4.114), obtém-se (4.116).

$$\frac{V_g}{s} + L_s(s \cdot I_{Ls}(s)) - I_1 - I_c(t) = 0 \quad (4.116)$$

Aplicando-se a anti-transformada de Laplace à equação (4.116), obtém-se (4.117).

$$i_{Ls}(t) = I_c(t) + I_1 - \frac{V_g \cdot t}{L_s} \quad (4.117)$$

Multiplicando-se (4.117) por z e dividindo por E , tem-se (4.118) parametrizada.

$$\overline{iLs(t)} = \overline{Ic(t)} + \overline{I1} - q\omega t \tag{4.118}$$

Esta etapa termina quando a corrente que circula através do indutor Ls atinge o valor da corrente $Ic(t)$, assim, pode-se determinar sua duração, conforme as equações (4.119) e (4.120).

$$\overline{Ic(t)} = \overline{Ic(t)} + \overline{I1} - q\Delta t 76\omega o \tag{4.119}$$

$$\Delta t 76\omega o = \frac{\overline{I1}}{q} = \frac{\sqrt{1 - q^2}}{q} \tag{4.120}$$

Plano de fase da sétima etapa

O plano de fase que representa a sétima etapa está descrito pelas equações (4.121) e (4.122).

$$z7 = \overline{vCs(t)} + j\overline{iLs(t)} \tag{4.121}$$

$$z7 = j(\overline{I1} - q\omega t + \overline{Ic(t)}) \tag{4.122}$$

4.6.4 - PLANO DE FASE RESULTANTE

O plano de fase resultante para um período de comutação está apresentado pela Fig. 4.31.

Com o auxílio deste, pode ser obtido o valor de pico da corrente no indutor Ls , conforme a equação (4.123), além de trazer outras informações, como a tensão máxima sobre os capacitores ressonantes.

$$\overline{iLs_{pico}} = 1 + \overline{Icp} \tag{4.123}$$

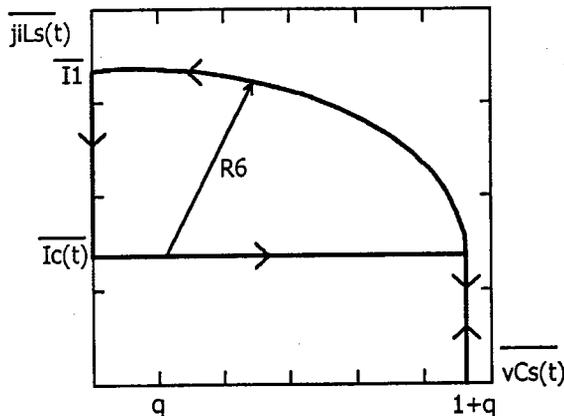


Fig. 4.31 – Plano de fase completo.

4.6.5 - CORRENTE MÉDIA NA FONTE Vg

A partir das equações das etapas de funcionamento e da Fig. 4.30, obtém-se o valor médio da corrente que circulará na fonte Vg. Este parâmetro é necessário para a determinação da potência dissipada pelo grampeador.

A corrente média para um período de comutação está representada pelas equações abaixo:

$$\overline{IVg_{medI}} = \frac{1}{T_C} \left(\int_0^{\Delta t_{32}} \overline{Ic(t)} - q \cdot \omega \cdot 0 \cdot t dt + \int_0^{\Delta t_{65}} \text{sen}(\omega t) dt + \int_0^{\Delta t_{76}} \overline{I1} - q \cdot \omega \cdot 0 \cdot t dt \right) \quad (4.124)$$

Resolvendo-se a integral da equação (4.124), obtém-se o valor médio instantâneo da corrente na fonte Vg, representado pela equação (4.125).

$$\overline{IVg_{medI}} = \frac{\mu O}{4\pi q} \left(\overline{Ic(t)}^2 + (q+1)^2 \right) \quad (4.125)$$

Considerando-se que a corrente na carga seja senoidal e com fator de deslocamento unitário, é possível obter o valor médio da corrente na fonte Vg, conforme as equações (4.126), (4.127) e (4.128).

$$Ic(t) = Icp \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (4.126)$$

$$\overline{IVg_{med}} = \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\pi} \frac{\mu O}{4\pi q} \left(Icp^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t) + (q+1)^2 \right) d\omega t \right) \quad (4.127)$$

$$\overline{IVg_{med}} = \frac{\mu O}{8\pi q} \left(\frac{1}{2} \overline{Icp}^2 + (q+1)^2 \right) \quad (4.128)$$

4.6.6 - POTÊNCIA MÉDIA NA FONTE Vg

Multiplicando-se a equação (4.125) e (4.128) pela tensão Vg parametrizada, obtém-se a potência parametrizada dissipada pelo grampeador durante um período de comutação e de modulação respectivamente, representadas pelas equações (4.129) e (4.130).

$$\overline{PVgI} = \frac{\mu O}{4 \cdot \pi} \cdot \left[\frac{1}{2} \overline{Icp}^2 + (q+1)^2 \right] \quad (4.129)$$

$$\overline{PVg} = \frac{\mu O}{8 \cdot \pi} \cdot \left[\frac{1}{2} \overline{Icp}^2 + (q+1)^2 \right] \quad (4.130)$$

A seguir, são apresentadas as equações dos esforços de corrente nos componentes do grampeador. Como se trata de um circuito simétrico, as equações determinadas para o

grampeador do semi-braço positivo do inversor também são válidas para o semi-braço negativo do mesmo.

4.6.7 - CORRENTE MÉDIA NO DIODO Ds1

O valor médio da corrente no diodo Ds1 para um período da moduladora é igual ao valor médio da corrente na fonte Vg; assim, pode-se utilizar a equação (4.128).

4.6.8 - CORRENTE MÉDIA NO DIODO Ds2

A partir da Fig. 4.30 e das equações obtidas das etapas de funcionamento, pode-se determinar o valor médio instantâneo da corrente no diodo Ds2, representado pelas equações (4.131) e (4.132).

$$\overline{IDS2_{medI}} = \frac{1}{T_c} \left(\int_0^{\Delta t_{21}} \overline{I_c(t)} dt + \int_0^{\Delta t_{32}} \overline{I_c(t)} - q\omega t dt + \int_0^{\Delta t_{76}} \overline{I_1} - q\omega t dt \right) \quad (4.131)$$

$$\overline{IDS2_{medI}} = \frac{\mu O}{4\pi q} \left((1+q)^2 + \overline{I_c(t)}^2 \right) \quad (4.132)$$

Utilizando-se as equações (4.126) e (4.132), é possível determinar o valor médio da corrente para um período da moduladora, conforme as equações (4.133) e (4.134).

$$\overline{IDS2_{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{\mu O}{4\pi q} \left((1+q)^2 + \overline{I_{cp}}^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t) \right) d\omega t \quad (4.133)$$

$$\overline{IDS2_{med}} = \frac{\mu O}{8\pi q} \left((1+q)^2 + \frac{1}{2} \cdot \overline{I_{cp}}^2 \right) \quad (4.134)$$

4.6.9 - VALOR DE PICO DA CORRENTE NOS SEMICONDUTORES

As correntes de pico nos interruptores S1 a S4, diodos grampeadores Dg1 e Dg2 e diodos Ds1 a Ds4 estão representadas pelas equações (4.135) à (4.138).

$$\overline{IS1,2,3,4_{pico}} = 1 + \overline{I_{cp}} \quad (4.135)$$

$$\overline{IDg1,2_{pico}} = \overline{I_{cp}} \quad (4.136)$$

$$\overline{IDS1,2,3,4_{pico}} = \overline{I_{cp}} \quad (4.137)$$

ou

$$\overline{IDS1,2,3,4_{pico}} = 1 \quad (4.138)$$

Adota-se o que for maior.

4.6.10 - CORRENTE EFICAZ NA FONTE Vg

Com a finalidade de facilitar o cálculo da corrente eficaz que circula através do capacitor de grampeamento Cg, determina-se através da equação (4.139) a corrente eficaz na fonte Vg para um período de comutação.

$$\overline{IVg_{\text{ef}}} = \sqrt{\frac{1}{Tc} \cdot \left[\int_0^{\Delta t 32} (\overline{Ic}(t) - q \cdot \omega t)^2 + \int_0^{\Delta t 65} \text{sen}^2(\omega t) + \int_0^{\Delta t 76} (\overline{I1} - q \omega t)^2 \right]} \quad (4.139)$$

Com as equações (4.126) e (4.139), determina-se a corrente eficaz para um período de modulação, representado pela equação (4.140).

$$\overline{IVg_{\text{ef}}} = \sqrt{\frac{\mu 0}{4 \cdot \pi} \left[\frac{4}{9} \cdot \frac{\overline{Icp}}{q \cdot \pi} + \frac{1}{2} \cdot \left(q \cdot \sqrt{1 - q^2} + \arccos(-q) + \frac{1}{3} \cdot (1 - q^2)^{3/2} \right) \right]} \quad (4.140)$$

4.6.11 - CORRENTE EFICAZ NO CAPACITOR DE GRAMPEAMENTO Cg

A corrente eficaz que circulará no capacitor Cg é igual à corrente eficaz da fonte Vg, subtraída da corrente eficaz do resistor Rg. Considerando-se que a tensão Vg é isenta de ondulação, o valor eficaz da corrente que circula através do resistor Rg é igual ao seu valor médio. Assim, obtém-se a equação (4.141).

$$\overline{ICg_{\text{ef}}} = \sqrt{\overline{IVg_{\text{ef}}}^2 - \overline{IVg_{\text{med}}}^2} \quad (4.141)$$

Por questões tecnológicas, a determinação da corrente eficaz que circula através do capacitor Cg é um fator importante para seu dimensionamento, para que não sejam ultrapassados os limites térmicos do componente.

4.6.12 - CORRENTE EFICAZ NO INDUTOR Ls

Através das equações (4.142) e (4.143), obtém-se o valor eficaz da corrente no indutor Ls para um período de comutação.

$$\overline{ILs_{\text{ef}}} = \sqrt{\frac{1}{Tc} \left[\int_0^{\Delta t 10 + \Delta t 21} \overline{Ic}(t)^2 dt + \int_0^{\Delta t 32} (\overline{Ic}(t) - q \cdot \omega t)^2 dt + \int_0^{\Delta t 54} (\omega t)^2 dt + \int_0^{\Delta t 65} (\text{sen}(\omega t) + \overline{Ic}(t))^2 + \int_0^{\Delta t 76} (\overline{Ic}(t) + \overline{I1} - q \omega t)^2 dt \right]} \quad (4.142)$$

$$\overline{ILs_{\text{ef}}} = \sqrt{\frac{1}{Tc} \left[\frac{\overline{Ic}(t)^3}{\omega 0} \left(-1 + \frac{1}{3 \cdot q} \right) + \overline{Ic}(t)^2 D(t) \cdot Tc + \frac{\overline{Ic}(t)}{\omega 0} \left(3(q+1) + \frac{(1-q)^2}{q} \right) + \frac{1}{3 \cdot \omega 0 \cdot q} (1-q^2)^3 + \frac{1}{2 \cdot \omega 0} \left(q \sqrt{1-q^2} + \arccos(-q) \right) \right]} \quad (4.143)$$

O valor eficaz da corrente para um período da moduladora é obtido a partir das equações (4.126) e (4.143) e está representado pela equação (4.144).

$$\overline{ILs_{\text{ef}}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\frac{2\mu 0}{3\pi} Icp^3 \left(\frac{1}{3 \cdot q} - 1 \right) + \frac{4}{3} Icp^2 \cdot Mi + Icp \cdot \frac{\mu 0}{\pi} \left(3(q+1) + \frac{(1-q)^2}{q} \right) + \mu 0 \left[\frac{1}{6 \cdot q} (1-q^2)^3 + \frac{1}{4} \left(q \sqrt{1-q^2} + \arccos(-q) \right) \right] \right]} \quad (4.144)$$

4.6.13 - REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DOS RESULTADOS DA ANÁLISE QUANTITATIVA

Da Fig. 4.32 até a Fig. 4.45, são apresentados ábacos com os esforços de corrente a que ficam submetidos os componentes do grameador, parametrizados pela relação z/E , bem como, a potência dissipada pela fonte V_g parametrizada pela relação E^2/z . Alguns valores de q e μ_0 foram escolhidos para uma melhor visualização do comportamento destas grandezas.

4.6.14 - FAIXA DE OPERAÇÃO

O ábaco da Fig. 4.46 representa os limites máximos do índice de modulação em função da corrente de pico na carga I_{cp} , tendo q e μ_0 como parâmetros. Este ábaco pode ser melhor compreendido, observando-se a Fig. 4.30, onde os intervalos Δt_{32} e Δt_{21} somados não podem ultrapassar o tempo mínimo de bloqueio dos interruptores. Isto se faz necessário para que a indutância L_s possa se desmagnetizar.

A equação (4.145) representa o limite máximo para o índice de modulação M_i .

$$M_i = 1 - \frac{\mu_0}{2\pi} \left[\frac{1+q}{I_{cp}} + \frac{I_{cp}}{q} \right] \quad (4.145)$$

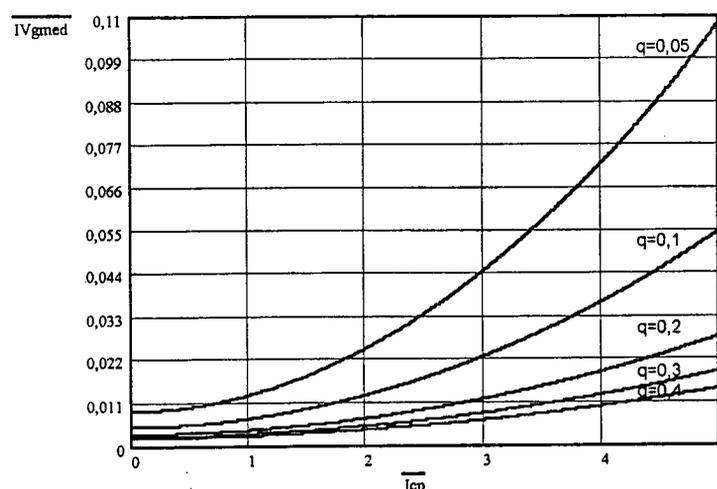


Fig. 4.32 – Corrente média na fonte V_g , em função da corrente de pico na carga I_{cp} , tendo q como parâmetro, para $\mu_0=0,01$.

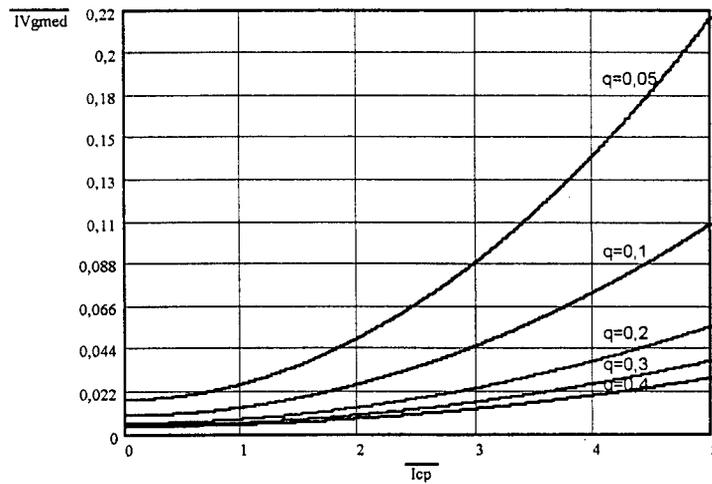


Fig. 4.33 – Corrente média na fonte V_g , em função da corrente de pico na carga I_{cp} , tendo q como parâmetro, para $\mu=0,02$.

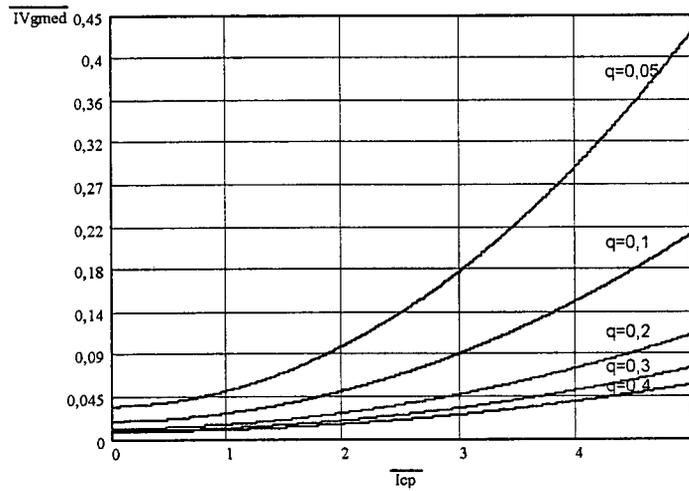


Fig. 4.34 – Corrente média na fonte V_g , em função da corrente de pico na carga I_{cp} , tendo q como parâmetro, para $\mu=0,04$.

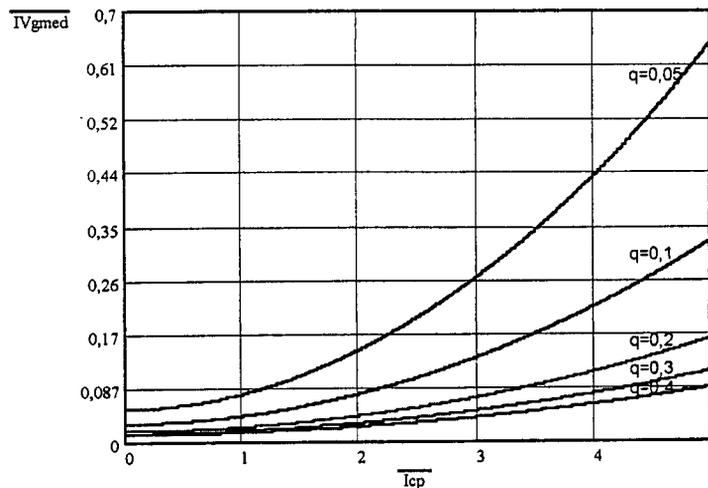


Fig. 4.35 – Corrente média na fonte V_g , em função da corrente de pico na carga I_{cp} , tendo q como parâmetro, para $\mu=0,06$.

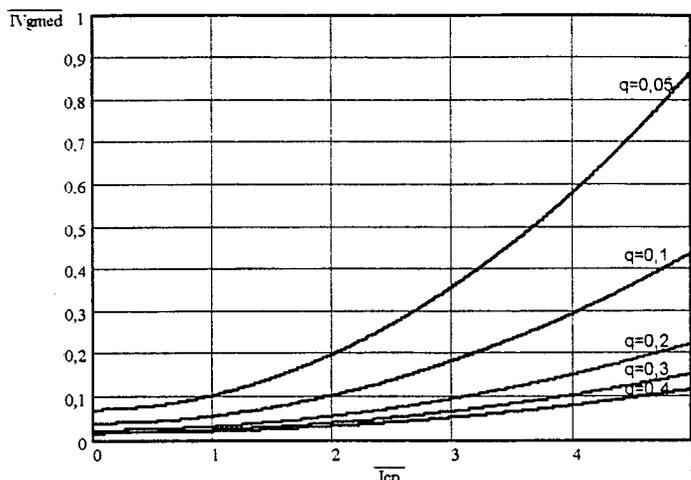


Fig. 4.36 – Corrente média na fonte V_g , em função da corrente de pico na carga I_{cp} , tendo q como parâmetro, para $\mu=0,08$.

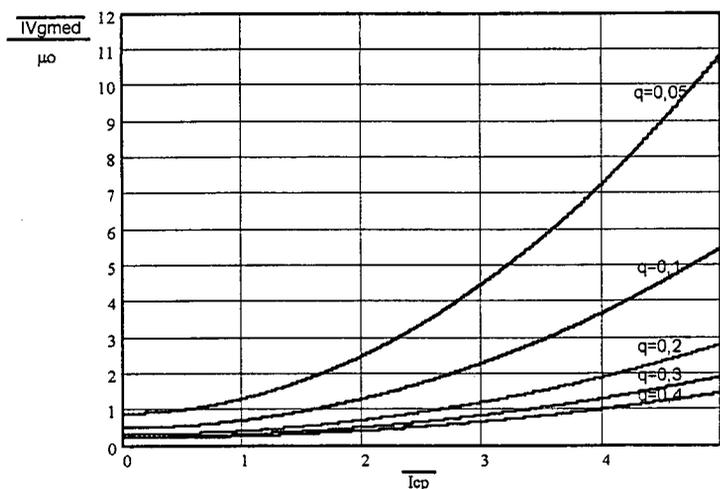


Fig. 4.37 – Relação entre a corrente média na fonte V_g e relação de freqüências μ , em função da corrente de pico na carga tendo q como parâmetro.

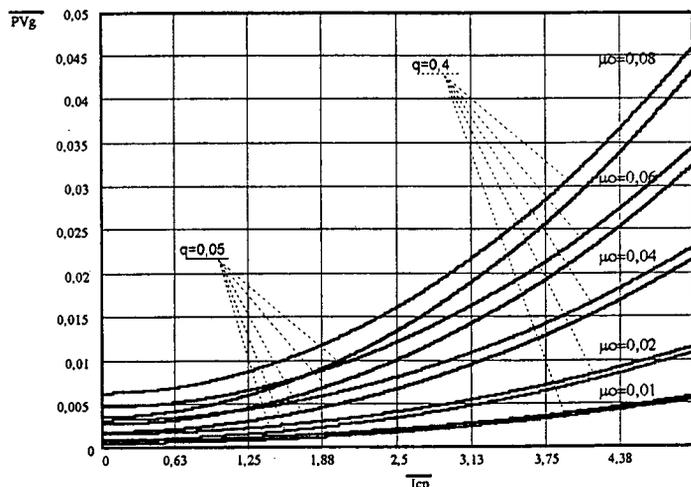


Fig. 4.38 – Potência absorvida pela fonte V_g , em função da corrente de pico na carga I_{cp} , tendo como parâmetros q e μ .

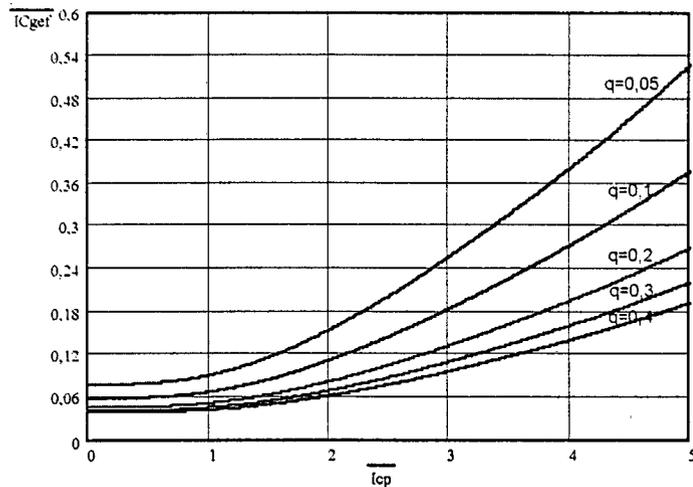


Fig. 4.39 – Corrente eficaz no capacitor C_g , em função da corrente de pico na carga I_{cp} , tendo q como parâmetro, para $\mu_o=0,01$.

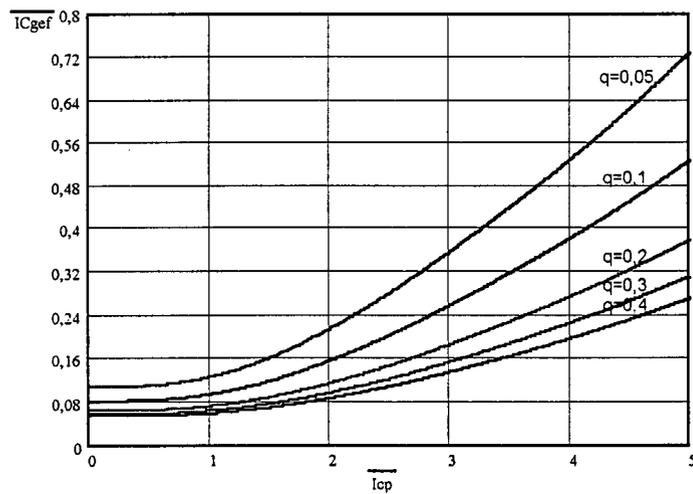


Fig. 4.40 – Corrente eficaz no capacitor C_g , em função da corrente de pico na carga I_{cp} , tendo q como parâmetro, para $\mu_o=0,02$.

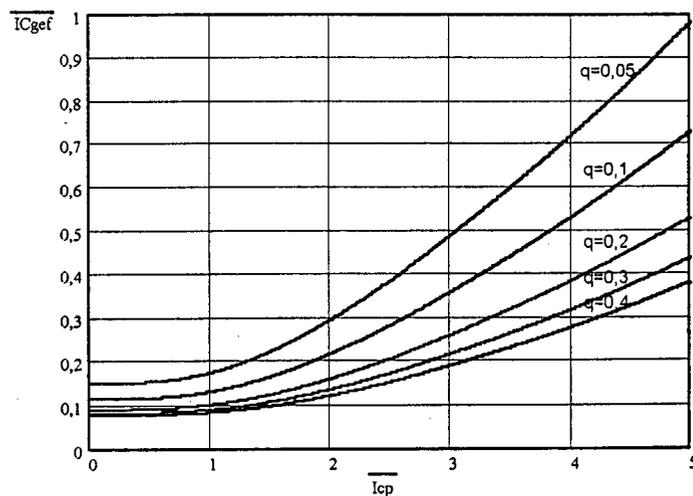


Fig. 4.41 – Corrente eficaz no capacitor C_g , em função da corrente de pico na carga I_{cp} , tendo q como parâmetro, para $\mu_o=0,04$.

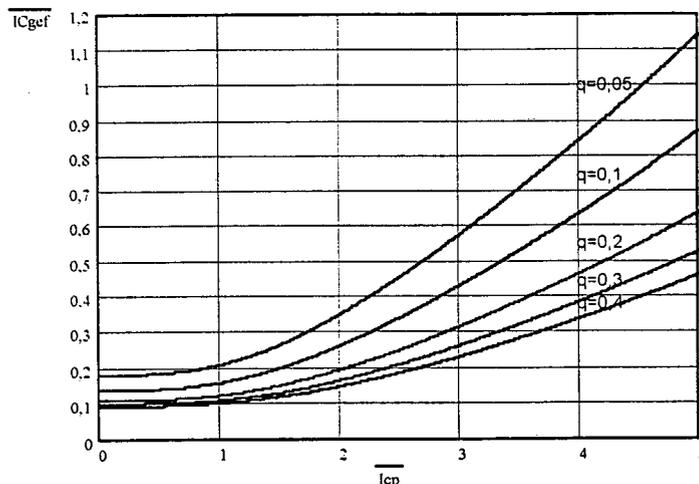


Fig. 4.42 – Corrente eficaz no capacitor C_g , em função da corrente de pico na carga I_{cp} , tendo q como parâmetro, para $\mu=0,06$.

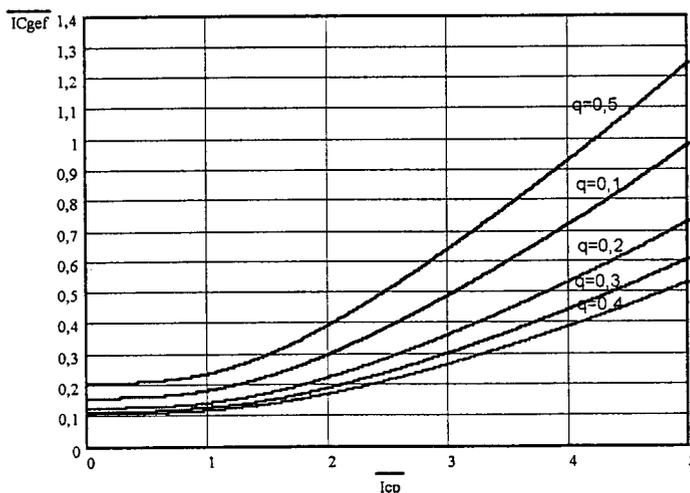


Fig. 4.43 – Corrente eficaz no capacitor C_g , em função da corrente de pico na carga I_{cp} , tendo q como parâmetro, para $\mu=0,08$.

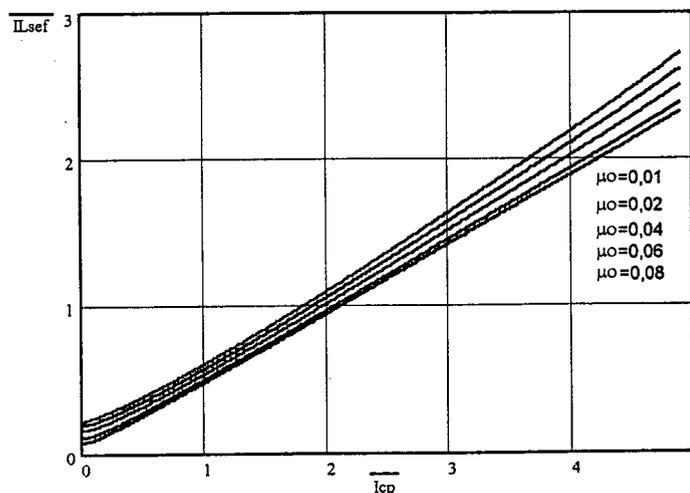


Fig. 4.44 – Corrente eficaz no indutor ressonante L_s , em função da corrente de pico na carga I_{cp} , tendo μ como parâmetro, para $q=0,05$ e $M_i = 1$.

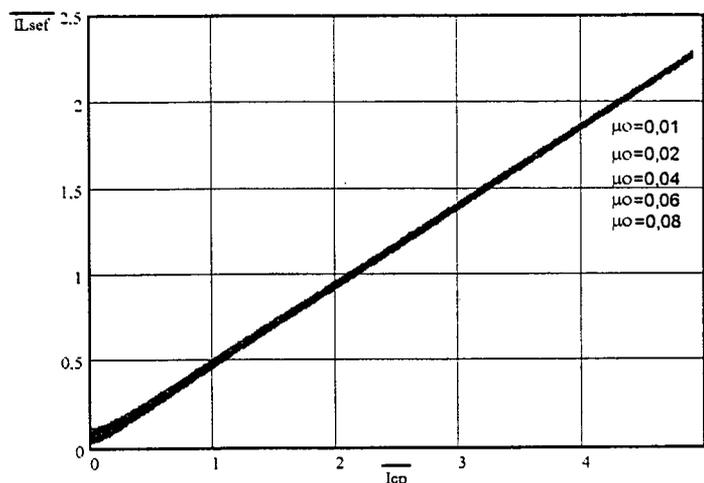


Fig. 4.45 – Corrente eficaz no indutor ressonante L_s , em função da corrente de pico na carga I_{cp} , tendo μ_0 como parâmetro, para $q=0,04$ e $M_i=1$.

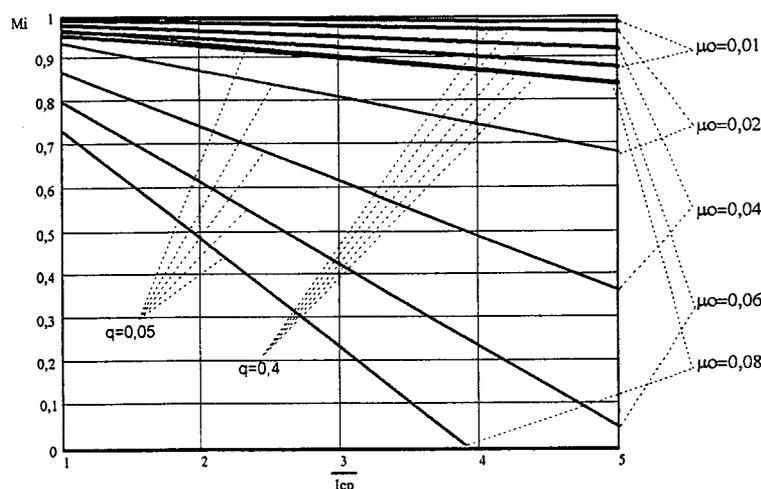


Fig. 4.46 – Máximo valor de M_i em função do valor de pico da corrente na carga, tendo q e μ_0 como parâmetros.

4.7 - OPERAÇÃO DO INVERSOR COM *SNUBBER*, CONSIDERANDO O FATOR DE DESLOCAMENTO ENTRE A TENSÃO E A CORRENTE FUNDAMENTAIS

Uma das hipóteses simplificativas, adotadas durante a análise quantitativa das comutações do inversor Três Níveis, foi desconsiderar o fator de deslocamento da carga, representada pela fonte $I_c(t)$. Nesta seção, será investigado o comportamento do *snubber* durante o intervalo em que a carga devolve energia para o barramento C.C. No caso de cargas indutivas, esta situação ocorre duas vezes durante um período da tensão de saída. Entretanto, devido à simetria de funcionamento dos dois semi-braços do inversor, será efetuada a análise qualitativa das comutações somente no instante em que o interruptor S_1 estiver bloqueado e S_2 comutando, com corrente positiva na carga. A Fig. 4.47 mostra as

etapas de funcionamento através de um circuito equivalente, ou seja, foram desconsiderados os componentes que não fazem parte das comutações. Observa-se que, para esta situação, as comutações passam a ser auxiliadas pelo grampeador do semi-braço inferior.

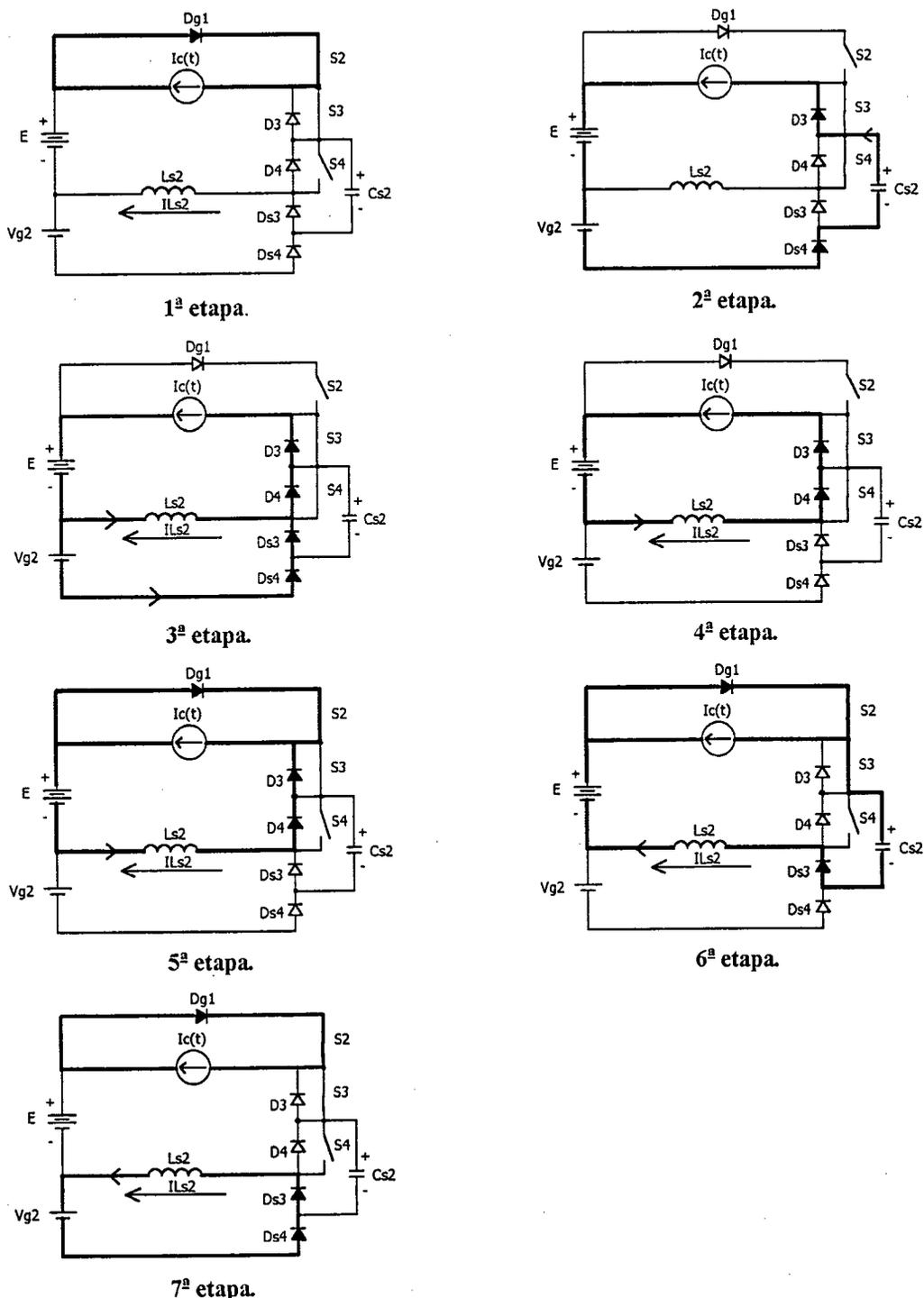


Fig. 4.47 – Estados topológicos simplificados do inversor durante o intervalo em que a carga devolve energia para a fonte de entrada.

4.7.1 - FORMAS DE ONDA BÁSICAS

As formas de onda mais importantes, com indicação dos intervalos de tempo correspondentes às etapas de funcionamento, estão representadas na Fig. 4.48. Pode-se notar que as comutações no interruptor S2 também são suaves.

Observando-se as Fig. 4.48 e Fig. 4.30, constata-se que a corrente na fonte V_g é composta praticamente das mesmas etapas, a não ser durante o intervalo Δt_{21} da Fig. 4.48 (etapa de corrente constante) e no intervalo Δt_{65} da Fig. 4.30 (etapa ressonante). Calculando-se o valor médio de ambas etapas, conclui-se que são de mesma grandeza. Assim, a consideração de fator de deslocamento nulo feita para a carga não afeta o cálculo da corrente média na fonte V_g e nem o cálculo dos esforços nos diodos do grameador. Quanto à corrente eficaz no indutor L_s , consegue-se uma boa aproximação, utilizando as equações apresentadas anteriormente.

4.8 - ANÁLISE DAS ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR OPERANDO COM CARGA, CONSIDERANDO O TEMPO DE RECUPERAÇÃO REVERSA DOS DIODOS DG1 E DG2.

Um dos parâmetros de grande importância no dimensionamento e na escolha dos interruptores de potência é a corrente de pico que circula através deles. No caso do inversor Três Níveis em estudo, a pior situação ocorre durante o pico da corrente de saída do inversor, no instante em que um dos interruptores externos (S1 ou S4) entram em condução. Neste momento, analisando-se simplificada, a corrente de pico nestes interruptores é limitada somente pelas indutâncias do circuito (indutores L_{s1} ou L_{s2} e as parasitas) e pelo tempo de recuperação reversa do diodo grameador envolvido na comutação.

4.8.1 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

Serão analisadas, nesta seção, somente as etapas que sofrem modificação devido ao fenômeno de recuperação reversa dos diodos.

5ª Etapa de funcionamento (t_4 , t_5)

Como a duração desta etapa é afetada diretamente pelo tempo de recuperação

reversa dos diodos grameadores, o equacionamento da mesma será dividido em duas partes. A primeira vai do instante t_4 até t_a , intervalo este necessário para que a corrente no indutor L_s atinja o valor da corrente $I_c(t)$. A segunda parte vai do instante t_a até t_5 , intervalo no qual ocorre a recuperação reversa do diodo D_g .

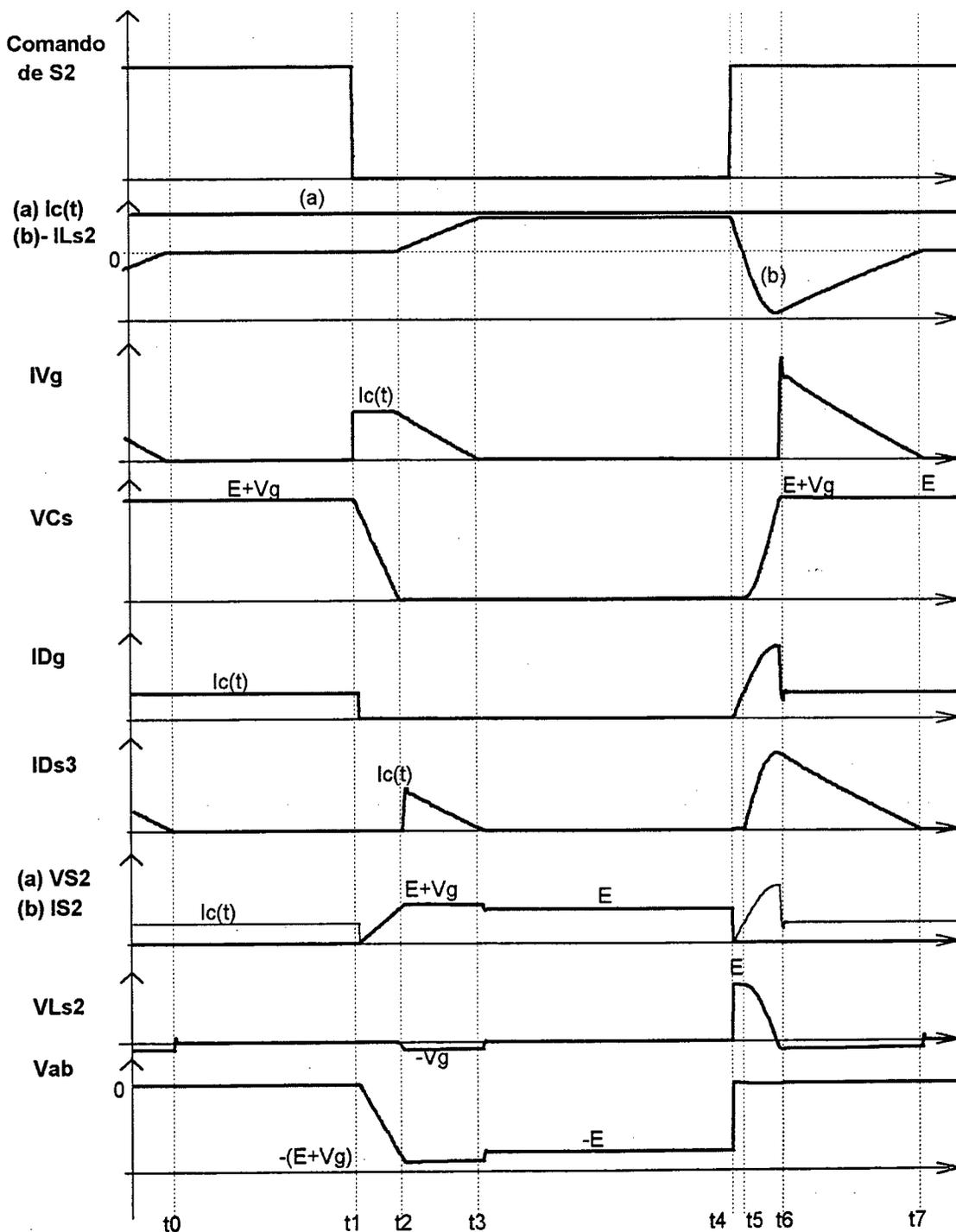


Fig. 4.48 – Formas de onda básicas para as comutações durante o intervalo em que tensão sobre a carga é negativa e a corrente através da carga é positiva.

Primeiro intervalo (t_4, t_a)

Na Fig. 4.49, encontra-se representado o intervalo de tempo de t_4 a t_a em que a corrente no indutor L_s é menor do que a corrente na carga; assim, o diodo D_g permanece em condução. Este intervalo termina quando a corrente no indutor L_s é igual à corrente na carga, dando início ao próximo.

As condições iniciais relativas a este intervalo de funcionamento são:

$$\begin{cases} i_{Ls}(t_4) = 0 \\ v_{Cs}(t_4) = E + V_g \end{cases}$$

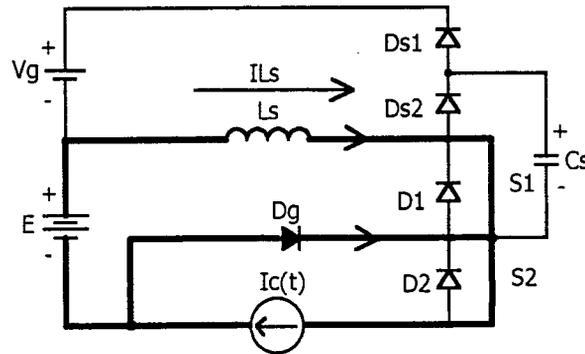


Fig. 4.49 – Etapa correspondente ao intervalo t_4 a t_a .

Do circuito equivalente representado pela Fig. 4.49, obtém-se as equações (4.146) e (4.147).

$$i_{Ls}(t) = \frac{E \cdot t}{L_s} \tag{4.146}$$

$$v_{Cs}(t) = E + V_g \tag{4.147}$$

Parametrizando-se a equação (4.146) em relação a z/E e (4.147) em relação a E , obtém-se (4.148) e (4.149) respectivamente.

$$\overline{i_{Ls}(t)} = i_{Ls}(t) \cdot \frac{z}{E} = \omega \cdot t \tag{4.148}$$

$$\overline{v_{Cs}(t)} = 1 + q \tag{4.149}$$

A duração deste intervalo finda quando a corrente no indutor L_s atinge o valor igual à corrente $I_c(t)$; desta forma, obtém-se (4.150).

$$\Delta t_{4a\omega} = \overline{I_c(t)} \tag{4.150}$$

Plano de fase do intervalo t_4 a t_a

Seja a equação (4.151).

$$z_{51} = \overline{vCs(t)} + j\overline{iLs(t)} \tag{4.151}$$

Substituindo-se (4.148) e (4.149) em (4.151), obtém-se (4.152).

$$z_{51} = 1 + q + j\omega t \tag{4.152}$$

Segundo intervalo (t_a , t_s)

No instante t_a inicia-se a etapa de recuperação reversa do diodo D_g , conforme mostra a Fig. 4.50. A duração desta etapa é totalmente dependente da tecnologia do diodo grampeador utilizado.

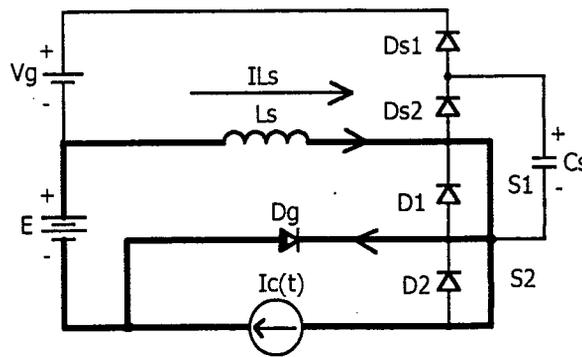


Fig. 4.50 – Etapa correspondente ao intervalo t_a a t_s .

As condições iniciais para este intervalo são: $\begin{cases} iLs(t_a) = Ic(t) \\ vCs(t_a) = E + Vg \end{cases}$

Observa-se que não ocorre alteração topológica neste intervalo em relação ao anterior; assim, as equações (4.146) e (4.147) são válidas para representar as variáveis de estado, repetidas aqui por conveniência.

$$iLs(t) = \frac{E \cdot t}{Ls} \tag{4.153}$$

$$vCs(t) = E + Vg \tag{4.154}$$

Parametrizando a equação (4.153) em relação a z/E e (4.154) em relação a E , obtém-se (4.155) e (4.156), respectivamente.

$$\overline{iLs(t)} = iLs(t) \cdot \frac{z}{E} = \omega \cdot t \tag{4.155}$$

$$\overline{vCs(t)} = 1 + q \tag{4.156}$$

O tempo de duração deste intervalo é dependente do tempo de recuperação reversa do diodo grampeador D_g . Assim, sua duração está representada pela equação (4.157).

$$\Delta t_{5a\omega 0} = t_{rr} \cdot \omega 0 \quad (4.157)$$

Plano de fase do intervalo t_n a t_5

Seja a equação (4.158).

$$z_{52} = \overline{v_{Cs}(t)} + j\overline{i_{LS}(t)} \quad (4.158)$$

Substituindo (4.155) e (4.156) em (4.158), obtém-se (4.159).

$$z_{52} = 1 + q + j\omega t \quad (4.159)$$

A duração total da quinta etapa pode ser determinada pelas equações (4.160) e (4.161).

$$\Delta t_{54\omega 0} = \Delta t_{a4\omega 0} + \Delta t_{5a\omega 0} \quad (4.160)$$

$$\Delta t_{54\omega 0} = \overline{I_c(t)} + t_{rr} \cdot \omega 0 \quad (4.161)$$

Uma aproximação do valor da corrente que circula no indutor L_s ao final desta etapa pode ser determinada, substituindo-se a equação (4.161) em (4.155), obtendo, assim, (4.162).

$$\overline{i_{LS}(t_5)} = \overline{I_c(t)} + t_{rr} \cdot \omega 0 \quad (4.162)$$

Da equação (4.162), o segundo termo é a corrente de recuperação reversa do diodo D_g parametrizada; desta forma, pode-se escrever a equação (4.163).

$$\overline{I_{RRM}} = t_{rr} \cdot \omega 0 \quad (4.163)$$

6ª Etapa de funcionamento (t_5, t_6)

Por não haver modificação no estado topológico desta etapa de funcionamento, a Fig. 4.28 pode representá-la.

$$\text{As condições iniciais para esta etapa são: } \begin{cases} \overline{i_{LS}(t_5)} = \overline{I_c(t)} + I_{RRM} \\ \overline{v_{Cs}(t_5)} = E + V_g \end{cases}$$

Do circuito equivalente da sexta etapa, obtém-se as equações (4.164), (4.165) e (4.166).

$$V_g + L_s \frac{di_{LS}(t)}{dt} + v_{Cs}(t) = 0 \quad (4.164)$$

$$i_{Cs}(t) = C_s \frac{dv_{Cs}(t)}{dt}, \quad i_{Cs}(t) = i_l(t) \quad (4.165)$$

$$i_l(t) = i_{LS}(t) - I_c(t) \quad (4.166)$$

Aplicando a transformada de Laplace às equações (4.164) e (4.166), obtém-se

respectivamente (4.167) e (4.168).

$$vCs(s) = \frac{-E \cdot \omega O^2}{s(s^2 + \omega O^2)} - \frac{I_{RRM} / Cs}{s^2 + \omega O^2} + \frac{E + Vg}{s} \quad (4.167)$$

$$iL(s) = \frac{E / LS}{s^2 + \omega O^2} + \frac{s \cdot I_{RRM}}{s^2 + \omega O^2} \quad (4.168)$$

Transformando as equações (4.167) e (4.168) do domínio da frequência para o domínio do tempo, tem-se (4.169).

$$vCs(t) = Vg + E \cos(\omega ot) - \frac{I_{RRM}}{Cs \cdot \omega O} \text{sen}(\omega ot) \quad (4.169)$$

$$iL(t) = \frac{E}{LS \cdot \omega O} \text{sen}(\omega ot) + I_{RRM} \cos(\omega ot) \quad (4.170)$$

Substituindo (4.170) em (4.166), obtém-se (4.171).

$$iLs(t) = \frac{E}{LS \cdot \omega O} \text{sen}(\omega ot) + I_{RRM} \cos(\omega ot) + Ic(t) \quad (4.171)$$

Parametrizando a equação (4.169) em relação a E, tem-se (4.172).

$$\overline{vCs(t)} = q + \cos(\omega ot) - \text{trr} \cdot \omega O \text{sen}(\omega ot) \quad (4.172)$$

Multiplicando as equações (4.170) e (4.171) pela relação z/E , tem-se (4.173) e (4.174) respectivamente.

$$\overline{iL(t)} = \text{sen}(\omega ot) + \overline{I_{RRM}} \cos(\omega ot) \quad (4.173)$$

$$\overline{iLs(t)} = \text{sen}(\omega ot) + \overline{I_{RRM}} \cos(\omega ot) + \overline{Ic(t)} \quad (4.174)$$

Esta etapa termina quando a tensão no capacitor Cs anula-se; assim, obtém-se as equações (4.175) e (4.176).

$$0 = q + \cos(\omega ot) - \overline{I_{RRM}} \cdot \text{sen}(\omega ot) \quad (4.175)$$

$$\Delta t65\omega O = \pi - \arccos\left(\frac{1}{\sqrt{\overline{I_{RRM}}^2 + 1}}\right) - \arccos\left(\frac{q}{\sqrt{\overline{I_{RRM}}^2 + 1}}\right) \quad (4.176)$$

Substituindo a equação (4.176) em (4.173) e (4.174), tem-se o valor das correntes ao final desta etapa, representado pelas equações (4.177) e (4.178), respectivamente.

$$\overline{I1} = \sqrt{\overline{I_{RRM}}^2 - q^2 + 1} \quad (4.177)$$

$$\overline{iLs(\Delta t65\omega O)} = \sqrt{\overline{I_{RRM}}^2 - q^2 + 1} + \overline{Ic(t)} \quad (4.178)$$

Plano de fase da sexta etapa

Seja a equação (4.179).

$$z_6 = \overline{vCs(t)} + j\overline{iL(t)} \quad (4.179)$$

Substituindo-se (4.172) e (4.174) em (4.179), obtém-se (4.180) e (4.181).

$$z_6 = q + \cos(\omega_0 t) - \overline{I_{RRM}} \text{sen}(\omega_0 t) + j(\text{sen}(\omega_0 t) + \overline{I_{RRM}} \cdot \cos(\omega_0 t) + \overline{Ic(t)}) \quad (4.180)$$

$$z_6 = q + j\overline{Ic(t)} + (1 + \overline{I_{RRM}}) e^{-j\omega_0 t} \quad (4.181)$$

O raio da trajetória do plano de fase está representado pela equação (4.182),

$$R_6 = \sqrt{1 + \overline{I_{RRM}}^2} \quad (4.182)$$

e o centro está representado pela equação (4.183).

$$\sqrt{q^2 + \overline{Ic(t)}^2} \quad (4.183)$$

O equacionamento da sétima etapa é idêntico ao desenvolvido anteriormente, apenas redefine-se a condição inicial I_1 .

Plano de fase resultante

O plano de fase resultante para um período de comutação está apresentado na Fig. 4.51, onde se pode observar a influência da corrente de recuperação reversa no pico de corrente dos interruptores.

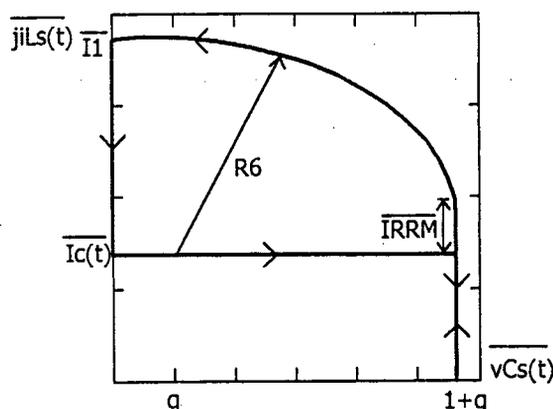


Fig. 4.51 – Plano de fase completo, considerando a corrente de recuperação reversa.

Do plano de fase resultante, obtém-se a equação (4.184) que representa a corrente de pico na indutância L_s , ou seja, o valor máximo da corrente nos interruptores do inversor.

$$\overline{i_{iLs}}_{\text{pico}} = \overline{I_{cp}} + \sqrt{1 + \overline{I_{RRM}}^2} \quad (4.184)$$

4.9 - METODOLOGIA DE PROJETO PARA ESCOLHA DOS ELEMENTOS DO GRAMPEADOR

Para se realizar o projeto dos elementos do grampeador, pode-se utilizar a seguinte metodologia, baseada nas referências [19], [21], [22] e nas equações desenvolvidas nos capítulos anteriores.

Os valores da indutância L_s e da capacitância C_s são definidos pelas derivadas de corrente e de tensão, almejadas nos interruptores.

a) O valor da capacitância C_s deve ser o menor possível para reduzir o intervalo de tempo Δt_{21} , desde que não comprometa as perdas no bloqueio do interruptor. Assim, tem-se a equação (4.185).

$$C_s = \frac{iL_s}{dv/dt} \tag{4.185}$$

b) A indutância L_s deve ter seu valor minimizado para reduzir a circulação de energia reativa. A sua presença, em função de todos os outros parâmetros do inversor e do grampeador, limita o máximo valor do índice de modulação M_i , conforme Fig. 4.46. Baseado na publicação de Andersen [21], o mínimo valor da indutância L_s , em que as perdas durante a entrada em condução do interruptor são reduzidas a zero, pode ser definido pela equação (4.186). A Fig. 4.52 mostra a influência do indutor L_s nas perdas de comutação durante a entrada em condução, comparadas à escolha correta do valor da indutância.

$$L_s \geq \frac{U \cdot tr_{INT}}{I_{INT}} \tag{4.186}$$

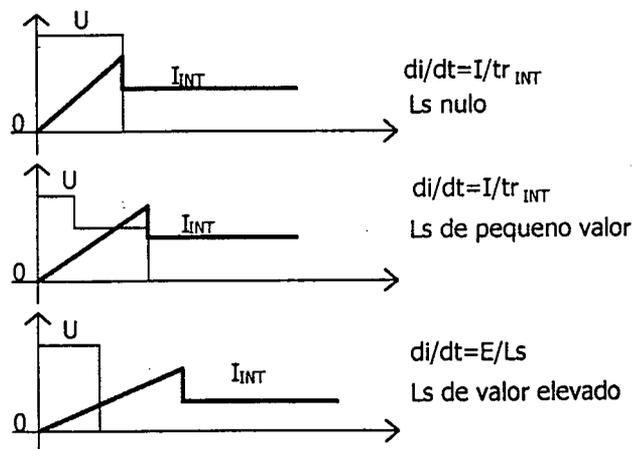


Fig. 4.52 – Contribuição do indutor L_s na redução das perdas durante a entrada em condução dos interruptores.

O tempo tr_{INT} é o máximo tempo de crescimento da corrente de coletor do interruptor, obtido no catálogo do fabricante. Os parâmetros I_{INT} e U são a corrente e a tensão, respectivamente, que indicam as condições nas quais foi mensurado o tempo tr_{INT} . Deve-se atentar para o fato de que o tempo tr_{INT} é medido de 10% a 90% da corrente I_{INT} ; desta forma, deve-se aplicar o fator de correção 1,2 à equação (4.186), obtendo-se (4.187).

$$L_S \geq \frac{U \cdot tr_{INT} \cdot 1,2}{I_{INT}} \quad (4.187)$$

De acordo com Péres [19], outro fator importante a ser considerado na determinação do valor da indutância L_S é a corrente de recuperação reversa dos diodos $Dg1$ e $Dg2$, onde o pico de corrente nos interruptores é dependente do tempo de recuperação reversa dos diodos, conforme pôde ser verificado anteriormente. Assim, pode-se obter o valor otimizado da indutância L_S , definindo-se o valor máximo aceitável de corrente. Pode-se prever, para esta grandeza, o valor da corrente de curto circuito do equipamento a ser alimentado pelo inversor e, desta forma, tem-se a equação (4.188).

$$I_{LS} = k \cdot I_{cp} \quad (4.188)$$

I_{cp} é a corrente de pico na carga em regime normal de funcionamento, k é o percentual de acréscimo de corrente em caso de curto circuito no equipamento alimentado pelo inversor.

A equação (4.174) descreve a evolução da corrente na indutância, levando-se em consideração a corrente de recuperação reversa dos diodos grampeadores. Dividindo-se esta equação pela corrente de pico na carga I_{cp} , obtém-se (4.189).

$$G = zn \cdot \text{sen}(\omega o \cdot t) + r \cdot \text{cos}(\omega o \cdot t) + 1 \quad (4.189)$$

Onde:

G é a relação entre as correntes máximas que circulam através do indutor L_S ;

zn é a relação entre a impedância equivalente do inversor (E/I_{cp}) e z ;

r é a relação entre a corrente de recuperação reversa do diodo e a corrente I_{cp} .

Igualando-se a derivada primeira da equação (4.189) a zero, obtém-se (4.190) que é o instante em que a mesma atinge seu valor máximo.

$$\omega o t = \arctan\left(\frac{zn}{r}\right) \quad (4.190)$$

Substituindo-se (4.189) em (4.190), obtém-se (4.191), representada graficamente na Fig. 4.53.

$$G = zn \cdot \text{sen} \left(\arctan \left(\frac{zn}{r} \right) \right) + r \cdot \cos \left(\arctan \left(\frac{zn}{r} \right) \right) + 1 \quad (4.191)$$

Utilizando-se o ábaco da Fig. 4.53, pode-se definir um valor apropriado para a máxima corrente que circula no indutor L_s , através da escolha adequada dos valores de IRRM e de zn . Com estes parâmetros e com o auxílio da equação (4.192), obtém-se L_s e C_s .

$$L_s = \frac{E}{\text{IRRM}} \cdot \text{trr} \quad (4.192)$$

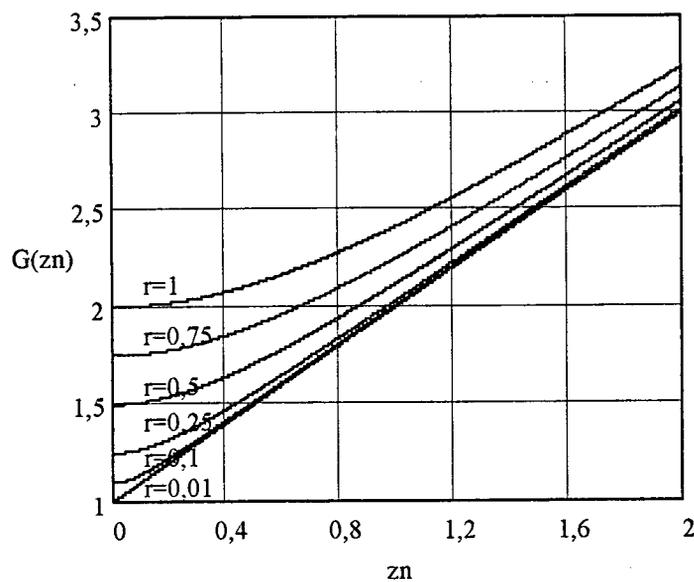


Fig. 4.53 – Corrente máxima em L_s parametrizada em função de zn , tendo r como parâmetro.

c) Como se trata de modulação a três níveis, ocorre entrega de energia à fonte V_g somente durante meio período de modulação e, tem-se, como consequência, a elevação da tensão no capacitor C_g , de um valor $V_{\text{mín}}$ à $V_{\text{máx}}$. Assim, tem-se a equação da ondulação da tensão V_g (4.193) e seu valor médio (4.194).

$$\Delta V_g = V_{g_{\text{máx}}} - V_{g_{\text{mín}}} \quad (4.193)$$

$$V_g = \frac{V_{g_{\text{máx}}} + V_{g_{\text{mín}}}}{2} \quad (4.194)$$

A energia necessária para causar a elevação da tensão sobre o capacitor está representada pela equação (4.195). A equação (4.196) representa a energia entregue à fonte V_g durante meio período de modulação.

$$E_{C_g} = \frac{1}{2} C_g \cdot (V_{g_{\text{máx}}}^2 - V_{g_{\text{mín}}}^2) \quad (4.195)$$

$$EV_g = \frac{P_g}{2.f} \quad (4.196)$$

Das equações (4.193) à (4.194), obtém-se (4.197), que fornece o valor aproximado da mínima capacitância necessária para atender ao máximo valor de ondulação ΔV_g .

$$C_g = \frac{P_g}{2.f.V_g.\Delta V_g} \quad (4.197)$$

Devido às limitações tecnológicas, deve-se determinar a corrente eficaz no capacitor C_g . Com este parâmetro definido, respeitando os esforços térmicos do mesmo, é provável que a capacitância C_g venha a ser redefinida para um valor superior ao fornecido pela equação (4.197).

Por último, determina-se o valor da resistência R_g , a partir da potência P_g e da tensão V_g .

$$R_g = \frac{V_g^2}{P_g} \quad (4.198)$$

Nas situações em que for utilizado o resistor R_g para dissipar a energia do grampeador, ou seja, esta não for regenerada, sabe-se que, quando for retirada a carga do inversor, este continuará dissipando energia conforme visto anteriormente. Assim, pode-se determinar o novo valor para a tensão média V_g e a potência dissipada como segue.

Sabe-se que:

$$q = \overline{R_g.IV_{gmed}} \quad (4.199)$$

Substituindo a equação (4.54) em (4.199), obtém-se (4.200), que representa a nova relação entre a tensão V_g e a tensão E .

$$q = \frac{1}{8\pi} \left(\overline{R_g.\mu_0} + \sqrt{\overline{R_g.\mu_0}(\overline{R_g.\mu_0} + 16\pi)} \right) \quad (4.200)$$

4.10 - CÁLCULO DAS PERDAS DURANTE A COMUTAÇÃO DOS INTERRUPTORES DO INVERSOR

As perdas durante as comutações dos interruptores do inversor Três Níveis tornaram-se bastante favoráveis com a utilização do *smubber* estudado. Entretanto, devido a algumas limitações tecnológicas, como, por exemplo, a corrente de cauda presente no bloqueio dos semicondutores de potência do tipo IGBT e a recuperação reversa dos diodos,

as perdas ainda existentes não podem ser desprezadas, apesar de reduzidas. A Fig. 4.54 mostra as formas da tensão de coletor V_{ce} e da corrente de coletor I_c idealizadas, durante o bloqueio de interruptores do tipo IGBT aplicados ao inversor com *snubber*. Sabe-se porém, que a forma de onda da corrente durante o bloqueio de um transistor IGBT depende de sua tecnologia, e que o formato exponencial utilizado na representação, trata-se apenas de uma aproximação. Evidencia-se o fato de que, devido à corrente de cauda do semiconductor, ocorre simultaneidade entre a tensão e a corrente durante o bloqueio do mesmo, havendo, desta forma, perdas por comutação. Nesta seção, são desenvolvidas equações para determinar as perdas por comutação em todos os semicondutores do inversor.

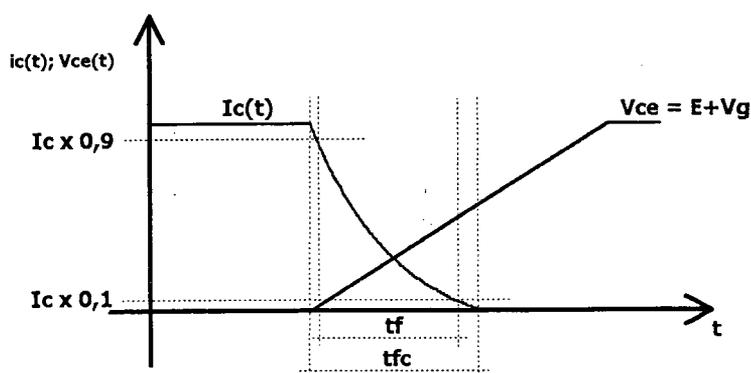


Fig. 4.54 – Bloqueio dos interruptores do tipo IGBT aplicados ao inversor com *snubber*.

4.10.1 - PERDAS POR COMUTAÇÃO NOS INTERRUPTORES S1 E S4

O comportamento da tensão e da corrente durante o bloqueio dos interruptores S1 e S4 é igual, assim, as equações que serão determinadas para o interruptor S1 também são válidas para o interruptor S4.

A partir do catálogo do fabricante do semiconductor, obtém-se o tempo de decrescimento da corrente de coletor t_f , medido durante a variação de 90% a 10% da corrente total. Aplicando-se um fator de correção de 1,2, tem-se uma aproximação do tempo total de decrescimento, representado pela equação (4.201).

$$t_{fc} = t_f \cdot 1,2 \quad (4.201)$$

Considerando-se que a corrente de coletor possua uma característica exponencial de decrescimento (Fig. 4.54), pode-se representar sua evolução através da equação (4.202).

$$i_c(t) = I_c(t) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4.202)$$

A corrente de coletor do interruptor varia do valor $I_c(t)$ até 1 % deste mesmo valor. Assim, determina-se a constante de amortecimento da função, conforme (4.203).

$$\tau = \frac{t_{fc}}{\ln(I_c(t)) - \ln(0,01 \cdot I_c(t))} \quad (4.203)$$

A energia envolvida durante a comutação é calculada através da integração da potência instantânea, representada pelas equações (4.204) e (4.205).

$$W_{I_{S1}} = \int_0^{t_{fc}} \frac{(E + V_g) \cdot t}{\Delta t_{21}} \cdot I_c(t) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4.204)$$

$$W_{I_{S1}} = \frac{(E + V_g) \cdot I_c(t) \cdot \tau}{\Delta t_{21}} \left(\tau - (t_{fc} + \tau) \cdot e^{-\frac{t_{fc}}{\tau}} \right) \quad (4.205)$$

onde:

$$\Delta t_{21} = \frac{C_s(E + V_g)}{I_{cp} \cdot \text{sen}(\omega t)} \quad (4.206)$$

A corrente $I_c(t)$ varia senoidalmente durante um período de modulação. Assim, a energia média durante este período pode ser determinada pelas equações (4.207) e (4.208).

$$W_{S1} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi-\theta} I_{cp} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \frac{(E + V_g) \cdot \tau}{\Delta t_{21}} \left(\tau - (t_{fc} + \tau) \cdot e^{-\frac{t_{fc}}{\tau}} \right) d\omega t \quad (4.207)$$

$$W_{S1} = \frac{I_{cp}^2}{2\pi \cdot C_s} \cdot \tau \cdot \left(\tau - (t_{fc} + \tau) \cdot e^{-\frac{t_{fc}}{\tau}} \right) \cdot \left(\frac{\pi - \theta}{2} - \frac{1}{4} \text{sen}(2 \cdot (\pi - \theta)) \right) \quad (4.208)$$

A potência total dissipada durante as comutações é calculada, multiplicando-se a equação (4.208) pela frequência de comutação, de acordo com a equação (4.209).

$$P_{com_{S1,S4}} = \frac{I_{cp}^2}{2\pi \cdot C_s} \cdot \tau \cdot \left(\tau - (t_{fc} + \tau) \cdot e^{-\frac{t_{fc}}{\tau}} \right) \cdot \left(\frac{\pi - \theta}{2} - \frac{1}{4} \text{sen}(2 \cdot (\pi - \theta)) \right) \cdot f_c \quad (4.209)$$

Esta equação demonstra que as perdas de comutação durante o bloqueio do interruptor dependem apenas da derivada de crescimento da tensão V_{ce} , (controlada pela capacitância C_s) e da tecnologia do semiconductor empregado. As perdas durante a entrada em condução do interruptor, por serem muito baixas, podem ser desconsideradas.

4.10.2 - PERDAS POR COMUTAÇÃO NOS INTERRUPTORES S2 E S3

As perdas por comutação, nestes interruptores, são menores do que nos interruptores externos (S1 e S4), pois só ocorrem no intervalo em que a carga esteja

devolvendo energia para a fonte de entrada do inversor. As equações (4.210) e (4.211) representam respectivamente a energia e a potência dissipada pelos interruptores durante o bloqueio. As perdas, devido a entrada em condução destes interruptores, também podem ser desconsideradas.

$$W_{S2} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\pi-\theta}^{\pi} I_{cp} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \frac{(E + Vg) \cdot \tau}{\Delta t_{21}} \cdot \left(\tau - (t_{fc} + \tau) \cdot e^{-\frac{t_{fc}}{\tau}} \right) d\omega t \quad (4.210)$$

$$P_{com_{S2,S3}} = \frac{I_{cp}^2}{2\pi \cdot C_S} \cdot \tau \cdot \left(\tau - (t_{fc} + \tau) \cdot e^{-\frac{t_{fc}}{\tau}} \right) \cdot \left(\frac{\theta}{2} - \frac{1}{4} \text{sen}(2 \cdot (\pi - \theta)) \right) \cdot f_c \quad (4.211)$$

4.10.3 - PERDAS POR COMUTAÇÃO NOS DIODOS GRAMPEADORES

A Fig. 4.55 mostra o bloqueio idealizado dos diodos grampeadores. Observa-se que as curvas são idealizadas, a fim de facilitar o equacionamento que está apresentado de (4.212) à (4.215).

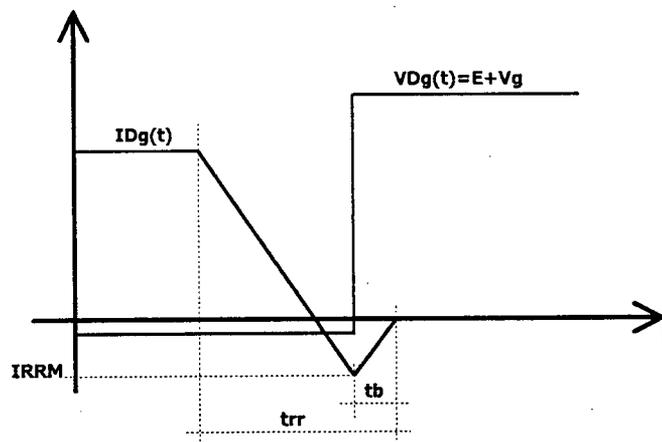


Fig. 4.55 – Bloqueio idealizado dos diodos grampeadores.

$$W_{DG} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\theta} \int_0^{tb} (E + Vg) \cdot IRRM \cdot \left(1 - \frac{t}{tb} \right) dt d\omega t \quad (4.212)$$

Onde:

$$tb \cong \frac{1}{3} \cdot trr \quad (4.213)$$

$$IRRM = \frac{E}{L_S} \cdot trr \quad (4.214)$$

Substituindo-se (4.213) e (4.214) em (4.212), tem-se (4.215) que representa as perdas devido às comutações nos interruptores dos diodos grampeadores.

$$P_{Dg1,2} = \frac{1}{12\pi} (E + Vg) \cdot \frac{E}{L_S} \cdot t_{rr}^2 \cdot fc(\pi - \theta) \quad (4.215)$$

4.10.4 - PERDAS POR COMUTAÇÃO NOS DIODOS EM ANTI-PARALELO COM OS INTERRUPTORES (D1 A D4)

As perdas por comutação que ocorrem nos diodos que estão em anti-paralelo com os interruptores não são elevadas, pois ocorrem somente durante o intervalo de tempo em que a carga devolve energia para a fonte. O equacionamento é realizado, baseado nas mesmas diretrizes utilizadas para obter as equações das perdas nos diodos grampeadores. Entretanto, o período de integração para o cálculo do valor médio, durante um período da moduladora, é relativo ao ângulo θ . A equação (4.216) representa as perdas devido ao bloqueio destes diodos.

$$P_{comD1,D2,D3,D4} = \frac{1}{12\pi} (E + Vg) \cdot \frac{E}{L_S} \cdot t_{rr}^2 \cdot fc \cdot \theta \quad (4.216)$$

4.10.5 - PERDAS POR COMUTAÇÃO NOS DIODOS DO *SNUBBER*

Nesta seção são determinadas as perdas devido à comutação nos diodos do *snubber*. Com o auxílio da Fig. 4.30 e da descrição das etapas de funcionamento, pode-se perceber que ocorrem dois bloqueios em cada diodo por período de comutação. As perdas para os diodos do semi-braço inferior são as mesmas dos diodos do semi-braço superior. Calculando-se a energia média durante um período de comutação e durante um período de modulação, obtém-se a equação (4.217) que expressa as perdas de potência durante o bloqueio destes diodos.

$$P_{comDs_{1,2,3,4}} = \frac{1}{6} \cdot Vg \cdot \frac{E}{L_S} \cdot t_{rr}^2 \cdot fc \quad (4.217)$$

CAPÍTULO 5

EXEMPLO DE PROJETO, SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO INVERSOR TRÊS NÍVEIS COM *SNUBBER*

5.1 - INTRODUÇÃO

É objetivo deste capítulo a concepção de um exemplo de projeto de um inversor Três Níveis de 10 kVA, utilizando a técnica passiva de auxílio à comutação, estudada anteriormente. Inicialmente, apresentam-se os cálculos e especificações dos componentes utilizados. Após, serão mostradas as simulações numéricas do inversor, utilizando os próprios modelos ou similares dos componentes reais anteriormente especificados. Estas simulações são realizadas com o intuito de validar o equacionamento realizado nos capítulos anteriores. Os resultados experimentais serão obtidos a partir de um protótipo montado em laboratório, o qual utiliza os componentes especificados, operando em malha aberta. O circuito de comando utilizado também é apresentado.

Após a obtenção dos resultados experimentais, os fenômenos principais, ocorridos devido às não idealidades encontradas em laboratório, serão explorados e explicados através de simulações.

5.2 - EXEMPLO DE PROJETO

O inversor Três Níveis será alimentado através de retificadores trifásicos e independentes, a fim de evitar problemas com o desbalanceamento dos capacitores de entrada. Outras soluções são apresentadas nas literaturas [23], [24] e [25], entretanto fogem do escopo deste trabalho. A tensão de saída dos estágios retificadores é de 400 V, ou seja, a tensão de barramento do inversor passa a ser de 800 V. A carga será composta de uma indutância de 6 mH e um banco de resistências de 4,2 Ω . A fim de se obter uma tensão senoidal sobre a carga livre das componentes harmônicas de alta frequência, utiliza-se um filtro LC, dimensionado, baseando-se no equacionamento apresentado em [10].

O inversor é, então, projetado para as seguintes especificações:

5.2.1 - ESPECIFICAÇÕES

- Tensão de entrada: $V_i = 800 \text{ V}$
- Tensão eficaz de saída: $V_o = 220 \text{ V}$
- Frequência de comutação: $f_c = 20 \text{ kHz}$
- Frequência da tensão de saída: $f = 60 \text{ Hz}$
- Potência do inversor: $S = 10 \text{ kVA}$
- Tensão de grampeamento: $V_g = 70 \text{ V}$
- Variação da tensão de grampeamento: $\Delta V_g = 5 \text{ V}$

Apesar do protótipo do inversor operar em malha aberta, serão consideradas, no projeto, as possíveis variações no índice de modulação e no fator de potência da carga, variando entre o valor máximo igual a um e mínimo igual a zero.

- Fator de deslocamento nominal da carga: $F_{\text{desl}} = 0,88$
- Índice de modulação nominal:

O índice de modulação do ponto de operação é determinado pela expressão (5.1).

$$M_i = 2\sqrt{2} \cdot \frac{V_o}{V_i} \quad (5.1)$$

$$M_i = 0,778 \quad (5.2)$$

5.2.2 - GRANDEZAS GERAIS

Corrente eficaz da carga:

$$I_{c_{\text{ef1}}} = \frac{S}{V_{ab1_{\text{ef}}}} = \frac{10000}{220} = 45,45 \text{ A} \quad (5.3)$$

Corrente de pico da carga:

$$I_{cp} = I_{c_{\text{ef1}}} \cdot \sqrt{2} = 64,28 \text{ A} \quad (5.4)$$

Ângulo de deslocamento da carga:

$$\theta = a \cos F_{\text{desl}} = a \cos(0,88) = 28,4 \quad (5.5)$$

Relação entre a tensão de grampeamento e a metade da tensão de entrada:

$$q = \frac{V_g}{E} = 0,175 \quad (5.6)$$

5.2.3 - ESFORÇOS DE CORRENTE NOS INTERRUPTORES DE POTÊNCIA

Os esforços de corrente são determinados nesta seção, utilizando-se os ábacos do

capítulo 4. O cálculo dos valores de pico das correntes que circulam através do interruptores será determinado após o cálculo dos parâmetros do *smubber*.

Corrente média nos interruptores S1 e S4

A máxima corrente média nestes interruptores ocorre para o valor máximo do índice de modulação ($M_i=1$) e para o menor ângulo de deslocamento entre a tensão e a corrente fundamentais da carga ($\theta=0$). Substituindo-se estes parâmetros, na Fig. 3.7, obtém-se (5.7) e (5.8).

$$\overline{IS_{1,4med}} = 0,25 \quad (5.7)$$

$$IS_{1,4med} = \overline{IS_{1,4med}} \times I_{cp} = 0,25 \times 64,3 = 16 \text{ A} \quad (5.8)$$

Corrente eficaz nos interruptores S1 e S4

Seguindo o mesmo procedimento anterior, utiliza-se a Fig. 3.8, como segue:

$$\overline{IS_{1,4ef}} = 0,46 \quad (5.9)$$

$$IS_{1,4ef} = \overline{IS_{1,4ef}} \times I_{cp} = 0,46 \times 64,3 = 29,6 \text{ A} \quad (5.10)$$

Corrente média nos interruptores S2 e S3

A partir da Fig. 3.9, obtém-se:

$$IS_{2,3med} = \overline{IS_{2,3med}} \times I_{cp} = 0,32 \times 64,3 = 20,5 \text{ A} \quad (5.11)$$

Corrente eficaz nos interruptores S2 e S3

Da Fig. 3.10 obtém-se (5.12).

$$IS_{2,3ef} = \overline{IS_{2,3ef}} \times I_{cp} = 0,5 \times 64,3 = 32,15 \text{ A} \quad (5.12)$$

Corrente média nos diodos grampeadores

$$ID_{g1,2med} = \overline{ID_{g1,2med}} \times I_{cp} = 0,32 \times 64,3 = 20,5 \text{ A} \quad (5.13)$$

Corrente eficaz nos diodos grampeadores

$$ID_{g1,2ef} = \overline{ID_{g1,2ef}} \times I_{cp} = 0,5 \times 64,3 = 32,1 \text{ A} \quad (5.14)$$

Corrente média nos diodos de roda livre

$$ID_{1,2,3,4med} = \overline{ID_{1,2,3,4med}} \times I_{cp} = 0,08 \times 64,3 = 5,1 \text{ A} \quad (5.15)$$

Corrente eficaz nos diodos de roda livre

$$ID_{1,2,3,4ef} = \overline{ID_{1,2,3,4ef}} \times I_{cp} = 0,23 \times 64,3 = 14,8 \text{ A} \quad (5.16)$$

5.2.4 - ESPECIFICAÇÃO DOS INTERRUPTORES DO INVERSOR

Com base nas correntes médias e eficazes calculadas, é possível efetuar uma pré-escolha dos interruptores que serão utilizados no inversor, pois ainda não se tem conhecimento da corrente de pico a qual são submetidos. Assim, os interruptores adotados são do tipo IGBT, do fabricante *International Rectifier*, código GA200SA60U, que possui as seguintes características:

$$V_{ce} = 600 \text{ V} \quad V_{cesat_s} = 1 \text{ V @ } T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$t_{r_s} = 75 \text{ ns @ } U_s = 480 \text{ V; } I_{c_s} = 100 \text{ A; @ } T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$t_{f_s} = 460 \text{ ns @ } U_s = 480 \text{ V; } I_{c_s} = 100 \text{ A; @ } T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$I_c = 50 \text{ A @ } T_c = 125 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$R_{thjcS} = 0,25 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad R_{thcdS} = 0,05 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Observa-se que a capacidade de corrente deste interruptor é deveras superior ao valor necessário (50 @ $T_c = 125 \text{ }^\circ\text{C}$), entretanto, este será utilizado devido à disponibilidade em laboratório.

Os diodos do estágio de potência utilizados são do mesmo fabricante, sob o código HFA120FA60, que possuem as seguintes características:

$$V_R = 600 \text{ V} \quad I_F = 40 \text{ A}$$

$$t_{rr_{Dg}} = 140 \text{ nS} \quad V_F = 1,3 \text{ V @ } T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$R_{thjcDg} = 0,70 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad R_{thcdDg} = 0,05 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

5.2.5 - CÁLCULO DOS COMPONENTES DO *SNUBBER*

Com base na metodologia de projeto apresentada no capítulo 4, pode-se determinar o valor dos componentes do *snubber*, como segue:

Escolhendo-se $z_n = 0,65$ e $r = 0,25$ no ábaco da Fig. 4.53, tem-se (5.17).

$$I_{RRM} = I_{cp} \times r = 64,3 \times 0,25 = 16 \text{ A} \quad (5.17)$$

Cálculo da mínima indutância do indutor ressonante

$$L_{s \min} = \frac{U_s \cdot t_{rs} \cdot 1,2}{I_{c_s}} = \frac{460,79 \cdot 10^{-9}}{100} = 345 \text{ nH} \quad (5.18)$$

Cálculo do valor da indutância do indutor ressonante

$$L_s = \frac{E}{\text{IRRM}} \cdot t_{rrDg} = \frac{400 \times 140 \times 10^{-9}}{16} = 3,5 \text{ } \mu\text{H} \quad (5.19)$$

Será adotada uma indutância de 4 μH .

Cálculo do valor do capacitor ressonante

$$C_s = \left(\frac{I_{cp} \times z_n}{E} \right)^2 \times L_s = \left(\frac{64,3 \times 0,65}{400} \right)^2 \times 4 \times 10^{-6} = 43,7 \text{ nF} \quad (5.20)$$

Assim, escolhe-se o valor comercial próximo para o capacitor ressonante, que é igual a 47 nF.

Grandezas gerais

Determinados os valores dos componentes ressonantes do *snubber*, pode-se calcular a frequência de ressonância, a relação entre frequências e a impedância característica, conforme apresentado em (5.21), (5.22) e (5.23).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s \cdot C_s}} = \frac{1}{2 \times \pi \sqrt{4 \cdot 10^{-6} \times 47 \cdot 10^{-9}}} = 367 \text{ kHz} \quad (5.21)$$

$$\mu_0 = \frac{f_c}{f_0} = \frac{20000}{367 \cdot 10^3} = 0,054 \quad (5.22)$$

$$z = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 10^{-6}}{47 \cdot 10^{-9}}} = 9,2 \text{ } \Omega \quad (5.23)$$

5.2.6 - POTÊNCIA MÉDIA DISSIPADA NO RESISTOR R_G PARA OPERAÇÃO COM CARGA NOMINAL

A partir do ábaco da Fig. 4.38, determina-se a potência dissipada em um semi-brço do inversor, para operação com carga nominal.

$$P_{Vg} = \overline{P_{Vg}} \times \frac{E^2}{z} = \frac{0,0054 \times 400^2}{9,2} = 93 \text{ W} \quad (5.24)$$

5.2.7 - CÁLCULO DO CAPACITOR DE GRAMPEAMENTO

A capacitância mínima necessária para atender ao critério da ondulação de corrente é determinada pela equação (5.25).

$$C_g = \frac{PV_g}{2.f.V_g.\Delta V_g} = \frac{93}{2 \times 60 \times 70 \times 5} = 2,22 \cdot 10^{-3} \text{ F} \quad (5.25)$$

Com o objetivo de não ultrapassar os limites térmicos do componente, deve-se determinar a corrente eficaz que nele circula, conforme segue:

Dos ábacos das correntes eficazes no capacitor, obtém-se (5.26).

$$IC_{g_{ef}} = \overline{IC_{g_{ef}}} \times \frac{E}{Z} = 0,15 \times \frac{400}{9,2} = 6,5 \text{ A} \quad (5.26)$$

Devido à temperatura ambiente e ao tempo de operação a que estará sujeito o protótipo, será utilizado apenas um capacitor eletrolítico de 2.200 μF / 100 V. Entretanto, em projetos onde o tempo de vida estimado deva ser controlado a fim de se atender ao critério da corrente eficaz, pode-se associá-los em paralelo.

5.2.8 - CORRENTES DE PICO E EFICAZ NOS INDUTORES RESSONANTES

Corrente eficaz

A corrente eficaz que circula através dos indutores ressonantes pode ser obtida através da Fig. 4.44 ou da Fig. 4.45. Observa-se que a corrente de carga tem a maior influência na corrente eficaz do indutor. Dos ábacos, obtém-se:

$$ILS_{ef} = \overline{ILS_{ef}} \times \frac{E}{Z} = 0,7 \times \frac{400}{9,2} = 30 \text{ A} \quad (5.27)$$

Valor de pico da corrente

A corrente de pico nos indutores é dada pela equação abaixo:

$$IL_{spico} = \overline{IL_{spico}} \times \frac{E}{Z} = \overline{I_{cp}} + \sqrt{1 + \overline{IRRM}^2} = 1,48 + \sqrt{1 + 0,003^2} \times \frac{400}{9,2} = 107,8 \text{ A} \quad (5.28)$$

5.2.9 - CÁLCULO DO RESISTOR R_G

$$R_g = \frac{V_g^2}{PV_g} = \frac{70^2}{93} = 52,5 \Omega \quad (5.29)$$

Utilizando um valor comercial, tem-se R_g igual a 50 Ω / 100 W.

Após a adoção do valor comercial, pode-se calcular o novo valor para as tensões de grampeamento.

Para operação a vazio:

$$q = \frac{1}{8\pi} \left(\overline{Rg} \cdot \mu o + \sqrt{\overline{Rg} \cdot \mu o (\overline{Rg} \cdot \mu o + 16\pi)} \right) = \frac{1}{8\pi} \left(5,430,54 + \sqrt{5,430,54(5,430,54 + 16\pi)} \right) = 0,164 \quad (5.30)$$

$$Vg = 66 \text{ V} \quad (5.31)$$

Para operação com carga:

$$q = \frac{1}{2} \frac{\left(2 \cdot \overline{Rg} \cdot \mu o + \sqrt{2 \cdot \overline{Rg} \cdot \mu o \left(-8\pi \cdot \overline{Icp}^2 - 16\pi + \overline{Rg} \cdot \mu o \cdot \overline{Icp}^2 \right)} \right)}{8\pi + \overline{Rg} \cdot \mu o} \quad (5.32)$$

$$q = \frac{1}{2} \frac{\left(2 \cdot 5,40,054 + \sqrt{2 \cdot 5,40,054 \left(-8\pi \cdot 1,48^2 - 16\pi + 5,40,054 \cdot 1,48^2 \right)} \right)}{8\pi + 5,40,054} = 0,17 \quad (5.33)$$

$$Vg = 68,125 \text{ V} \quad (5.34)$$

5.2.10 - POTÊNCIA MÉDIA DISSIPADA NO RESISTOR RG PARA OPERAÇÃO A VAZIO

Substituindo-se os parâmetros necessários no ábaco representado pela Fig. 4.16, obtém-se a potência dissipada pelo *snubber* durante a operação a vazio do inversor, conforme abaixo:

$$PVg = \overline{PVg} \times \frac{E^2}{z} = \frac{0,005 \times 400^2}{9,2} = 87 \text{ W} \quad (5.35)$$

Observa-se que esta é a potência dissipada por apenas um resistor do *snubber*, sendo que a potência total dissipada passa a ser o dobro.

Verifica-se que, para os parâmetros escolhidos, as potências dissipadas a vazio e a plena carga são praticamente iguais. Ressalta-se que isto não significa que, para potências menores do que a nominal, a potência dissipada com a carga não possa ser menor do que a potência durante a operação a vazio, já que os estados topológicos do *snubber* são diferentes.

5.2.11 - CORRENTES MÉDIA E DE PICO NOS DIODOS DO SNUBBER

Corrente de pico repetitiva pelos diodos do *snubber*

Dependendo da combinação dos parâmetros utilizados no projeto do *snubber*, a corrente de pico que circula através dos diodos é a própria corrente de pico da carga.

Entretanto, pode-se ter um valor maior do que este, devido à ressonância dos componentes. Assim, utiliza-se a equação que resultar no maior valor, como segue:

$$IDS_{n_{pico}} = \frac{E}{Z} = \frac{400}{9,2} = 43,48 \text{ A} \quad (5.36)$$

$$IDS_{n_{pico}} = I_{cp} = 64,3 \text{ A} \quad (5.37)$$

Neste caso, utilizar-se-á (5.37).

Corrente média pelos diodos do *snubber*

Tomando-se o valor intermediário obtido da Fig. 4.34 e da Fig. 4.35, tem-se:

$$IDS_{n_{med}} = \overline{IDS_{n_{med}}} \times \frac{E}{Z} = 0,030 \times \frac{400}{9,2} = 1,3 \text{ A} \quad (5.38)$$

5.2.12 - TENSÃO REVERSA SOBRE OS DIODOS DO *SNUBBER*

Tensão reversa sobre os diodos Ds1 e Ds4

$$VRRMDS_{1,4} = V_g = 70 \text{ V} \quad (5.39)$$

Tensão reversa sobre os diodos Ds2 e Ds3

$$VRRMDS_{2,3} = V_g + E = 70 + 400 = 470 \text{ V} \quad (5.40)$$

5.2.13 - ESPECIFICAÇÃO DOS DIODOS DO *SNUBBER*

Com base nos parâmetros calculados, serão adotados diodos do tipo ultra-rápido, do fabricante *International Rectifier*, código HFA25PB60, que possuem as seguintes características:

$$I_F = 25 \text{ A @ } T_c = 100 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$V_R = 600 \text{ V} \quad I_{FRM} = 100 \text{ A}$$

$$trr_{Dsn} = 120 \cdot 10^{-9} \text{ s} \quad V_{F_{Dsn}} = 2 \text{ V}$$

$$R_{thjcDsn} = 0,87 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad R_{thcdDsn} = 0,25 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Por conveniência, todos os 4 diodos utilizados são de mesma tensão, sendo que, estes foram selecionados pela corrente de pico máxima a que serão submetidos.

5.2.14 - CORRENTE DE PICO NOS INTERRUPTORES DO INVERSOR

A corrente de pico a que ficam submetidos os interruptores do inversor é a própria corrente de pico que circula através do indutor ressonante.

Corrente de pico nos interruptores comandados

$$I_{S_{\text{pico}}} = I_{L_{\text{spico}}} = 107,8 \text{ A} \quad (5.41)$$

Corrente de pico nos diodos grampeadores

$$I_{Dg_{\text{pico}}} = I_{L_{\text{spico}}} = 107,8 \text{ A} \quad (5.42)$$

5.2.15 - PROJETO DOS RETIFICADORES DE ENTRADA

Para fornecer energia ao inversor, serão utilizados dois retificadores trifásicos em Ponte de Graetz com filtro capacitivo; nesta seção, é efetuado o dimensionamento dos mesmos.

Corrente média de saída

$$I_{\text{out}_{\text{med}}} = \frac{P_{\text{out}}}{V_{\text{out}}} = \frac{5000}{400} = 12,5 \text{ A} \quad (5.43)$$

Corrente média dos diodos

$$I_{Dr_{\text{med}}} = \frac{I_{\text{out}_{\text{med}}}}{3} = 4,2 \text{ A} \quad (5.44)$$

Corrente eficaz dos diodos

$$I_{Dr_{\text{ef}}} = \frac{I_{\text{out}_{\text{med}}}}{\sqrt{3}} = 7,2 \text{ A} \quad (5.45)$$

Tensão de pico repetitiva aplicada sobre os diodos

$$V_{Dp} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in_{\text{ef}}} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot 160 = 400 \text{ V} \quad (5.46)$$

Baseando-se nos resultados obtidos, especifica-se a ponte retificadora do fabricante Semikron, código SKB30/08A1, que possui as seguintes características, necessárias ao cálculo das perdas:

$$V_{TO} = 1,2 \text{ V}$$

$$r_{tR} = 12 \text{ m}\Omega$$

$$R_{thjcDPR} = 0,7 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

$$R_{thcdDPR} = 0,1 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

5.2.16 - CÁLCULO TÉRMICO - PERDAS

Perdas em condução nos interruptores S1 e S4

$$P_{con_{S1,4}} = IS_{1,4med} \times V_{cesat_s} = 16 \times 1 = 16 \text{ W} \quad (5.47)$$

Perdas de comutação em S1 e S4

$$\tau = \frac{t_{fc}}{\ln(I_{c_s}) - \ln(0,01.I_{c_s})} \quad (5.48)$$

$$\tau = \frac{450 \times 10^{-9} \times 1,2}{\ln(100) - \ln(0,01.100)} = 1,173 \times 10^{-7} \quad (5.49)$$

$$P_{com_{S1,S4}} = \frac{I_{cp}^2}{2\pi.CS} \cdot \tau \cdot \left(\tau - (t_{fc} + \tau) \cdot e^{-\frac{t_{fc}}{\tau}} \right) \cdot \left(\frac{\pi - \theta_{min}}{2} - \frac{1}{4} \text{sen}(2 \cdot (\pi - \theta_{min})) \right) \cdot f_c \quad (5.50)$$

$$P_{com_{S1,S4}} = \frac{64,3^2}{2\pi.47 \times 10^{-9}} \cdot 1,2 \times 10^{-7} \cdot \left(1,173 \times 10^{-7} - (5,4 \times 10^{-7} + 1,2 \times 10^{-7}) \cdot e^{-\frac{5,4 \times 10^{-7}}{1,2 \times 10^{-7}}} \right) \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \frac{1}{4} \text{sen}(2\pi) \right) \cdot 20.10^3 \quad (5.51)$$

$$P_{com_{S1,4}} = 5,7 \text{ W} \quad (5.52)$$

Perdas totais nos interruptores S1 e S4

$$P_{tot_{S1,4}} = P_{com_{S1,4}} + P_{con_{S1,4}} = 16 + 5,7 = 21,7 \text{ W} \quad (5.53)$$

Perdas em condução nos interruptores S2 e S3

$$P_{con_{S2,3}} = IS_{2,3med} \times V_{cesat_s} = 20,5 \times 1 = 20,5 \text{ W} \quad (5.54)$$

Perdas de comutação em S2 e S3

$$P_{com_{S2,S3}} = \frac{I_{cp}^2}{2\pi.CS} \cdot \tau \cdot \left(\tau - (t_{fc} + \tau) \cdot e^{-\frac{t_{fc}}{\tau}} \right) \cdot \left(\frac{\theta_{max}}{2} - \frac{1}{4} \text{sen}(2 \cdot (\pi - \theta_{max})) \right) \cdot f_c \quad (5.55)$$

$$P_{com_{S2,S3}} = \frac{64,3^2}{2\pi.47 \times 10^{-9}} \cdot 1,2 \times 10^{-7} \cdot \left(1,173 \times 10^{-7} - (5,4 \times 10^{-7} + 1,2 \times 10^{-7}) \cdot e^{-\frac{5,4 \times 10^{-7}}{1,2 \times 10^{-7}}} \right) \cdot \left(\frac{\pi - 1,57}{2} - \frac{1}{4} \text{sen}(2(\pi - 1,57)) \right) \cdot 20.10^3 \quad (5.56)$$

$$P_{com_{S2,3}} = 2,7 \text{ W} \quad (5.57)$$

Perdas totais nos interruptores S2 e S3

$$P_{tot_{S2,3}} = P_{com_{S2,3}} + P_{con_{S2,3}} = 20,5 + 2,7 = 23,16 \text{ W} \quad (5.58)$$

Perdas em condução nos diodos Dg1 e Dg2

$$P_{con_{Dg1,2}} = ID_{g1,2med} \times V_{F_{Dg}} = 20,46 \times 1,3 = 26,6 \text{ W} \quad (5.59)$$

Perdas devido à comutação nos diodos Dg1 e Dg2

$$P_{com_{Dg1,2}} = \frac{1}{12\pi} (E + V_g) \cdot \frac{E}{L_S} \cdot t_{rr}^2 \cdot fc (\pi - \theta) \quad (5.60)$$

$$P_{com_{Dg1,2}} = \frac{1}{12\pi} (400 + 70) \cdot \frac{400}{4 \cdot 10^{-6}} \cdot (140 \cdot 10^{-9})^2 \cdot 20 \cdot 10^3 (\pi - 0,495) = 1,26 \text{ W} \quad (5.61)$$

Perdas totais nos diodos Dg1 e Dg2

$$P_{tot_{Dg1,2}} = P_{com_{Dg1,2}} + P_{con_{Dg1,2}} = 26,6 + 1,26 = 27,86 \text{ W} \quad (5.62)$$

Perdas por condução nos diodos D1, D2, D3 e D4

$$P_{con_{D1,2,3,4}} = I_{D1,2,3,4med} \times V_{F_D} = 5,1 \times 1,3 = 6,65 \text{ W} \quad (5.63)$$

Perdas devido à comutação nos diodos D1, D2, D3 e D4

$$P_{com_{D1,2,3,4}} = \frac{1}{12\pi} (E + V_g) \cdot \frac{E}{L_S} \cdot t_{rr}^2 \cdot fc \cdot \theta \quad (5.64)$$

$$P_{com_{D1,2,3,4}} = \frac{1}{12\pi} (400 + 70) \cdot \frac{400}{4 \cdot 10^{-6}} \cdot (140 \cdot 10^{-9})^2 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0,495 = 0,24 \text{ W} \quad (5.65)$$

Perdas totais nos diodos D1, D2, D3 e D4

$$P_{tot_{D1,2,3,4}} = P_{com_{D1,2,3,4}} + P_{con_{D1,2,3,4}} = 6,65 + 0,236 = 6,886 \text{ W} \quad (5.66)$$

Perdas por condução dos diodos Ds1, Ds2, Ds3 e Ds4

$$P_{con_{Dsn}} = I_{Dsn} \cdot V_{F_{Dsn}} = 1,3 \times 2 = 2,6 \text{ W} \quad (5.67)$$

Perdas por comutação nos diodos do snubber Ds1, Ds2, Ds3 e Ds4

$$P_{com_{Dsn}} = \frac{1}{6} \cdot V_g \cdot \frac{E}{L_S} \cdot t_{rr_{Dsn}}^2 \cdot fc \quad (5.68)$$

$$P_{com_{Dsn}} = \frac{1}{6} \cdot 70 \cdot \frac{400}{4 \cdot 10^{-6}} \cdot (1,2 \cdot 10^{-7})^2 \cdot 20 \cdot 10^3 = 0,32 \text{ W} \quad (5.69)$$

Perdas totais nos diodos do snubber Ds1, Ds2, Ds3 e Ds4

$$P_{tot_{Dsn}} = P_{con_{Dsn}} + P_{com_{Dsn}} = 2,6 + 0,32 = 2,92 \text{ W} \quad (5.70)$$

Perdas por condução nos retificadores de entrada PR1 e PR2

$$P_{D_{Pr}} = 6 \cdot (I_{DR_{med}} \cdot V_{TO} + I_{DR_{ef}}^2 \cdot r_{tR}) = 6 \cdot (4,2 \cdot 1,2 + 7,2 \cdot 12 \cdot 10^{-3}) = 33,75 \text{ W} \quad (5.71)$$

5.2.17 - CÁLCULO TÉRMICO – DIMENSIONAMENTO DO DISSIPADOR

O dissipador do inversor será compartilhado por todos os semicondutores, de

acordo com o esquema térmico mostrado na Fig. 5.1.

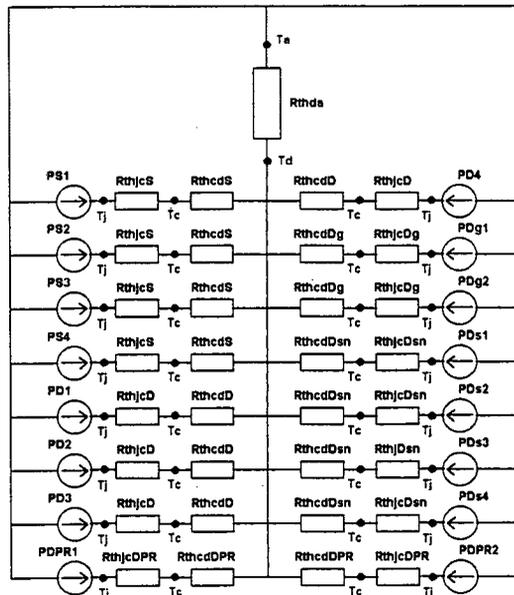


Fig. 5.1 – Esquema térmico.

Considerando-se uma temperatura ambiente máxima típica de interiores de painéis elétricos, igual a 60 °C e uma temperatura de junção máxima de 120 °C, determina-se a máxima temperatura de dissipador para cada componente, como segue:

$$T_j = 120 \text{ °C} \tag{5.72}$$

$$T_a = 60 \text{ °C} \tag{5.73}$$

Interruptores comandáveis

$$T_{d_s} = T_j - P_{tot_s} \cdot (R_{thjc_s} + R_{thch_s}) \tag{5.74}$$

$$T_{d_s} = 120 - 21,8 \cdot (0,25 + 0,05) = 113,5 \text{ °C} \tag{5.75}$$

Diodos de grameamento

$$T_{d_{Dg}} = T_j - P_{tot_{Dg}} \cdot (R_{thjc_{Dg}} + R_{thch_{Dg}}) \tag{5.76}$$

$$T_{d_{Dg}} = 120 - 27,88 \cdot (0,70 + 0,05) = 99 \text{ °C} \tag{5.77}$$

Diodos em anti-paralelo com os interruptores

$$T_{d_D} = T_j - P_{tot_D} \cdot (R_{thjc_D} + R_{thch_D}) \tag{5.78}$$

$$T_{d_D} = 120 - 6,9 \cdot (0,70 + 0,05) = 114,8 \text{ °C} \tag{5.79}$$

Retificadores

$$T_{d_{DPR}} = T_j - P_{tot_{DPR}} \cdot (R_{thjc_{DPR}} + R_{thch_{DPR}}) \tag{5.80}$$

$$T_{d_{DPR}} = 120 - 33,75 \cdot (0,70 + 0,05) = 94 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (5.81)$$

Diodos do *snubber*

$$T_{d_{DSn}} = T_j - P_{tot_{DSn}} \cdot (R_{thjC_{DSn}} + R_{thch_{DSn}}) \quad (5.82)$$

$$T_{d_{DSn}} = 120 - 2,827 \cdot (0,87 + 0,25) = 166,8 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (5.83)$$

A máxima temperatura em que o dissipador poderá operar deverá ser menor ou igual à menor temperatura requerida pelos semicondutores. Assim, adota-se T_d igual a 90 graus.

$$T_{d_{max}} = 90 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (5.84)$$

Potência total dissipada pelos semicondutores do inversor com *snubber*

Somando-se apenas as perdas provenientes dos semicondutores do inversor com *snubber*, tem-se (5.86).

$$P_{tot_{inv}} = 2 \cdot P_{tot_{S1,4}} + 2 \cdot P_{tot_{S2,3}} + 2 \cdot P_{tot_{Dg1,2}} + 4 \cdot P_{tot_{D1,2,3,4}} + 4 \cdot P_{tot_{DSn}} \quad (5.85)$$

$$P_{tot_{inv}} = 184,54 \text{ W} \quad (5.86)$$

Potência total dissipada pela estrutura

A potência total dissipada pela estrutura completa do protótipo é resultante da somatória das potências do inversor com as potências dissipadas pelos retificadores e pelos resistores de grampeamento, já que estes também serão montados em dissipador.

$$P_{tot_{est}} = P_{tot_{inv}} + 2 \cdot P_{Vg} + 2 \cdot P_{tot_{DPR}} \quad (5.87)$$

$$P_{tot_{est}} = 438,5 \text{ W} \quad (5.88)$$

Resistência térmica do dissipador

$$R_{thda} = \frac{T_{d_{max}} - T_a}{P_{tot}} \quad (5.89)$$

$$R_{thda} = \frac{90 - 60}{438,5} = 0,068 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad (5.90)$$

A partir da equação (5.90), que determina a máxima resistência térmica do dissipador, especifica-se o dissipador do fabricante Semikron, código P16/200 com ventilação forçada, que possui a seguinte característica:

$$R_{thda} = 0,06 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad (5.91)$$

5.2.18 - CÁLCULO FÍSICO DO INDUTOR RESSONANTE

Com a indutância ressonante determinada no item 5.2.5, faz-se o seu dimensionamento físico. O equacionamento, aqui apresentado, não possui nenhuma observação em especial, sendo normalmente utilizado no projeto de indutores de alta frequência.

Núcleo

$$AeAw = \frac{Ls \cdot ILS_{pico} \cdot ILS_{ef}}{k \cdot B_{max} \cdot J_{max}} = \frac{4 \cdot 10^{-6} \cdot 107,631,3}{0,50,22,350} \cdot 10^4 = 3,5 \text{ cm}^4 \quad (5.92)$$

Assim, utilizar-se-á o núcleo do fabricante Thornton, material IP12 tipo EE-42/15.

Dados do núcleo

$$Vn = 23,3 \text{ cm}^3 \quad Ae = 2,40 \text{ cm}^2 \quad Aw = 1,57 \text{ cm}^2$$

$$AeAw = 3,7 \text{ cm}^4$$

Número de espiras

$$N = \frac{Ls \cdot ILS_{pico}}{B_{max} \cdot Ae} = \frac{4 \cdot 10^{-6} \cdot 107,6}{0,22,2,40} \cdot 10^4 = 6,89 \quad (5.93)$$

Serão adotadas 7 espiras.

$$N = 7 \quad (5.94)$$

Cálculo do entreferro total

$$lg = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{Ls} = \frac{7 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 2,40}{4 \cdot 10^{-6}} = 3,7 \text{ mm} \quad (5.95)$$

Bitola dos condutores

A seção de cobre total necessária é:

$$S_{cu} = \frac{ILS_{ef}}{J_{max}} = \frac{31,3}{350} = 0,089 \text{ cm}^2 \quad (5.96)$$

Devido ao efeito pelicular, calcula-se o diâmetro máximo do condutor, através da equação (5.97), onde a constante Ct foi determinada para uma temperatura de 75 graus [26].

$$D_{max} = 2 \cdot \frac{Ct}{\sqrt{fc}} = 2 \cdot \frac{0,073}{\sqrt{20 \cdot 10^3}} = 1,026 \cdot 10^{-3} \text{ cm} \quad (5.97)$$

Serão adotados quatorze condutores de cobre, com bitola de 19 AWG, enrolados e ligados em paralelo.

$$n = 14 \quad (5.98)$$

Perdas no cobre, no núcleo e elevação de temperatura estimadas

Seja o cálculo da resistência total do enrolamento dado pelas equações (5.99), (5.100), (5.101) e (5.102).

Resistência por unidade de comprimento do condutor a 20 graus:

$$\rho_{C_{20}} = 1,709 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m \quad (5.99)$$

Resistência equivalente por unidade de comprimento do condutor a 100 graus:

$$\rho_{C_{100}} = \rho_{C_{20}} \cdot [1 + 0,00393 \cdot (100 - 20)] = 2,246 \cdot 10^{-6} \text{ cm} \cdot \Omega \quad (5.100)$$

Seja MLT o comprimento médio de uma espira e Sc a área da seção transversal do condutor adotado.

$$MLT = 8,858 \text{ cm} \quad (5.101)$$

Resistência total do enrolamento:

$$R_{CC} = \frac{\rho_{C_{100}} \cdot N \cdot MLT}{S_c \cdot n} = \frac{2,246 \cdot 10^{-6} \cdot 7 \cdot 8,858}{6,527 \cdot 10^{-3} \cdot 14} = 1,524 \cdot 10^{-3} \Omega \quad (5.102)$$

Perdas no cobre:

$$P_j = R_{CC} \cdot I_{LS_{ef}}^2 = 1,5 \text{ W} \quad (5.103)$$

Sejam o coeficiente de perdas por histerese e o coeficiente de perdas por correntes parasitas, dados nas equações (5.104) e (5.105) respectivamente. Calculam-se as perdas no núcleo, dadas pela equação (5.106).

$$k_h = 4 \cdot 10^{-5} \quad (5.104)$$

$$k_e = 4 \cdot 10^{-10} \quad (5.105)$$

$$P_{mag} = B_{max}^{2,4} \cdot (k_h \cdot f_c + k_e \cdot f_c^2) \cdot V_n = 0,22^{2,4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 20 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot 20 \cdot 10^3) \cdot 23,3 = 1,054 \text{ W} \quad (5.106)$$

As perdas totais são calculadas, somando-se as perdas no cobre com as perdas no núcleo.

$$P_{tot_{LS}} = P_{mag} + P_j = 2,5 \text{ W} \quad (5.107)$$

A partir do cálculo da resistência térmica do núcleo, dada em (5.108), pode-se determinar a elevação de temperatura no elemento magnético, conforme (5.109).

$$R_t = 23.Ae.Aw^{-0,37} = 14,1 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (5.108)$$

$$\Delta T = R_t.P_{\text{tot}_{LS}} = 14,1.2,5 = 35 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (5.109)$$

5.2.19 - FILTRO DE SAÍDA

O filtro de saída do inversor composto por um indutor e um capacitor, é projetado de forma simplificada nesta seção, baseado em [10].

Seja Z_o a impedância de saída do inversor:

$$Z_o = \frac{V_{ef}^2}{S} = \frac{220^2}{10000} = 4,84 \Omega \quad (5.110)$$

Posicionando-se a frequência de corte do filtro uma década abaixo da frequência de comutação, tem-se (5.111).

$$f_{co} = \frac{f_c}{10} = 2 \text{ kHz} \quad (5.111)$$

O coeficiente de amortecimento é mantido próximo a 1, para evitar ampliações de harmônicos em baixa frequência, mais precisamente na frequência de corte do filtro.

$$\delta = 1 \quad (5.112)$$

Assim, determina-se os valores da capacitância e da indutância do filtro, dadas pelas equações (5.114) e (5.113), respectivamente.

$$L_f = \frac{Z_o.\delta}{\pi.f_{co}} = \frac{4,84.1}{\pi.2000} = 770 \mu\text{H} \quad (5.113)$$

Será utilizado um indutor de 500 μH , devido à disponibilidade em laboratório, não havendo necessidade de construção.

$$C_f = \frac{1}{4.\pi^2.f_{co}^2.L_f} = \frac{1}{4.\pi^2.2000^2.500.10^{-6}} = 12,66 \mu\text{F} \quad (5.114)$$

Utilizar-se-á um capacitor de polipropileno de 20 μF .

5.3 - SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

5.3.20 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA OPERAÇÃO COM CARGA

Simulações numéricas [16] do inversor projetado foram efetuadas e são apresentadas nesta seção para verificação e validação das análises teóricas feitas até então.

O circuito de comando e o estágio de potência que foram utilizados na simulação estão apresentados na Fig. 5.2.

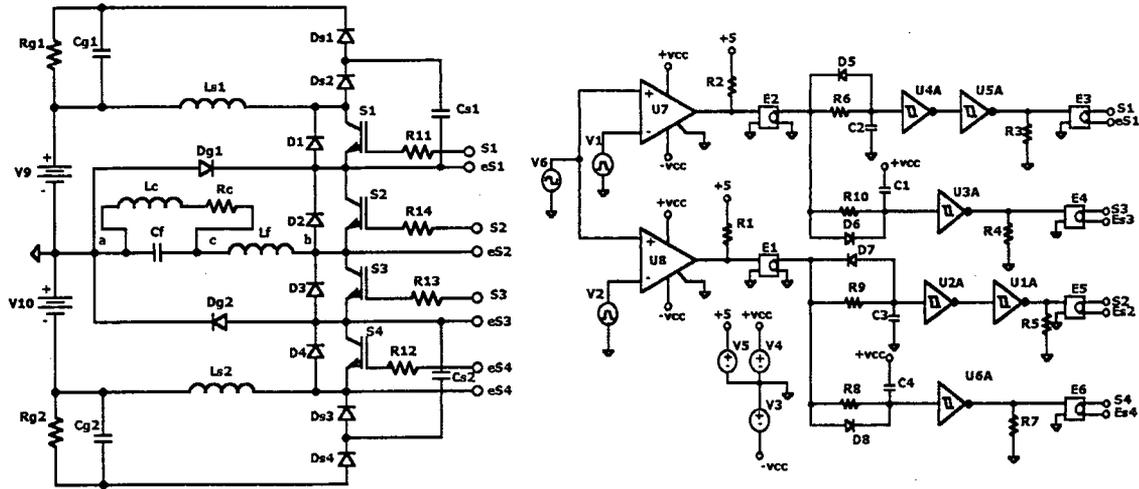


Fig. 5.2 – Circuito completo utilizado nas simulações.

Os principais parâmetros utilizados são apresentados na Tabela 5.1. Os modelos dos componentes utilizados são similares aos especificados no exemplo de projeto.

A Fig. 5.3 mostra a tensão sobre os capacitores de grampeamento. Observa-se que a ondulação e o valor da tensão previstas nos cálculos do exemplo de projeto conferem com as simulações. Nesta figura de simulação, também pode-se comprovar que a potência dissipada pelo grampeador está próxima do valor calculado anteriormente, pois o valor do resistor R_g é de 50Ω .

Tabela 5.1 – Principais parâmetros de simulação.

Descrição	Valor
Índice de modulação	0,778
Frequência da portadora	20 kHz
Tempo morto	1 μ s
Amplitude da moduladora	3,889 V
Amplitude das portadoras	5 V
Tensão de entrada	800 V
Tensão de saída	220 V
Potência da carga	10 kVA
Fator de deslocamento da carga	0,88

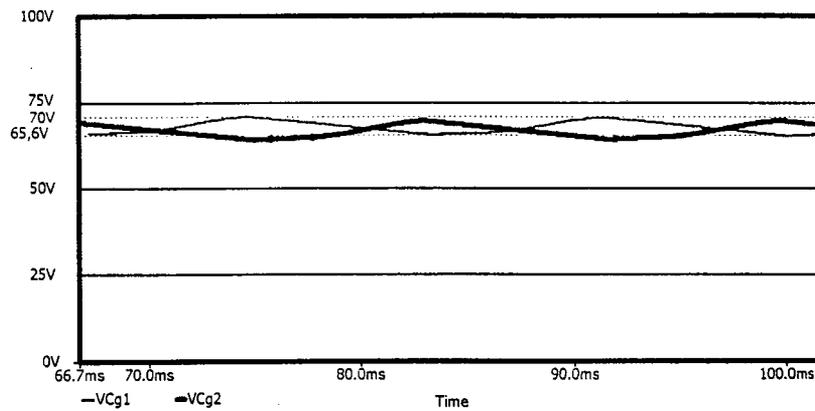


Fig. 5.3 – Tensão sobre os capacitores de grampeamento.

Na Fig. 5.4 apresenta-se a corrente que circula através do indutor ressonante $Ls1$ e a tensão sobre o capacitor $Cs1$. Nesta, observa-se que, durante cada semi-ciclo de modulação, os circuitos dos *snubbers* dos respectivos semi-braços do inversor operam de modo independente. As formas de onda da corrente do indutor $Ls2$ e da tensão do capacitor $Cs2$ não são mostradas, devido à semelhança com a Fig. 5.4, sendo apenas deslocadas em 180 graus. Verifica-se, também, que a corrente de pico sobre o indutor não ultrapassa o valor teórico calculado.

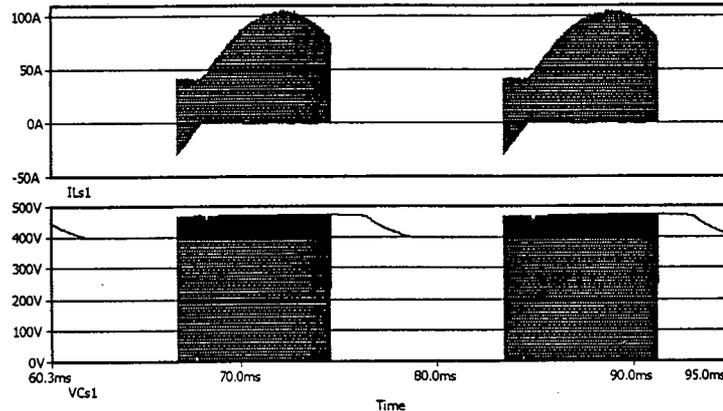


Fig. 5.4 – Corrente no indutor $Ls1$ e tensão sobre capacitor $Cs1$.

Um detalhe da corrente no indutor $Ls1$ e da tensão sobre o capacitor ressonante está apresentado na Fig. 5.5, onde se pode notar a elevação da corrente no indutor $Ls1$ em relação à corrente da carga, que ocorre em função da etapa ressonante descrita anteriormente.

A comutação dos interruptores está apresentada nas Figs. 5.6 e 5.7. As formas de onda validam as etapas de operação determinadas teoricamente. Toma-se evidente a contribuição do *snubber* na comutação dos interruptores, tanto na entrada em condução quanto no bloqueio.

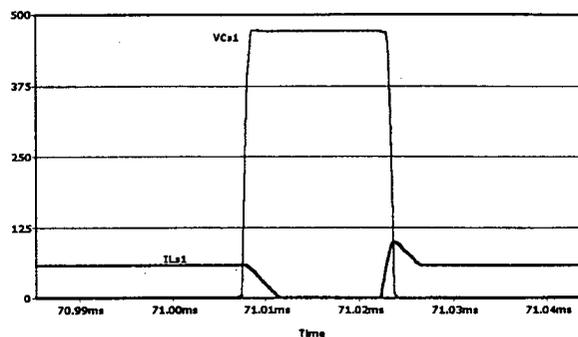


Fig. 5.5 – Tensão do capacitor Cs1 e corrente através do indutor Ls1, em detalhe.

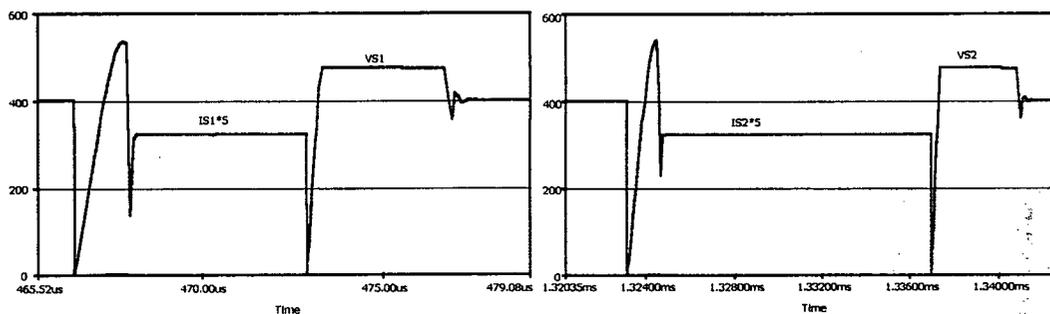


Fig. 5.6 – Comutações nos interruptores S1 e S2.

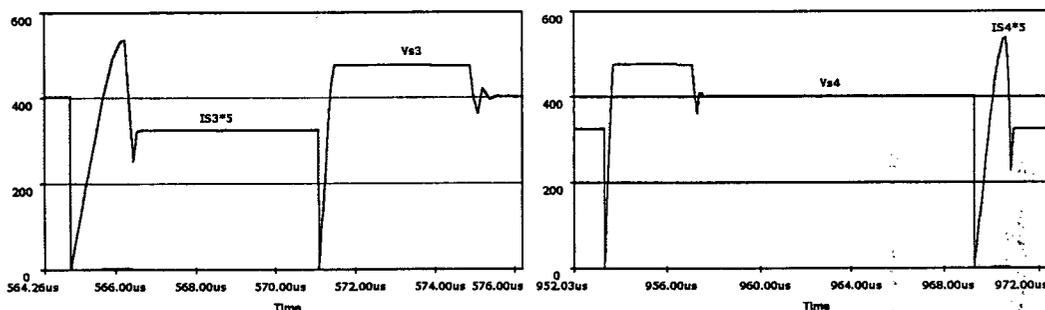


Fig. 5.7 – Comutação nos interruptores S3 e S4.

A análise harmônica da tensão de saída do inversor, antes do filtro, está apresentada na Fig. 5.8, onde se pode avaliar a influência do circuito de grampeamento na tensão de saída do inversor. Observa-se que houve o acréscimo de algumas harmônicas de baixa ordem.

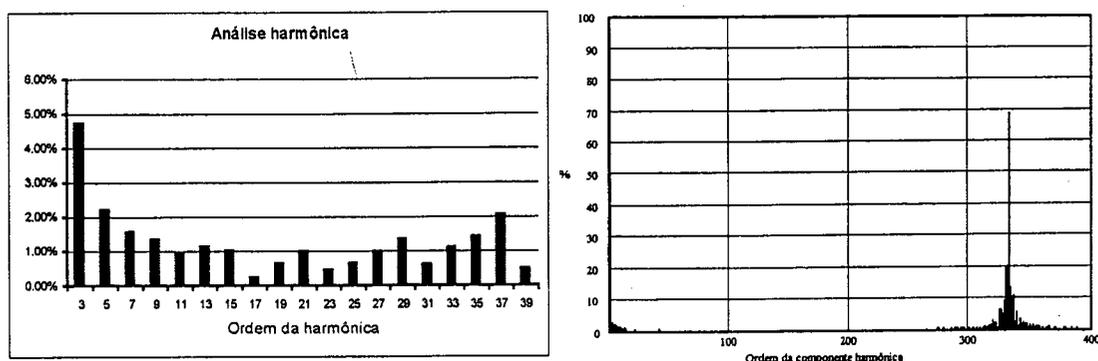


Fig. 5.8 – Análise harmônica da tensão de saída do inversor, antes do filtro.

Na Fig. 5.9, tem-se a tensão e a corrente da carga, ou seja, após o filtro. A ondulação presente na tensão de saída, após o cruzamento por zero, ocorre na frequência de ressonância do filtro. Seguramente, esta ondulação pode ser reduzida, modificando-se os parâmetros do filtro e aumentando o coeficiente de amortecimento, que foi reduzido devido à utilização do indutor de $500 \mu\text{H}$. A simulação realizada também não considera as componentes resistivas dos elementos do filtro, sendo que, na experimentação, ondulações menores de tensão são esperadas.

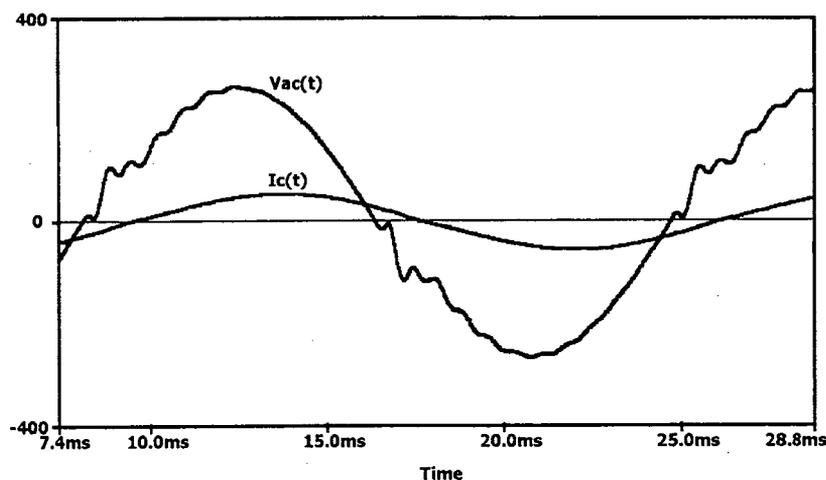


Fig. 5.9 – Tensão e corrente sobre e através da carga.

5.3.21 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA OPERAÇÃO SEM CARGA

Retirando-se a carga e o filtro do inversor apresentado na Fig. 5.2, este foi simulado. A Fig. 5.10 mostra as comutações dos interruptores S1 e S3, que são condizentes com os estudos efetuados até então. Observa-se que há apenas a circulação de energia devido à ressonância entre os componentes L_s e C_s do *snubber* e que todas as comutações são suaves. As comutações dos interruptores S2 e S4 são iguais às comutações dos interruptores S1 e S3, porém ocorrem no outro semi-ciclo de modulação, portando não serão mostradas nas simulações.

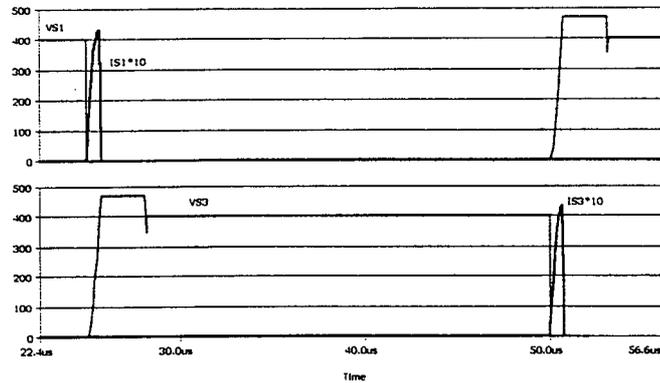


Fig. 5.10 – Comutações nos interruptores S1 e S2.

Mantendo-se o mesmo valor dos resistores R_{g1} e R_{g2} , tem-se a tensão sobre os capacitores de grampeamento, apresentada na Fig. 5.11. Comprova-se que a potência dissipada pelo *snubber*, com os parâmetros utilizados, é praticamente a mesma tanto na operação a plena carga quanto na operação a vazio.

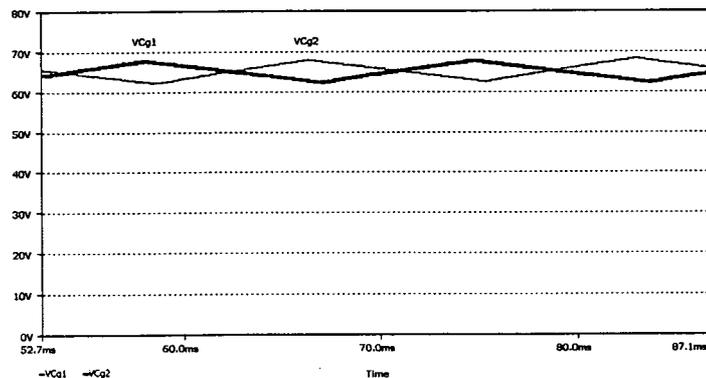


Fig. 5.11 – Tensão de grampeamento.

5.4 - PROJETO DO CIRCUITO DE COMANDO

5.4.1 - OBJETIVOS

- Gerar os sinais de comando para os quatro interruptores do inversor Três Níveis, de acordo com a técnica de modulação PWM, apresentada na Fig. 2.12.
- Propiciar a identificação, a memorização e o bloqueio do comando na ocorrência de algum sinal de erro enviado pelos circuitos de comando dos interruptores.

As Figs 5.12 e 5.17 mostram o circuito utilizado para comandar o inversor Três Níveis.

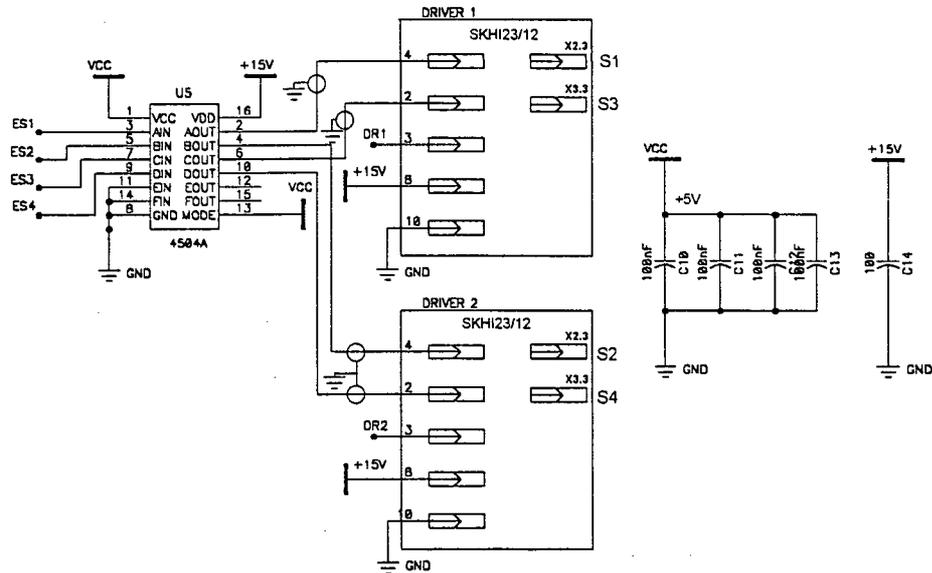


Fig. 5.12 – Esquema de comando do inversor – estratégia de isolamento.

Os sinais de *gate* dos interruptores são isolados através do emprego do circuito de comando do fabricante Semikron, código SKHI-23/12, o qual já possui incorporado o tempo morto necessário ao comando dos interruptores. Uma memória EPROM 27512 foi utilizada para gerar os 4 sinais de comando dos interruptores, a qual teve os dados gerados a partir de um programa feito em linguagem C. Com o intuito de aumentar a imunidade a interferências, os sinais de saída da memória são convertidos de 5 V para 15 V (circuito integrado U5), e as conexões entre este circuito integrado e o circuito de comando são realizadas com cabos blindados. O circuito integrado U6 é necessário para manter os sinais de comando estáveis durante as transições de endereço da memória. Dois contadores, U2 e U4, são cascadeados para obter 2^{14} sinais de endereço para a EPROM. O sinal de restabelecimento dos contadores é obtido através de um *bit* gravado na memória, o qual é enviado através do diodo D6. As principais funções do microcontrolador U3 são as seguintes: verificar os sinais de erro provenientes das placas de comando dos interruptores; identificar a origem do sinal de erro e sinalizar através dos diodos luminescentes D1 ou D2 e bloquear o comando dos interruptores; colocar a saídas da memória EPROM em estado de alta impedância (RA1), possibilitando, assim, o restabelecimento das placas de comando dos interruptores. A estabilidade do circuito de comando durante a energização e o desligamento é obtida através dos transistores Q1, Q2 e Q3. Observa-se que as constantes de tempo determinadas pelos componentes R1/C1 e R23/C9 são diferentes.

5.5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O inversor Três Níveis foi implementado, utilizando-se os componentes e os parâmetros especificados na metodologia de projeto, com exceção do índice de modulação, que foi ajustado para 0,84, devido principalmente às quedas de tensão sobre o filtro. A Fig. 5.13 mostra a tensão e a corrente sobre e através da carga, para uma potência aparente de 10 kVA e tensão de entrada de 800 V.

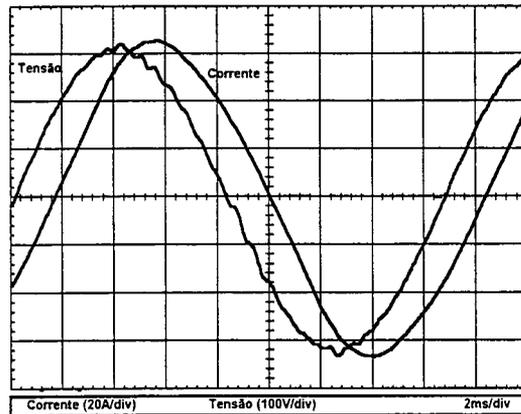


Fig. 5.13 – Tensão e corrente sobre e através da carga.

A Fig. 5.14 mostra as comutações nos interruptores S1 e S4. Estas aquisições foram efetuadas com 50 % da carga, pois as indutâncias parasitas provenientes dos elementos de medida prejudicam o grampeamento da tensão sobre os interruptores.

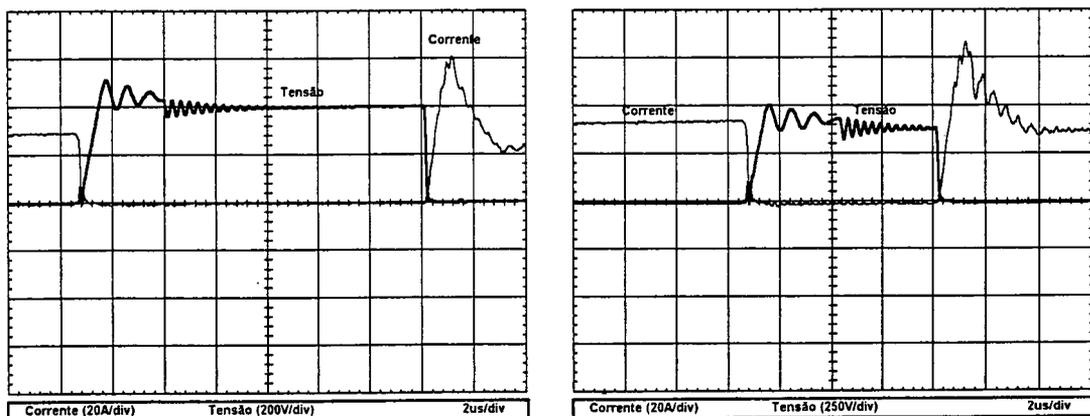


Fig. 5.14 – Comutação nos interruptores S1 e S4.

Durante os intervalos em que a carga devolve energia para a fonte, foram adquiridas as formas de onda das comutações nos interruptores S2 e S3, apresentadas na Fig. 5.15.

Retirando-se a carga e o filtro do inversor, obteve-se as formas de onda das comutações nos interruptores S1 e S2, conforme mostra a Fig. 5.16.

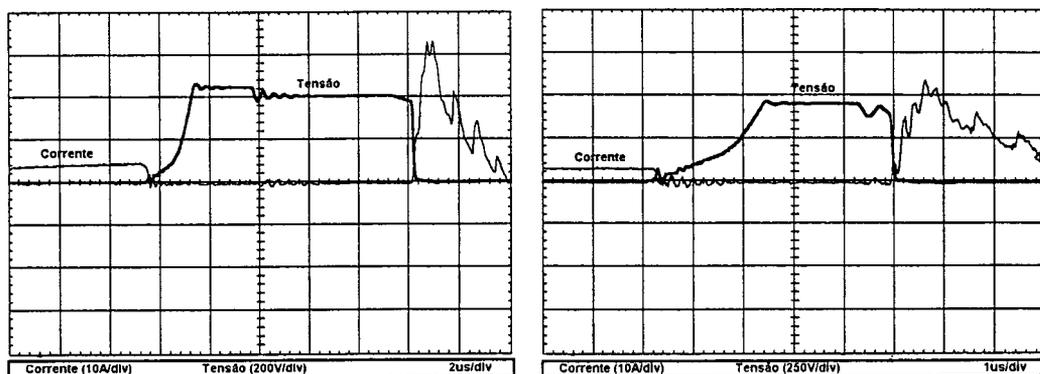


Fig. 5.15 – Comutações nos interruptores S2 e S3 – 50 % de carga.

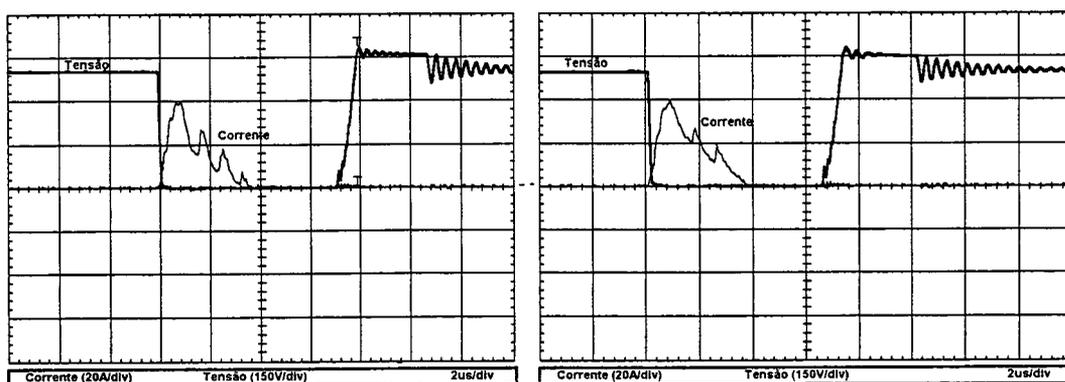


Fig. 5.16 – Comutações nos interruptores S3 e S2 – operação a vazio.

Da mesma forma, foram obtidas as formas de onda da comutação dos interruptores S3 e S4, que estão apresentadas na Fig. 5.18.

Ainda para a operação do inversor sem carga, a Fig. 5.19 (a) mostra a tensão sobre os capacitores de grameamento, evidenciando-se, assim, o consumo de energia durante a operação a vazio do inversor com *snubber*. Mantendo-se uma carga mínima no inversor (≈ 300 W), obteve-se a Fig. 5.19 (b), a tensão sobre os capacitores de grameamento, torna-se menor do que durante a operação a vazio, ou seja, a potência dissipada pelo circuito de grameamento é menor. Comparando-se estas situações, pode-se concluir que a corrente de recuperação reversa dos diodos grameadores tem pouca influência sobre a energia processada pelo circuito do *snubber*.

A tensão e a corrente nos elementos ressonantes do *snubber* estão apresentados na Fig. 5.20, obtidos para a máxima potência do inversor.

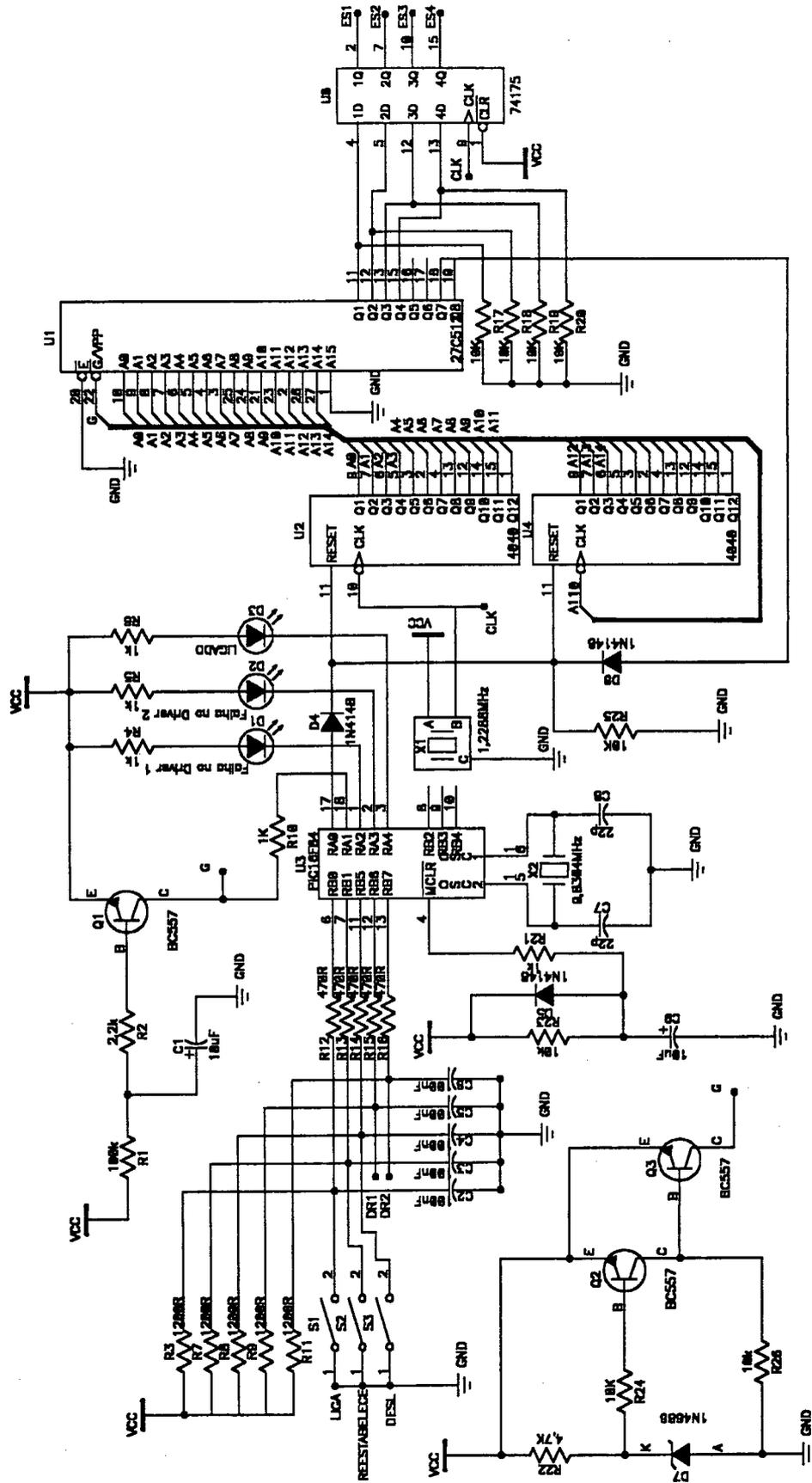


Fig. 5.17 – Esquema de comando do inversor Três Níveis

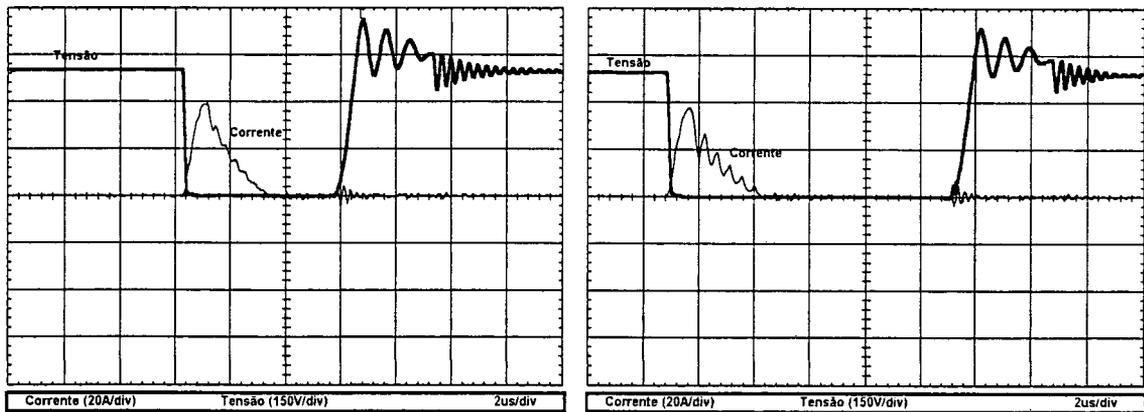


Fig. 5.18 - Comutações em S1 e S4 – Operação a vazio.

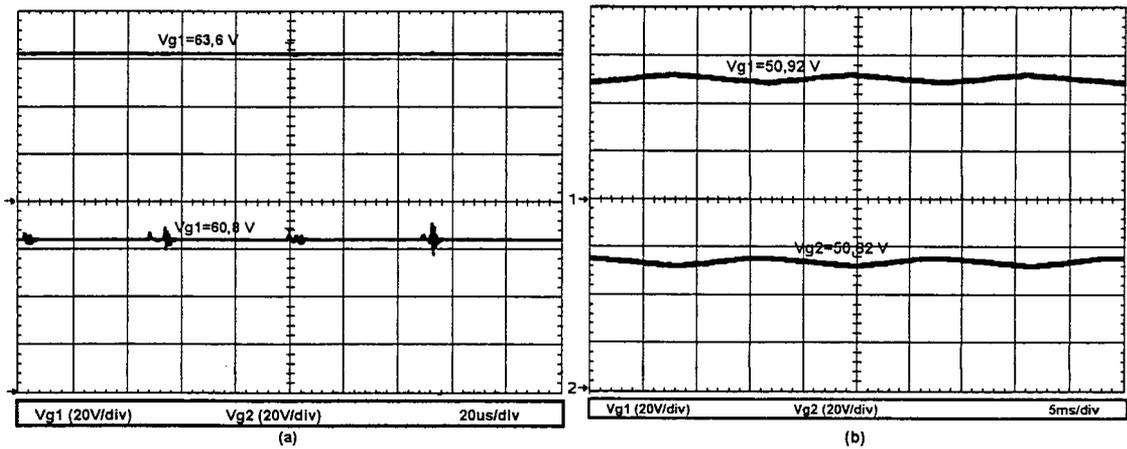


Fig. 5.19 – Tensão nos capacitores de grampeamento: (a) operação a vazio; (b) operação com carga mínima.

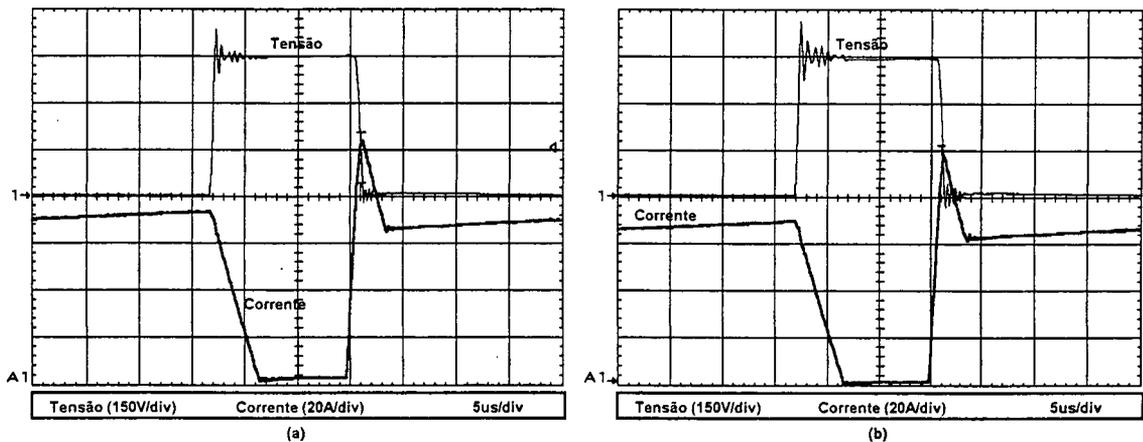


Fig. 5.20 – Tensão sobre o capacitor Cs1 e corrente através do indutor Ls1 (a); Tensão sobre o capacitor Cs2 e corrente através do indutor Ls2 (b).

A tensão sobre os capacitores no instante do bloqueio dos interruptores atinge aproximadamente 550 V. Isto significa que, para uma tensão de barramento de 800 V e uma tensão de grampeamento de 70 V, tem-se uma sobretensão de 17 % em relação ao valor esperado. A ocorrência deste fenômeno, que pode ser melhor visualizado na Fig.

5.21, deve-se principalmente à existência dos elementos parasitas entre as conexões dos componentes do inversor e do *snubber*. A frequência da oscilação da tensão é aproximadamente 4 vezes maior do que a frequência f_0 .

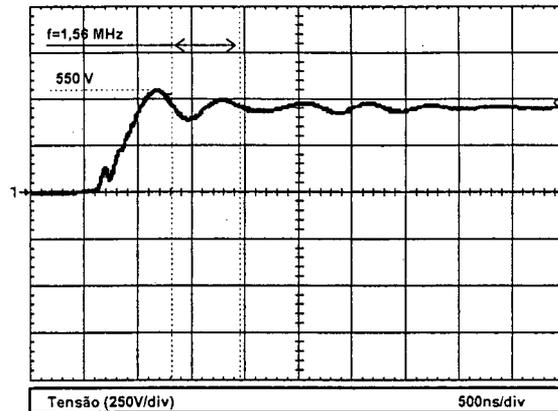


Fig. 5.21 – Oscilação e conseqüente sobretensão devido a elementos parasitas.

Somente nos interruptores externos (S1 e S4) esta situação é mais crítica; nos interruptores internos (S2 e S3) estas oscilações são reduzidas. A justificativa pode ser facilmente encontrada, pois as derivadas de crescimento da tensão sobre os interruptores S2 e S3 são menores durante as comutações, já que estas são dependentes da corrente que está sendo comutada. Simulações, utilizando-se o circuito equivalente de um dos semi-ramos do inversor foram efetuadas. Inserido-se primeiramente as indutâncias internas dos interruptores controlados e não-controlados de potência ocorreram oscilações de pequena amplitude durante a etapa de *grapeamento*. O comportamento da tensão sobre os interruptores frente às não idealidades de um protótipo experimental podem ser melhor compreendidas com o auxílio da Fig. 5.24. Os valores dos componentes utilizados nas simulações estão na Tabela 5.2 e foram baseados em medidas realizadas no protótipo e nos dados obtidos dos fabricantes dos semicondutores.

Melhoras no projeto mecânico do protótipo resultariam seguramente em uma redução das sobretensões. Entretanto, isto pode tornar-se uma tarefa árdua, dependendo da tecnologia de semicondutores empregada. Neste protótipo, para ser atingida a potência nominal do equipamento, o banco de capacitores do barramento contínuo e os capacitores de *grapeamento* tiveram que ser montados muito próximos dos pontos *a*, *b* e *c*, conforme mostra a Fig. 5.22.

Tabela 5.2 – Valores dos componentes utilizados nas simulações

I1	65 A
Vg	70 V
E	400 V
Ls	4 μ H
Cs	47 nF
Lp1	5 nH
Lp2	10 nH
Lp3	100 nH
Cp1	1.000 pF

Sugere-se, para a elaboração do *layout*, a utilização de placas paralelas com os potenciais dos pontos a-b e b-c. Observa-se que o protótipo não foi construído desta forma. Em contrapartida, os semicondutores empregados são de excelente qualidade.

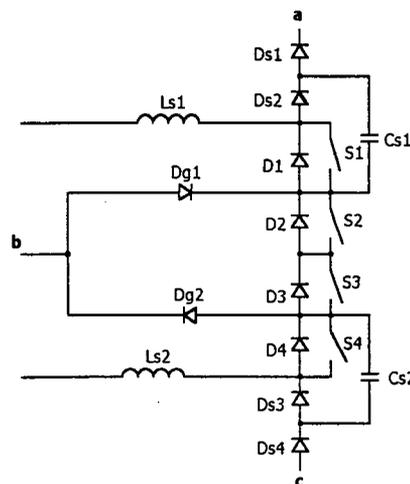


Fig. 5.22 – Conexão recomendada dos capacitores do barramento contínuo e de grampeamento.

As curvas de rendimento estão apresentadas em função da potência de saída na Fig. 5.23. A linha pontilhada mostra o rendimento da estrutura, considerando uma possível regeneração de 80% da energia que está sendo dissipada pelos resistores de grampeamento.

As outras curvas mostram o rendimento real da estrutura com e sem o circuito de auxílio à comutação. Observa-se que, mesmo sem regeneração de energia, o circuito estudado contribui de forma significativa para a melhora do rendimento do inversor. As medidas foram realizadas após o filtro, ou seja, as perdas do filtro são contabilizadas juntamente com as perdas do inversor. Mensurou-se aproximadamente as perdas no filtro LC, que totalizaram em torno de 1,8 % do total, na potência nominal do inversor. O decaimento da curva de rendimento em baixas potências deve-se, principalmente, à potência dissipada pelo *snubber*.

A regeneração da energia do circuito grampeador para os capacitores do

barramento contínuo poderia ser realizada facilmente, empregando-se dois conversores do tipo *Flyback*. Sugere-se a utilização deste tipo de conversor, devido à elevada diferença entre a tensão de entrada e a tensão de grampeamento, pois este simplifica sua utilização, através do uso adequado da relação de espiras.

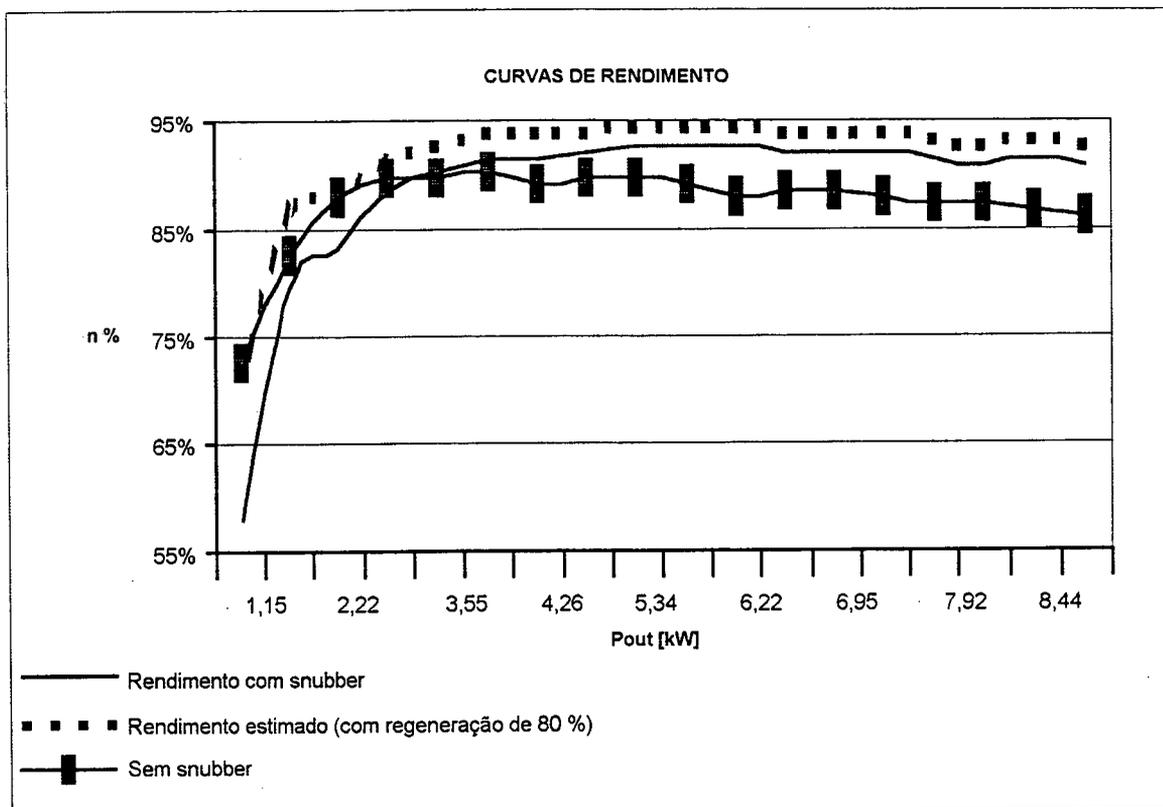


Fig. 5.23 – Rendimento do inversor Três Níveis.

Tabela 5.3: Rendimento do inversor

Pout (kW)	η %	Pout (kW)	η %
8,44	91,05%	4,82	92,87%
8,19	91,41%	4,26	91,81%
7,92	91,03%	3,98	91,71%
7,5	91,69%	3,55	91,73%
6,95	92,18%	2,91	90,37%
6,6	92,31%	2,22	88,45%
6,22	92,15%	1,51	83,43%
5,79	92,79%	1,15	79,86%
5,34	92,55%	0,4	57,97%

5.5.1 - CONCLUSÃO

O inversor Três Níveis com *snubber*, estudado nos capítulos anteriores, foi projetado, analisado através de simulações e um protótipo operacional foi implementado. Os resultados obtidos nas simulações e durante a experimentação foram condizentes com

os cálculos realizados no exemplo de projeto, validando as equações e expressões obtidas anteriormente. Observou-se, através da análise de Fourier da tensão de saída do inversor (obtida por simulações), que a utilização do *snubber* pouco compromete a taxa de distorção harmônica desta. O rendimento da estrutura implementada ficou em torno de 91 % para a potência nominal. As perdas nos retificadores de entrada não foram incluídas na medida, entretanto, as perdas do filtro estão inclusas. A possibilidade de regeneração da energia enviada ao capacitor de grameamento é evidente e pode ser realizada através de conversores de baixa potência, que muitas vezes resultam em investimento menos oneroso do que se esta energia fosse simplesmente dissipada. Durante as experimentações, iniciou-se projetando o *snubber* para que a tensão de grameamento fosse igual a 50 V. Conseqüentemente, a potência dissipada em cada grameador seria de 50 W e, a máxima, derivada de crescimento da tensão sobre os interruptores de 4.333 V/ μ s ($C_s = 15$ nF). Entretanto, a potência do inversor ficou limitada em aproximadamente 6 kVA, devido à sobretensão nos interruptores. Substituindo-se o capacitor ressonante ($C_s = 47$ nF), obteve-se uma derivada máxima de 1.368 V/ μ s, culminando nos resultados obtidos.

As experimentações realizadas comprovam a contribuição do circuito de auxílio à comutação no rendimento global da estrutura, mesmo que a energia processada pelo *snubber* não seja regenerada.

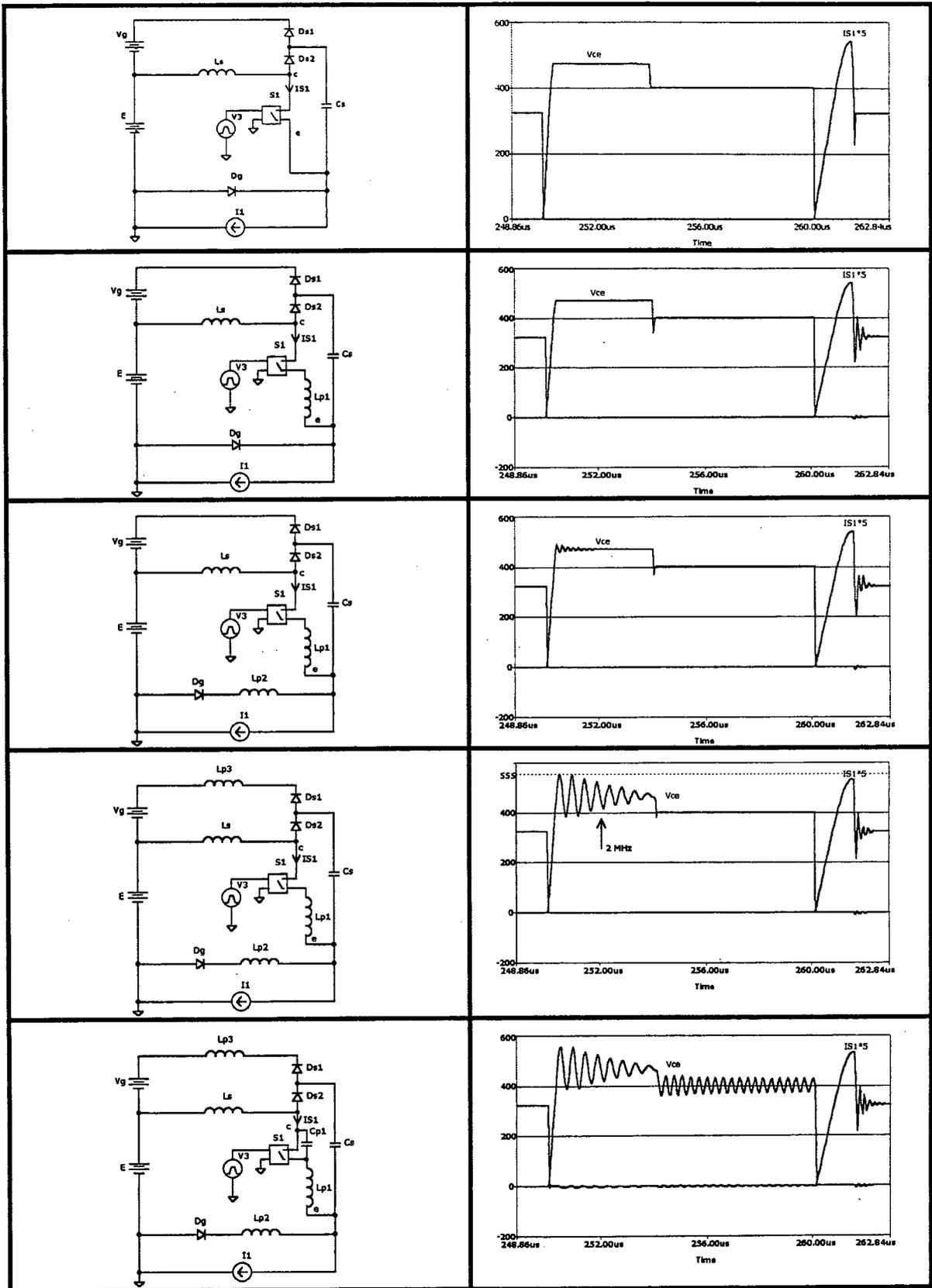


Fig. 5.24 – Simulações considerando não idealidades.

CONCLUSÃO GERAL

Desenvolveu-se, neste trabalho, o estudo teórico e experimental do inversor Três Níveis. O objetivo principal almejado foi de produzir uma metodologia de projeto confiável, porém, simples, passando pelos aspectos principais como: uma revisão do funcionamento do inversor; das técnicas de modulação naturais e, detalhadamente, abordou-se a comutação.

O primeiro capítulo dedicou-se a uma revisão bibliográfica, delineando as três técnicas de utilização de conversores estáticos em aplicações de elevada tensão de entrada. O funcionamento básico do inversor Três Níveis foi apresentado, utilizando-se o comando sem modulação, também conhecido como modulação por pulso único. Das características gerais, a mais importante é que a tensão sobre os interruptores é a metade da tensão de entrada, vantagem, esta, em relação ao convencional inversor em Ponte Completa.

No segundo capítulo, qualitativamente, foram apresentadas as técnicas de modulação PWM senoidais naturais. Este estudo serviu de base para a compreensão das principais formas existentes de se comandar os interruptores do inversor, dando margem a realizar-se um estudo comparativo entre elas. As características das estratégias de modulação foram particularmente apresentadas, onde, verifica-se que a técnica de modulação com simetria de um quarto de onda é a mais favorável à utilização, sobressaindo-se, no que tange à taxa de distorção harmônica. Todavia, as estratégias apresentadas podem ter seu espectro harmônico melhorado através de técnicas de otimização, porém, afastando-se do escopo do trabalho aqui realizado. O inversor em Ponte Completa foi mostrado, utilizando-se a modulação a três níveis, a qual propicia o dobro da frequência de comutação sobre a carga, diferindo do inversor Três Níveis em que, a frequência aparente da carga, é a própria frequência de comutação.

Efetuuou-se, ao longo do terceiro capítulo, a análise quantitativa dos esforços de corrente, através dos interruptores do inversor, sem considerar os efeitos de comutação. Ábacos foram elaborados com o propósito de agilizar o procedimento de projeto.

No quarto capítulo, uma análise detalhada das comutações do inversor foi realizada. O *Snubber* de Undeland modificado, que tem como vantagem em relação ao original a redução da tensão sobre o capacitor de grampeamento, foi adaptado ao inversor Três Níveis. Analisado criteriosamente o seu funcionamento, equações foram

desenvolvidas, quantificando os parâmetros necessários ao projeto do *snubber* aplicado ao inversor Três Níveis. Utilizaram-se, no comando dos interruptores, os fundamentos das modulações unipolar e modulação por portadora com simetria de um quarto de onda, que são praticamente os mesmos, do ponto de vista do comando dos interruptores. Verificou-se, no funcionamento a vazio do inversor com *snubber*, o fluxo de energia para o capacitor de grameamento, o que provoca perdas, caso não seja regenerada. O comportamento da estrutura frente ao possível fator de deslocamento da carga foi comentado e o efeito da recuperação reversa dos diodos de grameamento também é analisado. Ao final, uma metodologia de projeto é apresentada. Neste capítulo, é comprovado o funcionamento do *snubber* de forma autônoma, independente do desenvolvimento tecnológico dos semicondutores empregados, ou seja, seu funcionamento independe da corrente de recuperação reversa dos diodos.

O exemplo de projeto de um inversor Três Níveis de 10 kVA com frequência de comutação de 20 kHz está apresentado no quinto capítulo. Simulações foram realizadas com o intuito de comprovar o estudo teórico efetuado e o protótipo do exemplo de projeto foi implementado com sucesso. A eficiência da estrutura com *snubber*, situou-se em torno de 91 % e, sem o circuito de auxílio à comutação, obteve-se 86 %, ambas para a potência nominal do inversor. Os principais efeitos encontrados em laboratório, devido aos elementos parasitas, foram explanados e explicados com o auxílio do simulador numérico; assim, o projetista ou pesquisador pode precaver-se destes fenômenos.

O *snubber* apresentado tem, como melhor característica, sua composição unicamente passiva, garantindo, assim, baixo custo em componentes e simplicidade tecnológica, quando comparado à maioria das técnicas ativas. Possui, como desvantagens, as correntes eficaz e de pico a que fica submetido o indutor ressonante, que pode inviabilizar aplicações de elevada potência, e a limitação no índice de modulação, em função dos parâmetros utilizados. Acredita-se que sua utilização seja vantajosa nas faixas de potência de 10 kW à 50 kW.

Pode-se sugerir a continuidade deste trabalho com a realização de estudos de otimização para os parâmetros do circuito de auxílio à comutação. Análises detalhadas do funcionamento do *snubber*, utilizando-se a modulação dipolar, podem ser desenvolvidas, já que esta é passível de ser utilizada com o circuito de auxílio à comutação.

Comparativos teóricos ou experimentais entre os inversores em Ponte Completa e

o inversores de Três Níveis, utilizando o circuito de ajuda à comutação, também podem ser realizados.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] DESCHAMPS, E. "Conversores CC-CC Isolados de Alta Tensão de Entrada". *Tese de Doutorado*, PPGEEL - INEP/UFSC, 1999.
- [2] STEIMER, P.; GRUNING, H.; WERNINGER, J.; *et alli*. "Series Connection of GTO Thyristors for High Power Static Frequency Converters", *ABB Review*, No. 5, pp 14-20, 1996
- [3] SCHAUDER, C.; GERNHARDT, M.; STACEY, E.; *et alli*. "Development of a 100 MVAR Static Condenser for Voltage Control of Transmission Systems", *IEEE Trans. On Power Delivey*, Vol. 10, No 3, pp 1486-1496, July 1995.
- [4] YUAN, X. "Soft Switching Techniques for Multilevel Inverters". *Tese de Doutorado*, PPGEEL - INEP/UFSC, 1998.
- [5] VORPERIAN, V. "Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch: Part 1 - Continuous Conduction Mode". In: *VPEC Newsletter Current*, 1988, pp.1-09.
- [6] PINHEIRO, J. R. "Conversores CC-CC Três Níveis com Comutação Sob Tensão Nula" *Tese de Doutorado*, PPGEEL - INEP/UFSC, 1994.
- [7] BACKER, R. H.; BEDFORD, M. "Bridge Converter Circuit" *United States Patent*, 4270163, 1979.
- [8] NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. (1981). "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter". *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-17, No. 5, September/October 1981.
- [9] BRAGA, H. C. "Conversores Estáticos Multiníveis – Uma Revisão" , *Anais do XII Congresso Brasileiro de Automática – CBA*, vol II, pp 683-688, 1998.
- [10] NASCIMENTO, C. B. "Estudo dos Inversores de Tensão Multiníveis com Modulação por Largura de Pulso". *Dissertação de Mestrado*, PPGEEL - INEP/UFSC, 1996.
- [11] PÖTTKER, F.; BARBI, I. "Inversores de Tensão Operando como Filtros Ativos". Relatório Interno - INEP/UFSC, 1997.
- [12] MEYNARD, T. A.; FOCH, H. "Multilevel Conversion: High-Voltage Choppers and Voltage-Source Inverters", *PESC'92 – Power Electronics Conference Records*, pp. 397-403, 1992.

- [13] MARUYAMA, T.; KUMANO, M. "New PWM Control Method for a Three-Level Inverter", *IEEE, IPEC '91 Proceedings*, vol. 2 pp. 870-877, 1991.
- [14] VELAERTS, B.; MATHYS, P. "New Developments Of 3-Level PWM Strategies". In: *European Conf. Power Electronics and Applications (EPE)*, p 411-416, 1989.
- [15] PERIN, A. J. "Modulação PWM". *Relatório Interno – INEP/UFSC*, 1998.
- [16] ORCAD CAPTURE, 1998. Versão 9.0. Programa para Simulação de Circuitos Eletrônicos Analógicos e Digitais.
- [17] MATSUI, K.; KAWATA, Y.; UEDA, F "Application of Parallel Connected NPC-PWM Inverters with Multilevel Modulation for AC Motor Drive". *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 15, No. 5, September 2000.
- [18] UNDELAND, T.M.; *et alli*. "A Snubber Configuration for Both Power and GTO PWM Inverters". *Anais do IEEE PESC*, p. 42-53, 1984.
- [19] PÉRES, A. "Uma Nova Família de Inversores com Comutação Suave Empregando a Técnica de Grampeamento Ativo". *Tese de doutorado*, PPGEEL - INEP/UFSC, 2000..
- [20] BARBI, I.; TOMASELLI, L. C.; GUEDES, J. A. M.; *et alli*. "Conversores Buck, Boost e Buck-Boost Ressonantes com Comutação Suave com Grampeamento Da Tensão do Capacitor". *Relatório interno*. INEP/UFSC, 1999.
- [21] ANDERSEN, M. A. E. "Comparison of Three IGBT-Inverters, One Hard-Switched and Two With Snubber Circuits Using a Minimum Number of Componentes". *EPE - European Power Electronics Congress*. pgs 306-311, 1983.
- [22] BLABJERG, F. "Snubbers in PWM-VSI-Inverter" *Anais do IEEE PESC* 1991, pp. 104-111.
- [23] PENG, F. Z.; LAI, J. S.; MEKEEVER, J. "A Multilevel Voltage-Source Converter System with Balanced DC Voltages", *IEEE PESC*, 1995, pp 1144-1150.
- [24] CHEN, Y.; MWINYIWIWA, B.; WOLANSKI Z.; *et alli*. "Regulating and Equalizing DC Capacitance Voltages in Multilevel STATCOM". *IEEE Trans. on Power Delivey*, Vol 12 No 2, April 1997, pp 881-887.
- [25] NEWTON, C.; SUMMER, M. "Neutral Point Control for Multilevel Inverters: Theory, Design and Operational Limitations", *IEEE – IAS*, 1997, pp 1336-

—1343—

- [26] BARBI, “Projetos de Fontes Chaveadas” *Apostila de Curso Interno*. INEP/UFSC, 1990.
- [27] BARBI, I. “Eletrônica de Potência” Edição Especial, 1997.
- [28] BASCOPE, R. P. T.; PERIN, A. J.; “O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência”. Sagra Luzzatto, 1997.
- [29] BARBI, I.; SOUZA, F. P.: “Conversores CC-CC Isolados de Alta Frequência com Comutação Suave”. Edição Especial, 1999.
- [30] THORTON INPEC ELETRÔNICA. Catálogo de ferrite, 1994.
- [31] MATHCAD, 1997. Versão 7. Programa para Cálculos Técnicos.
- [32] NOZARI, F. “Selection of Snubbers and Clamps to Optimize the Design of Transistor Switching Converters” *IEEE Transactions On Industry Applications*, vol 1A-16, No 4, July/August 1980.
- [33] CHOI, N. S.; CHO, J. G.; CHO, G. H. “A General Circuit Topology of Multilevel Inverter” *IEEE PESC Rec.*, pp 96-103, 1991.