



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA



INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

**INVERSORES COM COMUTAÇÃO SUAVE E  
GRAMPEAMENTO ATIVO EMPREGANDO A  
TÉCNICA DE UTILIZAÇÃO DA ENERGIA DE  
RECUPERAÇÃO REVERSA DOS DIODOS**

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

**MARCELLO MEZAROBA**

Florianópolis, agosto de 2001.

# INVERSORES COM COMUTAÇÃO SUAVE E GRAMPEAMENTO ATIVO EMPREGANDO A TÉCNICA DE UTILIZAÇÃO DA ENERGIA DE RECUPERAÇÃO REVERSA DOS DIODOS

Marcello Mezaroba

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



Ivo Barbi, Dr.

Orientador



PI Agnaldo Silveira e Silva, Ph.D.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

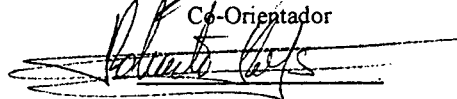


Ivo Barbi, Dr.

Presidente



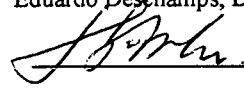
Denizar Cruz Martins, Dr.  
Co-Orientador



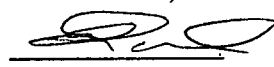
Manuel Roberto Rojas Romero, Dr.



Eduardo Deschamps, Dr.



Hari Bruno Mohr, D.Sc.



Enio Valmor Kassick, Dr.

*"Para ser ultrapassado  
você não precisa parar,  
basta manter a velocidade,  
fazendo as mesmas coisas e  
pensando da mesma forma"*

*(Autor não conhecido)*

*Dedico este trabalho a  
minha amada e companheira,  
Joelma Meirinho*

## AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer a todos que de alguma forma fizeram parte de minha vida durante essa caminhada. Sou grato aos professores por me proporcionarem a oportunidade de desenvolvimento intelectual e profissional, aos funcionários pelo apoio técnico fundamental, aos colegas pela ajuda e companheirismo e a meus familiares pelo incentivo.

Em especial:

Ao professor Ivo Barbi pela orientação.

Ao professor Denizar Cruz Martins pela co-orientação.

Aos membros da banca examinadora

Aos colegas, Samir, Romanelli, Grover, Falcondes, Batschauer, Luis, Eduardo e Anderson pelo companheirismo.

Aos colegas Coelho e Pacheco, sempre prestativos.

À Patricia e Dulcemar.

À turma do “futebol com cerveja”.

À turma do “multiplayer”.

Aos meus queridos irmãos Giovano e Cristiane pelo carinho.

Aos meus pais Ulice e Geni pelo espírito de luta.

Aos meus sogros Joel e Natália e a meu cunhado irmão, Joelsio.

Ao meu amor, que tanto me apoia.

Obrigado a todos!

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

## **INVERSORES COM COMUTAÇÃO SUAVE E GRAMPEAMENTO ATIVO EMPREGANDO A TÉCNICA DE UTILIZAÇÃO DA ENERGIA DE RECUPERAÇÃO REVERSA DOS DIODOS**

**Marcello Mezaroba**

agosto/2001

Orientador: Ivo Barbi, Dr

Co-Orientador: Denizar Cruz Martins

Área de Concentração: Eletrônica de Potência

Palavras chave: Inversores, Acionamentos elétricos, Comutação suave, Grampeamento ativo

Número de páginas:267

Este trabalho apresenta uma família de Inversores ZVS PWM com grampeamento ativo que utilizam um único interruptor auxiliar. As estruturas são particularmente simples e robustas. São muito atrativas para aplicações em acionamentos elétricos, UPS's e filtros ativos de alta potência. As perdas por comutação são reduzidas com a implementação de um circuito snubber simples e regenerativo que provém comutação ZVS para todos os interruptores. A interferência eletromagnética é reduzida com o controle das derivadas de corrente. A tensão sobre os interruptores é reduzida devido ao grampeamento ativo. Suas principais vantagens são: Estratégia de controle simples, robustez, baixo peso e volume, baixo conteúdo de distorção harmônica da corrente de saída, baixa interferência eletromagnética e alta eficiência. Princípio de operação em regime permanente, análise matemática, procedimento de projeto e resultados experimentais são apresentados.

---

**Resumo**

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

## **SOFT SWITCH INVERTERS WITH ACTIVE CLAMPING USING THE DIODE REVERSE RECOVERY ENERGY TECHNIQUE.**

**Marcello Mezaroba**

August/2001

Advisor: Ivo Barbi, Dr

Co-Advisor: Denizar Cruz Martins

Area of Concentration: Power Electronics

Keywords: Inverters, Power Drivers, Soft Switching, Active Clamping.

Number of Pages:267

This work presents a ZVS PWM inverters family with voltage clamping technique using only a single auxiliary switch. The structures are particularly simple and robust. It is very attractive for power drivers, UPS's, and active filters applications. Switching losses are reduced due to implementation of the simple active snubber circuit, that provides ZVS conditions for all switches, including the auxiliary one. The EMI is reduced with the control of  $di/dt$ . The voltage across power semiconductors is reduced due to active clamping. Its main features are: Simple control strategy, robustness, lower weight and volume, lower harmonic distortion of the output current, lower EMI, and high efficiency. The principle of operation for steady-state conditions, mathematical analysis and experimental results from a laboratory prototype are presented.

---

**Abstract**

# SUMÁRIO

<b>SIMBOLOGIA .....</b>	<b>1</b>
<b>INTRODUÇÃO GERAL .....</b>	<b>7</b>
<b>TÉCNICAS PASSIVAS .....</b>	<b>8</b>
<b>TÉCNICAS ATIVAS.....</b>	<b>9</b>
<b>CAPÍTULO I - TÉCNICAS DE COMUTAÇÃO SUAVE QUE UTILIZAM ENERGIA DA RECUPERAÇÃO REVERSA DOS DIODOS</b>	<b>14</b>
I.1. INTRODUÇÃO .....	14
I.2. RETIFICADOR BOOST PFC-ZVS UTILIZANDO DOIS INTERRUPTORES.....	14
<i>I.2.1. Etapas de Operação .....</i>	<i>15</i>
<i>I.2.2. Formas de Onda.....</i>	<i>17</i>
<i>I.2.3. Análise da Comutação.....</i>	<i>18</i>
I.3. RETIFICADOR BOOST PFC-ZVS UTILIZANDO TRÊS INTERRUPTORES .....	21
<i>I.3.1. Etapas de Operação .....</i>	<i>21</i>
<i>I.3.2. Formas de Onda.....</i>	<i>23</i>
<i>I.3.3. Análise da Comutação.....</i>	<i>24</i>
I.4. CONCLUSÃO.....	26
<b>CAPÍTULO II - INVERSOR MEIA PONTE ZVS PWM COM TENSÃO GRAMPEADA QUE UTILIZA INDUTOR COM DERIVAÇÃO</b>	<b>27</b>
II.1. INTRODUÇÃO .....	27
II.2. APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO .....	27
II.3. ANÁLISE QUALITATIVA DO INVERSOR.....	28
<i>II.3.1. ETAPAS DE OPERAÇÃO (semiciclo positivo): .....</i>	<i>28</i>
<i>II.3.2. Formas de Onda.....</i>	<i>35</i>
II.4. ANÁLISE QUANTITATIVA DO INVERSOR .....	36
<i>II.4.1. Estratégia de Modulação .....</i>	<i>36</i>

II.4.2. Estudo da Tensão de Grampeamento.....	38
II.4.3. Estudo da Comutação Suave.....	40
II.4.4. Filtro de Saída.....	42
II.5. ESFORÇOS NOS COMPONENTES:.....	43
II.5.1. Interruptores Principais ( $Q1$ e $Q2$ ).....	43
II.5.2. Interruptor Auxiliar.....	45
II.5.3. Diodos Principais.....	46
II.5.4. Diodo Auxiliar.....	48
II.5.5. Capacitor Auxiliar.....	49
II.5.6. Indutores auxiliares.....	50
II.6. PROCEDIMENTO DE PROJETO.....	51
II.6.1. Especificações Gerais.....	52
II.6.2. Escolha dos Indutores Auxiliares.....	52
II.6.3. Dimensionamento dos Diodos Anti-paralelo.....	52
II.6.4. Dimensionamento dos Interruptores Principais.....	54
II.6.5. Dimensionamento do Diodo Auxiliar.....	56
II.6.6. Dimensionamento do Interruptor Auxiliar.....	56
II.6.7. Dimensionamento do Capacitor Auxiliar.....	57
II.6.8. Dimensionamento dos Indutores Auxiliares.....	57
II.6.9. Cálculo de Perdas.....	59
II.7. SIMULAÇÃO NUMÉRICA.....	59
II.7.1. Circuito Utilizado.....	60
II.7.2. Formas de Onda.....	61
II.8. RESULTADOS ESPERIMENTAIS.....	64
II.8.1. Formas de Onda Experimentais.....	65
II.8.2. Rendimento e Perdas.....	68
II.9. CONCLUSÕES.....	69

### **CAPÍTULO III - INVERSOR ZVS PWM COM TENSÃO GRAMPEADA UTILIZANDO TOPOLOGIA COM INDUTOR SIMPLES**

70

III.1. INTRODUÇÃO.....	70
III.2. APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO.....	70
III.3. ANÁLISE QUALITATIVA.....	71
III.3.1. Etapas de Operação (semiciclo positivo):.....	71
III.3.2. Formas de Onda.....	77
III.4. ANÁLISE QUANTITATIVA DO INVERSOR.....	79



III.4.1. Estratégia de Modulação.....	79
III.4.2. Estudo da Tensão de Grampeamento .....	81
III.4.3. Estudo da Comutação Suave .....	83
III.4.4. Filtro de Saída .....	85
III.5. ESFORÇOS NOS COMPONENTES: .....	86
III.5.1. Interruptores Principais (Q1 e Q2) .....	86
III.5.2. Interruptor Auxiliar .....	88
III.5.3. Diodos Principais .....	89
III.5.4. Diodo Auxiliar .....	91
III.5.5. Capacitor Auxiliar .....	92
III.5.6. Indutor auxiliar.....	93
III.6. PROCEDIMENTO DE PROJETO .....	94
III.6.1. Especificações Gerais.....	94
III.6.2. Escolha do Indutor Auxiliar.....	95
III.6.3. Dimensionamento dos Diodos Anti-paralelo.....	95
III.6.4. Dimensionamento dos Interruptores Principais.....	97
III.6.5. Dimensionamento do Diodo Auxiliar.....	99
III.6.6. Dimensionamento do Interruptor Auxiliar.....	99
III.6.7. Dimensionamento do Capacitor Auxiliar .....	99
III.6.8. Dimensionamento do Indutor Auxiliar.....	100
III.6.9. Cálculo de Perdas.....	101
III.7. SIMULAÇÃO NUMÉRICA .....	102
III.7.1. Circuito Utilizado.....	102
III.7.2. Formas de Onda .....	104
III.8. RESULTADOS ESPERIMENTAIS .....	107
III.8.1. Formas de Onda Experimentais .....	108
III.8.2. Rendimento e Perdas .....	111
III.9. PROJETO DE UM INVERSOR DE 10KVA .....	112
III.9.1. Especificações Gerais.....	112
III.9.2. Dimensionamento do Filtro de Saída .....	112
III.9.3. Escolha do Indutor Auxiliar.....	113
III.9.4. Dimensionamento dos Diodos Anti-paralelo.....	113
III.9.5. Dimensionamento dos Interruptores Principais.....	113
III.9.6. Dimensionamento do Diodo Auxiliar.....	115
III.9.7. Dimensionamento do Interruptor Auxiliar.....	116
III.9.8. Dimensionamento do Capacitor Auxiliar .....	117
III.9.9. Dimensionamento do Indutor Auxiliar.....	117
III.9.10. Projeto do Indutor de Filtragem.....	120

III.9.11. Cálculo de Perdas.....	122
III.10. RESULTADOS ESPERIMENTAIS PARA 10KVA.....	123
III.11. DESCRIÇÃO DOS COMPONENTES.....	123
III.11.1. Formas de Onda Experimentais .....	124
III.11.2. Rendimento e Perdas .....	127
III.12. CONCLUSÕES.....	127

**CAPÍTULO IV - INVERSOR PONTE COMPLETA ZVS PWM COM TENSÃO  
GRAMPEADA UTILIZANDO TOPOLOGIA COM INDUTOR SIMPLES 128**

IV.1. INTRODUÇÃO.....	128
IV.2. APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO .....	128
IV.3. ANÁLISE QUALITATIVA.....	129
IV.3.1. Etapas de Operação (semiciclo positivo): .....	129
IV.3.2. Formas de Onda.....	129
IV.4. ANÁLISE QUANTITATIVA DO INVERSOR .....	137
IV.4.1. Estratégia de Modulação .....	137
IV.4.2. Estudo da Tensão de Grampeamento.....	139
IV.4.3. Estudo da Comutação Suave.....	141
IV.4.4. Filtro de Saída .....	143
IV.5. ESFORÇOS NOS COMPONENTES: .....	144
IV.5.1. Interruptores Principais (Q1, Q2, Q3 e Q4).....	144
IV.5.2. Interruptor Auxiliar.....	146
IV.5.3. Diodos Principais .....	147
IV.5.4. Diodo Auxiliar.....	149
IV.5.5. Capacitor Auxiliar .....	150
IV.5.6. Indutor auxiliar .....	151
IV.6. PROCEDIMENTO DE PROJETO .....	152
IV.6.1. Especificações Gerais .....	152
IV.6.2. Escolha do Indutor Auxiliar.....	153
IV.6.3. Dimensionamento dos Diodos Anti-paralelo .....	153
IV.6.4. Dimensionamento dos Interruptores Principais .....	155
IV.6.5. Dimensionamento do Diodo Auxiliar.....	157
IV.6.6. Dimensionamento do Interruptor Auxiliar.....	157
IV.6.7. Dimensionamento do Capacitor Auxiliar.....	157
IV.6.8. Dimensionamento do Indutor Auxiliar.....	158
IV.6.9. Cálculo de Perdas.....	159
IV.7. SIMULAÇÃO NUMÉRICA .....	160

IV.7.1. Circuito Utilizado .....	160
IV.7.2. Formas de Onda.....	162
IV.8. PROJETO DE UM INVERSOR DE 10KVA.....	165
IV.8.1. Especificações Gerais .....	165
IV.8.2. Dimensionamento do Filtro de Saída.....	165
IV.8.3. Escolha do Indutor Auxiliar.....	165
IV.8.4. Dimensionamento dos Diodos Anti-paralelo .....	166
IV.8.5. Dimensionamento dos Interruptores Principais .....	167
IV.8.6. Dimensionamento do Diodo Auxiliar.....	168
IV.8.7. Dimensionamento do Interruptor Auxiliar.....	169
IV.8.8. Dimensionamento do Capacitor Auxiliar.....	169
IV.8.9. Dimensionamento do Indutor Auxiliar.....	169
IV.8.10. Projeto do Indutor de Filtragem .....	172
IV.8.11. Cálculo de Perdas.....	174
IV.9. RESULTADOS ESPERIMENTAIS PARA 10KVA .....	174
IV.10. DESCRIÇÃO DOS COMPONENTES.....	175
IV.10.1. Formas de Onda Experimentais.....	175
IV.10.2. Rendimento e Perdas.....	178
IV.11. CONCLUSÕES .....	180
<b>CAPÍTULO V - INVERSOR TRIFÁSICO ZVS PWM COM GRAMPEAMENTO ATIVO UTILIZANDO TOPOLOGIA COM INDUTOR SIMPLES</b>	<b>181</b>
V.1. INTRODUÇÃO .....	181
V.2. APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO.....	181
V.3. ANÁLISE QUALITATIVA.....	182
V.3.1. Etapas de Operação:.....	182
V.3.2. Formas de Onda.....	191
V.4. ANÁLISE QUANTITATIVA DO INVERSOR .....	193
V.4.1. Estratégia de Modulação .....	193
V.4.2. Estudo da Tensão de Grampeamento .....	195
V.4.3. Estudo da Comutação Suave.....	198
V.4.4. Filtro de Saída.....	200
V.5. ESFORÇOS NOS COMPONENTES: .....	201
V.5.1. Interruptores Principais ( $Q_1$ , $Q_2$ , $Q_3$ , $Q_4$ , $Q_5$ e $Q_6$ ).....	201
V.5.2. Interruptor Auxiliar.....	202
V.5.3. Diodos Principais.....	203
V.5.4. Diodo Auxiliar.....	205

V.5.5. Capacitor Auxiliar.....	206
V.5.6. Indutor auxiliar.....	207
V.6. PROCEDIMENTO DE PROJETO.....	208
V.6.1. Especificações Gerais.....	208
V.6.2. Escolha do Indutor Auxiliar.....	209
V.6.3. Dimensionamento dos Diodos Anti-paralelo.....	209
V.6.4. Dimensionamento dos Interruptores Principais.....	211
V.6.5. Dimensionamento do Diodo Auxiliar.....	213
V.6.6. Dimensionamento do Interruptor Auxiliar.....	213
V.6.7. Dimensionamento do Capacitor Auxiliar.....	213
V.6.8. Dimensionamento do Indutor Auxiliar.....	213
V.6.9. Cálculo de Perdas.....	215
V.7. SIMULAÇÃO NUMÉRICA.....	216
V.7.1. Circuito Utilizado.....	216
V.7.2. Formas de Onda.....	219
V.8. PROJETO DE UM INVERSOR DE 12KVA.....	222
V.8.1. Especificações Gerais.....	222
V.8.2. Dimensionamento do Filtro de Saída.....	222
V.8.3. Escolha do Indutor Auxiliar.....	223
V.8.4. Dimensionamento dos Diodos Anti-paralelo.....	223
V.8.5. Dimensionamento dos Interruptores Principais.....	225
V.8.6. Dimensionamento do Diodo Auxiliar.....	225
V.8.7. Dimensionamento do Interruptor Auxiliar.....	226
V.8.8. Dimensionamento do Capacitor Auxiliar.....	226
V.8.9. Dimensionamento do Indutor Auxiliar.....	227
V.8.10. Projeto do Indutor de Filtragem.....	229
V.8.11. Cálculo de Perdas.....	231
V.9. RESULTADOS ESPERIMENTAIS PARA 10KVA.....	232
V.10. DESCRIÇÃO DOS COMPONENTES.....	232
V.10.1. Formas de Onda Experimentais.....	233
V.10.2. Rendimento e Perdas.....	236
V.11. CONCLUSÕES.....	237
<b>CONCLUSÃO GERAL</b>	<b>238</b>
<b>ANEXO A - RELATÓRIO CONSTRUTIVO DO PROTÓTIPO</b>	<b>241</b>

CIRCUITO DE COMANDO .....	241
<i>Circuito de Controle Digital</i> .....	241
<i>Descrição dos componentes</i> .....	245
<i>Placa de Circuito Impresso</i> .....	245
<i>Circuito de Comando Isolado SKHI 23/12 da SEMIKRON</i> .....	247
<i>Observações</i> .....	248
CIRCUITO DE POTÊNCIA .....	248
<i>Descrição dos componentes</i> .....	249
<i>Layout de Potência</i> .....	250
<i>Observações</i> .....	251
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> .....	<b>252</b>

## SIMBOLOGIA

$\alpha$	Fator de amplitude.
$\beta$	Ganho de tensão.
$A_e$	Área da Seção Transversal do Núcleo.
ARCPI	Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter.
ARDPI	Auxiliary Resonant Diode Pole Inverter.
ARPI	Auxiliary Resonant Pole Inverter.
$B_{max}$	Densidade de Fluxo Magnético Máxima.
<b>C1</b>	Capacitor anti-paralelo do interruptor principal.
<b>Ca</b>	Capacitor auxiliar.
<b>Cf</b>	Capacitor de filtragem.
<b>Cs</b>	Capacitor de grampeamento.
<b>D</b>	Razão cíclica.
<b>D1</b>	Diodo anti-paralelo do interruptor S1.
<b>D2</b>	Diodo antiparalelo do interruptor S2.
<b>Da</b>	Diodo auxiliar.
<b>Diam</b>	Diâmetro máximo do condutor.
<b>E</b>	Tensão de barramento.
EMI	Interferência Eletromagnética
<b>fc</b>	Frequência de corte.
<b>fs</b>	Frequência de chaveamento.
<b>Ic</b>	Corrente Contínua Máxima no IGBT.
<b>iCs</b>	Corrente no capacitor de grampeamento.
<b>iCsef</b>	Corrente eficaz no capacitor Cs.
<b>iCsmi</b>	Corrente média instantânea em Cs.
<b>Id</b>	Corrente Contínua Máxima no MOSFET.
<b>iD1ef</b>	Corrente eficaz no diodo D1.
<b>iD1med</b>	Corrente média no diodo D1.
<b>iD1mi</b>	Corrente média instantânea no diodo D1.
<b>iD2ef</b>	Corrente eficaz no diodo D2.
<b>iD2med</b>	Corrente média no diodo D2.

$iD2_{mi}$	Corrente média instantânea no diodo <b>D2</b> .
$iD3_{ef}$	Corrente eficaz no diodo <b>D3</b> .
$iD3_{med}$	Corrente média no diodo <b>D3</b> .
$iD3_{mi}$	Corrente média instantânea no diodo <b>D3</b> .
$iD4_{ef}$	Corrente eficaz no diodo <b>D4</b> .
$iD4_{med}$	Corrente média no diodo <b>D4</b> .
$iD4_{mi}$	Corrente média instantânea no diodo <b>D4</b> .
$iD5_{ef}$	Corrente eficaz no diodo <b>D5</b> .
$iD5_{med}$	Corrente média no diodo <b>D5</b> .
$iD5_{mi}$	Corrente média instantânea no diodo <b>D5</b> .
$iD6_{ef}$	Corrente eficaz no diodo <b>D6</b> .
$iD6_{med}$	Corrente média no diodo <b>D6</b> .
$iD6_{mi}$	Corrente média instantânea no diodo <b>D6</b> .
$iDa_{ef}$	Corrente eficaz no diodo <b>Da</b> .
$iDa_{med}$	Corrente média no diodo <b>Da</b> .
$iDa_{mi}$	Corrente média instantânea no diodo <b>Da</b> .
$I_f$	Corrente máxima no indutor auxiliar.
$I_{in}$	Corrente de entrada.
$I_{in_{max}}$	Corrente de entrada máxima.
$I_{in_{rms}}$	Corrente eficaz de entrada.
$IL_s$	Corrente no indutor auxiliar.
$iLs1, iLs2$	Corrente no indutor auxiliar.
$iLs1_{ef}, iLs2_{ef}$	Corrente eficaz nos indutores auxiliares.
$iLs1_{mi}, iLs2_{mi}$	Corrente média instantânea nos indutores auxiliares.
$iQ1_{ef}$	Corrente eficaz no interruptor <b>Q1</b> .
$iQ1_{med}$	Corrente média no interruptor <b>Q1</b> .
$iQ1_{mi}$	Corrente média instantânea no interruptor <b>Q1</b> .
$iQ2_{ef}$	Corrente eficaz no interruptor <b>Q2</b> .
$iQ2_{med}$	Corrente média no interruptor <b>Q2</b> .
$iQ2_{mi}$	Corrente média instantânea no interruptor <b>Q2</b> .
$iQ3_{ef}$	Corrente eficaz no interruptor <b>Q3</b> .
$iQ3_{med}$	Corrente média no interruptor <b>Q3</b> .

---

### **Simbologia**

$iQ3_{mi}$	Corrente média instantânea no interruptor Q3.
$iQ4_{ef}$	Corrente eficaz no interruptor Q4.
$iQ4_{med}$	Corrente média no interruptor Q4.
$iQ4_{mi}$	Corrente média instantânea no interruptor Q4.
$iQ5_{ef}$	Corrente eficaz no interruptor Q5.
$iQ5_{med}$	Corrente média no interruptor Q5.
$iQ5_{mi}$	Corrente média instantânea no interruptor Q5.
$iQ6_{ef}$	Corrente eficaz no interruptor Q6.
$iQ6_{med}$	Corrente média no interruptor Q6.
$iQ6_{mi}$	Corrente média instantânea no interruptor Q6.
$iQa_{ef}$	Corrente eficaz no interruptor Qa.
$iQa_{med}$	Corrente média no interruptor Qa.
$iQa_{mi}$	Corrente média instantânea no interruptor Qa.
$\overline{iCs_{ef}}$	Corrente eficaz parametrizada no capacitor Cs.
$\overline{iD1_{ef}}$	Corrente eficaz parametrizada no diodo D1.
$\overline{iD2_{ef}}$	Corrente eficaz parametrizada no diodo D2.
$\overline{iD3_{ef}}$	Corrente eficaz parametrizada no diodo D3.
$\overline{iD4_{ef}}$	Corrente eficaz parametrizada no diodo D4.
$\overline{iD5_{ef}}$	Corrente eficaz parametrizada no diodo D5.
$\overline{iD6_{ef}}$	Corrente eficaz parametrizada no diodo D6.
$\overline{iDa_{ef}}$	Corrente eficaz parametrizada no diodo Da.
$\overline{iQ1_{ef}}$	Corrente eficaz parametrizada no interruptor Q1.
$\overline{iQ2_{ef}}$	Corrente eficaz parametrizada no interruptor Q2.
$\overline{iQ3_{ef}}$	Corrente eficaz parametrizada no interruptor Q3.
$\overline{iQ4_{ef}}$	Corrente eficaz parametrizada no interruptor Q4.
$\overline{iQ5_{ef}}$	Corrente eficaz parametrizada no interruptor Q5.
$\overline{iQ6_{ef}}$	Corrente eficaz parametrizada no interruptor Q6.

---

**Simbologia**



$\overline{iQa_{ef}}$	Corrente eficaz parametrizada no interruptor <b>Qa</b> .
$\overline{iLs1_{ef}, iLs2_{ef}}$	Corrente eficaz parametrizada nos indutores auxiliares.
$\overline{iD1_{med}}$	Corrente média parametrizada no diodo <b>D1</b> .
$\overline{iD2_{med}}$	Corrente média parametrizada no diodo <b>D2</b> .
$\overline{iD3_{med}}$	Corrente média parametrizada no diodo <b>D3</b> .
$\overline{iD4_{med}}$	Corrente média parametrizada no diodo <b>D4</b> .
$\overline{iD5_{med}}$	Corrente média parametrizada no diodo <b>D5</b> .
$\overline{iD6_{med}}$	Corrente média parametrizada no diodo <b>D6</b> .
$\overline{iDa_{med}}$	Corrente média parametrizada no diodo <b>Da</b> .
$\overline{iQ1_{med}}$	Corrente média parametrizada no interruptor <b>Q1</b> .
$\overline{iQ2_{med}}$	Corrente média parametrizada no interruptor <b>Q2</b> .
$\overline{iQ3_{med}}$	Corrente média parametrizada no interruptor <b>Q3</b> .
$\overline{iQ4_{med}}$	Corrente média parametrizada no interruptor <b>Q4</b> .
$\overline{iQ5_{med}}$	Corrente média parametrizada no interruptor <b>Q5</b> .
$\overline{iQ6_{med}}$	Corrente média parametrizada no interruptor <b>Q6</b> .
$\overline{iQa_{med}}$	Corrente média parametrizada no interruptor <b>Qa</b> .
<b><math>I_r</math></b>	Máximo valor da corrente de recuperação reversa.
<b><math>J_{max}</math></b>	Densidade de Corrente Máxima.
<b><math>K_w</math></b>	Fator de Utilização da Área do Enrolamento.
<b><math>L_c</math></b>	Indutor de carga.
<b><math>L_f</math></b>	Indutor de filtragem.
<b><math>l_g</math></b>	Entreferro total.
<b><math>L_{in}</math></b>	Indutor de entrada.
<b><math>L_s</math></b>	Indutor auxiliar.
<b><math>Ls1, Ls2</math></b>	Indutor auxiliar com ponto médio.
<b><math>m</math></b>	Taxa de crescimento da corrente.
<b><math>ma</math></b>	Índice de modulação em amplitude.

---

**Simbologia**

<b>N</b>	Número de espiras.
<b>n</b>	Número de fios em paralelo.
<b><math>P_{D1}</math></b>	Potência nos diodos principais.
<b><math>P_{Dl}</math></b>	Potência nos diodos principais.
<b>PFC</b>	Corretor do Fator de Potência.
<b><math>P_{IGBT}</math></b>	Perdas em condução no IGBT.
<b><math>P_{in}</math></b>	Potência ativa na entrada.
<b><math>P_{out}</math></b>	Potência ativa na saída.
<b><math>P_{Q1}</math></b>	Potência nos interruptores principais.
<b><math>P_{Qa}</math></b>	Potência no interruptor auxiliar.
<b><math>P_T</math></b>	Potência total.
<b>PWM</b>	Modulação por largura de pulso.
<b>Q1</b>	Interruptor principal.
<b>Qa</b>	Interruptor auxiliar.
<b>Qrr</b>	Carga de Recuperação Reversa.
<b>Ra</b>	Resistor auxiliar.
<b><math>\delta</math></b>	Razão cíclica.
<b><math>R_c</math></b>	Resistor de carga.
<b>Rds</b>	Resistência de Condução.
<b>S</b>	Seção do condutor.
<b>Snubber</b>	Circuito de ajuda à comutação.
<b><math>T_s</math></b>	Período de chaveamento.
<b>UPS</b>	Fonte de alimentação ininterrupta.
<b>V1, V2</b>	Fontes que compõe o barramento.
<b><math>V_{C1}</math></b>	Tensão sobre o capacitor C1.
<b><math>V_{C2}</math></b>	Tensão sobre o capacitor C2.
<b><math>V_{Ca}</math></b>	Tensão sobre o capacitor Ca.
<b>Vce</b>	Queda de Tensão em Condução no IGBT.
<b>Vces</b>	Tensão Reversa Máxima no IGBT.
<b>Vcs</b>	Tensão sobre o capacitor Cs.
<b>Vdss</b>	Tensão Reversa Máxima no MOSFET.
<b><math>V_g</math></b>	Tensão de grampeamento.

---

**Simbologia**

$V_{in_{max}}$	Tensão de entrada máxima.
$V_{in_{rms}}$	Tensão de entrada eficaz.
$V_o$	Tensão de saída.
$V_{out_p}$	Tensão de pico na saída.
$V_{p_{ref}}$	Tensão de pico do sinal de referência.
$V_{p_{serra}}$	Tensão de pico da portadora dente de serra.
$Z_c$	Impedância de carga.
$ZVS$	Comutação sob tensão nula.
$ZCS$	Comutação sob corrente nula.

## INTRODUÇÃO GERAL

O surgimento da Eletrônica de Potência se na década de 30 e impulsionou uma revolução tecnológica sem precedentes que transformou os meios de comunicação e o modo de vida de todo o mundo.

Vale a pena ressaltar, dentro deste contexto, a importância dos conversores responsáveis pela conversão de tensão/corrente contínua (cc) em alternada (ca), que são comumente denominados de “Inversores”. Hoje os inversores são responsáveis pela maioria dos acionamentos de motores nos mais diversos níveis de potência e áreas de aplicação, (trens, equipamentos industriais, automação de processos de produção, carros elétricos, etc.).

Outra área de atuação dos inversores são os sistemas de alimentação ininterrupta, os UPS. Esses sistemas são fundamentais onde a falta de energia, mesmo que por tempo reduzido, possa causar danos irreparáveis, (hospitais, aeroportos, centrais de computadores, etc). Além disso, a difusão dos equipamentos de informática por todo o mundo, principalmente no uso doméstico, impulsionou o consumo de UPS's de pequeno e médio porte.

Além das aplicações já citadas, os inversores são também fundamentais em aplicações em locais remotos onde não existe a presença da rede elétrica, neste caso associados a equipamentos de geração de energia, tais como fotovoltaica e eólica.

O que se deseja em um equipamento que faz o processamento de energia é que ele apresente uma alta eficiência associada a baixos volume e custo. Dentro deste contexto, a história recente nos revela um grande esforço por parte dos pesquisadores de todo o mundo na tentativa de reduzir o peso, volume e aumentar a eficiência de inversores sem causar um grande impacto no custo dos equipamentos.

Com o surgimento dos interruptores bipolares nos anos 50 e posteriormente os Mosfets nos anos 80, técnicas de modulação PWM puderam ser utilizadas juntamente com o aumento da frequência de comutação, com o objetivo de reduzir o conteúdo harmônico na saída dos inversores, possibilitando uma consequente redução no volume dos filtros.

Essa medida traz benefícios, como a redução do peso e volume dos elementos magnéticos mas, passa a criar algumas dificuldades como as elevadas perdas por comutação

que degradam a eficiência do conversor e o surgimento de interferência eletromagnética. Esses fatores ocorrem principalmente em topologias inversoras que utilizam as configurações de interruptores em braço, como pode ser observado na Fig. 1.

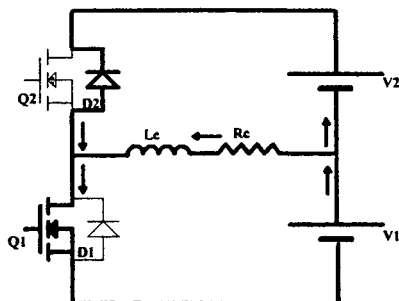


Fig. 1 – Inversor Meia-Ponte.

No momento da entrada em condução, o interruptor principal faz com que ocorra o fenômeno de recuperação reversa do diodo anti-paralelo do interruptor complementar. Esse fenômeno caracteriza-se por submeter os interruptores a grandes derivadas e picos de corrente, que elevam as perdas por comutação e causam interferência eletromagnética.

Para sanar esse problema, diversos trabalhos foram desenvolvidos pela comunidade científica nos últimos anos e podem ser divididos em dois grupos: Técnicas Passivas e Técnicas Ativas.

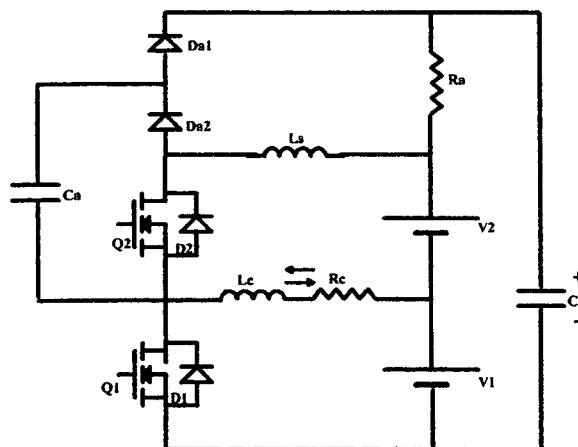
### a) Técnicas Passivas

As técnicas passivas caracterizam-se pela ausência de interruptores controlados no circuito de ajuda à comutação, enquanto as técnicas ativas caracterizam-se por circuitos que utilizam interruptores auxiliares controlados.

Dentro das técnicas de ajuda à comutação, talvez a mais conhecida e difundida seja a proposta de um “snubber” passivo apresentada por UNDELAND [14], que pode ser observado na Fig. 2.

Esse “snubber” é muito eficaz do ponto de vista das comutações nos interruptores controlados. O indutor auxiliar  $L_s$  limita a derivada e o pico da corrente de recuperação reversa presente na entrada em condução, enquanto o capacitor auxiliar  $C_a$  limita a derivada da tensão durante o momento do bloqueio. Isso faz com que as comutações nos interruptores se tornem suaves, eliminando suas perdas e reduzindo a interferência gerada. A desvantagem dessa topologia está no fato de que grande parte da energia acumulada no indutor e no capacitor auxiliares durante a comutação é transferida para o capacitor de grampeamento  $C_s$ ,

e dissipada no resistor auxiliar  $R_a$ . Isso faz com que a eficiência do inversor passe a ser comprometida.



*Fig. 2 – “Snubber” de Underland.*

Para tentar minimizar as perdas no resistor vários trabalhos propõe modificações no “Snubber” de Underland visando a regeneração da energia perdida nos resistores.

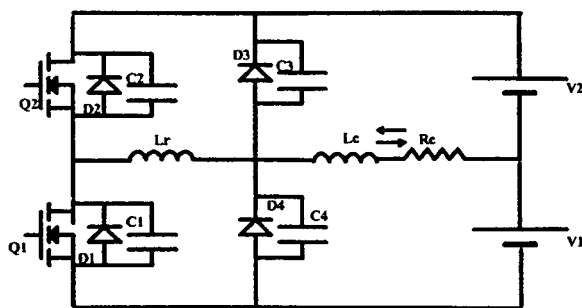
Alguns estudos baseiam-se na utilização de transformadores para o reaproveitamento da energia levada ao capacitor de grampeamento [15]. Esse método apresenta alguns inconvenientes tais como baixa eficiência e difícil construção dos transformadores e sobretensões nos interruptores devido a incorporação de indutâncias de dispersão ao circuito [16].

Alguns autores propuseram a associação de conversores cc-cc ao snubber levando a energia até o barramento de entrada [17]. Essa proposta têm sido adotada em diversos projetos industriais de acionamento a GTO para altas potências [18].

## **b) Técnicas Ativas**

Uma grande quantidade de propostas foi feita utilizando circuitos com interruptores auxiliares controlados para solucionar o problema da comutação nos inversores. As que mais se destacaram foram as que utilizaram modulação PWM convencional sem a necessidade de circuitos de controle especiais.

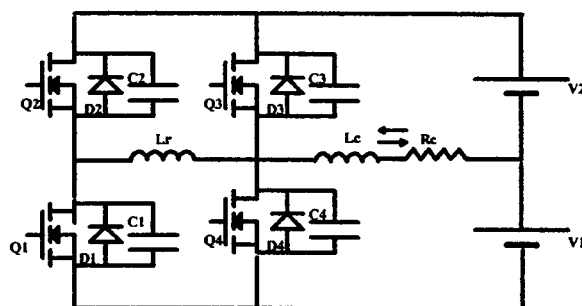
Uma dessas propostas é a do inversor ARDPI [19] que pode ser visto na Fig. 3.



*Fig. 3 – Inversor ARDPI.*

Esta topologia combina a utilização da modulação PWM com a obtenção da comutação suave através de um circuito relativamente simples. Em contrapartida, ele necessita de uma corrente elevada circulando no circuito, que deve ser da ordem de 2,5 vezes a corrente de carga, elevando muito os esforços de corrente nos interruptores.

Uma topologia muito parecida com a anterior é a ARPI (Auxiliary Resonant Pole Inverter), [20] que pode ser vista na Fig. 4.



*Fig. 4 – Inversor ARPI.*

Ela apresenta a adição de dois interruptores controlados no circuito de ajuda à comutação. Teoricamente esse circuito reduz os níveis de corrente necessários para se obter a comutação, mas implica numa estratégia de controle complexa que inclui monitoração de corrente.

Outro circuito encontrado na literatura é o ARCPI (“Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter”) proposto por McMURRAY [2]. Nele o circuito ressonante auxiliar é colocado em paralelo com a carga, como pode ser visto na Fig. 5.

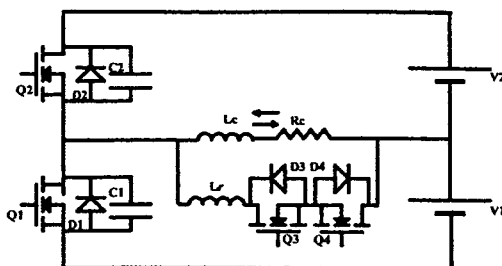


Fig. 5 – Inversor ARCPL.

Nesse inversor os interruptores auxiliares são acionados somente quando a corrente de carga não é suficiente para efetuar a comutação, tornando o circuito de controle complexo e dependente de sensores. Outro circuito relevante foi proposto por BARBI [21] e é apresentado na Fig. 6.

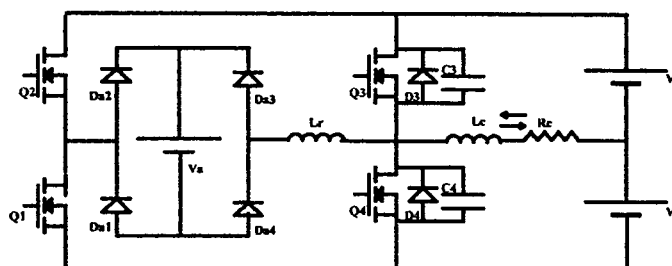
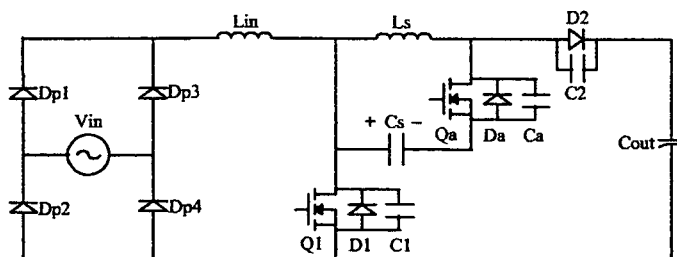


Fig. 6 – Inversor com Polo PWM Verdadeiro.

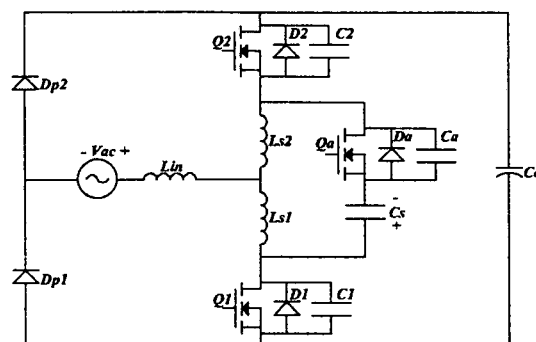
Esse circuito utiliza um polo ressonante que proporciona comutação ZVS para os interruptores principais e ZCS para os interruptores auxiliares. A sua desvantagem está na utilização de uma fonte auxiliar e elevados picos de corrente nos interruptores auxiliares.

Diversos trabalhos apresentam a possibilidade de utilização da energia de recuperação reversa dos diodos para a obtenção de comutação suave. Esta técnica é muito interessante e servirá de base para nosso estudo. Esta técnica foi utilizada em retificadores pré-reguladores com alto fator de potência [4,5] e seus circuitos podem ser vistos na Fig. 7 e Fig. 8.





*Fig. 7 - Retificador Boost PFC ZVS Utilizando Dois Interruptores.*



*Fig. 8 - Retificador Boost PFC ZVS Utilizando Três Interruptores.*

Este trabalho apresentará novos inversores que operam com comutação suave do tipo ZVS e tensão grampeada sobre os interruptores. Os inversores propostos utilizam a técnica do aproveitamento da energia de recuperação reversa dos diodos para obterem a comutação suave, tal como nos retificadores acima citados.

O trabalho será dividido em cinco capítulos: No Capítulo I serão estudados dois retificadores pré-reguladores com alto fator de potência que utilizam a técnica de comutação que deseja-se adotar.

No segundo capítulo será apresentada uma nova topologia inversora em meia ponte com comutação suave que utiliza em seu “snubber” um indutor auxiliar com ponto médio. Serão incluídos o estudo completo teórico, procedimento de projeto, simulações e resultados experimentais.

No terceiro capítulo será apresentada outra nova topologia inversora em meia ponte com comutação suave que utiliza um indutor auxiliar simples em seu circuito de ajuda à comutação. Serão incluídos o estudo completo teórico, procedimento de projeto, simulações e resultados experimentais.

O quarto capítulo abordará um novo inversor em ponte completa com comutação suave que utilizará o mesmo circuito de ajuda a comutação do inversor do terceiro capítulo. Serão incluídos o estudo completo teórico, procedimento de projeto, simulações e resultados experimentais.

No capítulo final será proposto um novo inversor trifásico com comutação suave que também utilizará o circuito de comutação apresentado no terceiro capítulo. Serão

incluídos o estudo completo teórico, procedimento de projeto, simulações e resultados experimentais.

# CAPÍTULO I

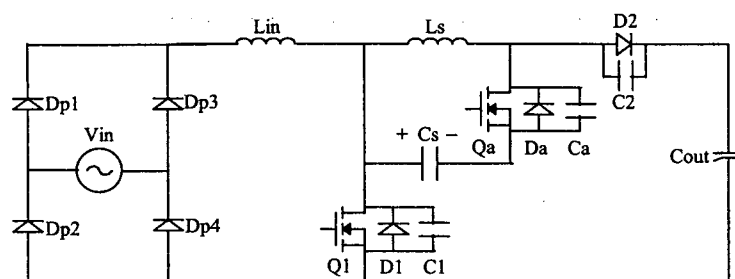
## TÉCNICAS DE COMUTAÇÃO SUAVE QUE UTILIZAM ENERGIA DA RECUPERAÇÃO REVERSA DOS DIODOS

### I.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados dois retificadores do tipo Boost, pré-reguladores de fator de potência que operam com comutação ZVS. Esses retificadores possuem a similaridade de aproveitarem a energia da recuperação reversa dos diodos boost para obterem a comutação suave em seus interruptores. Serão descritos o princípio de funcionamento, etapas de operação, principais formas de onda e equacionamento básico para ambos os conversores.

### I.2. RETIFICADOR BOOST PFC-ZVS UTILIZANDO DOIS INTERRUPTORES

Este retificador, apresentado por **BASSETT [4]**, oferece uma alternativa para solucionar dois problemas comuns nestes retificadores, as perdas elevadas e o alto nível de Interferência Eletromagnética (EMI) causados pela corrente de recuperação reversa do diodo Boost no momento da entrada em condução do interruptor principal. O circuito proposto pode ser visto na Fig. I. 1 e é composto pelo conversor Boost PFC tradicional, um indutor auxiliar  $L_s$ , um capacitor auxiliar  $C_s$ , um interruptor auxiliar com diodo intrínseco e capacitor parasita  $Q_a$ ,  $D_a$ ,  $C_a$ .



**Fig. I. 1 - Retificador Boost PFC ZVS Utilizando Dois Interruptores**

### **I.2.1. Etapas de Operação**

A seguir serão apresentadas as descrições relativas as etapas de funcionamento do conversor. Na Fig. I. 2 podem ser observados os circuitos equivalentes para cada etapa de funcionamento. Para a análise das etapas de operação do conversor são consideradas algumas simplificações: A tensão no capacitor  $C_s$  e a corrente no indutor  $L_{in}$  são consideradas constantes durante um período de chaveamento.

#### **Primeira etapa: ( $t_0-t_1$ )**

Este intervalo inicia com a corrente de entrada  $I_{in}$  sendo levada para a saída através do indutor  $L_s$  e diodo  $D_2$ . Ao mesmo tempo uma corrente adicional está fluindo no laço formado por  $L_s$ ,  $Q_a$  e  $C_s$ .

#### **Segunda etapa ( $t_1-t_2$ ):**

Inicia com o bloqueio do interruptor auxiliar  $Q_a$ . A corrente adicional em  $L_s$  inicia a carga da capacitância  $C_a$  de  $0$  à  $V_o+V_{cs}$  e a descarga de  $C_1$  de  $V_o+V_{cs}$  à  $zero$ .

#### **Terceira etapa ( $t_2-t_3$ ):**

Inicia quando a tensão sobre  $C_1$  atinge  $zero$  e é grampeada pelo diodo anti-paralelo  $D_1$  possibilitando a entrada em condução ZVS para  $Q_1$ . É aplicada sobre o indutor  $L_s$  a tensão de saída  $V_o$ , fazendo com que sua corrente decresça linearmente.

#### **Quarta etapa ( $t_3-t_4$ ):**

Começa quando a corrente em  $L_s$  se iguala a corrente de entrada  $I_{in}$  fazendo com que  $Q_1$  entre em condução. A corrente  $i_{Ls}$  continua a decrescer até inverter de sentido, iniciando a recuperação de  $D_2$  com sua corrente reversa limitada pela derivada de corrente no indutor.

#### **Quinta etapa ( $t_4-t_5$ ):**

Inicia com o término da recuperação de  $D_2$ . A corrente  $I_r$  armazenada em  $L_s$  inicia a carga de  $C_2$  de  $0$  a  $V_o + V_{cs}$  e a descarga de  $C_a$  de  $V_o+V_{cs}$  a  $0$ .

#### **Sexta etapa ( $t_5-t_6$ ):**

Começa quando a tensão sobre o capacitor  $C_a$  zera e é grampeada pela entrada em condução de  $D_a$ , possibilitando a entrada em condução de  $Q_a$  com comutação ZVS. A corrente  $i_{Ls}$  cresce linearmente devido a aplicação da tensão  $V_{cs}$ .

**Sétima etapa (t6-t7):**

Inicia quando a corrente  $i_{Ls}$  inverte seu sentido e passa a circular pelo interruptor  $Q_a$ . A corrente  $i_{Ls}$  continua a crescer linearmente.

**Oitava etapa (t7-t8):**

Inicia quando a chave principal  $Q_1$  é bloqueada. Neste momento a corrente  $i_{in}$  é forçada a circular por  $C_s$  colocando  $D_a$  em condução. O capacitor  $C_1$  passa a se carregar de 0 a  $V_o + V_{cs}$  e o capacitor  $C_2$  passa a se descarregar de  $V_o + V_{cs}$  a 0.

**Nona etapa (t8-t9):**

Começa quando  $C_2$  se descarrega e é grampeado pelo diodo  $D_2$ . A corrente  $i_{Ls}$  continua crescendo. Este intervalo termina quando a corrente  $i_{Cs}$  inverte de sentido e passa a circular por  $Q_a$ , retornando à primeira etapa de operação.

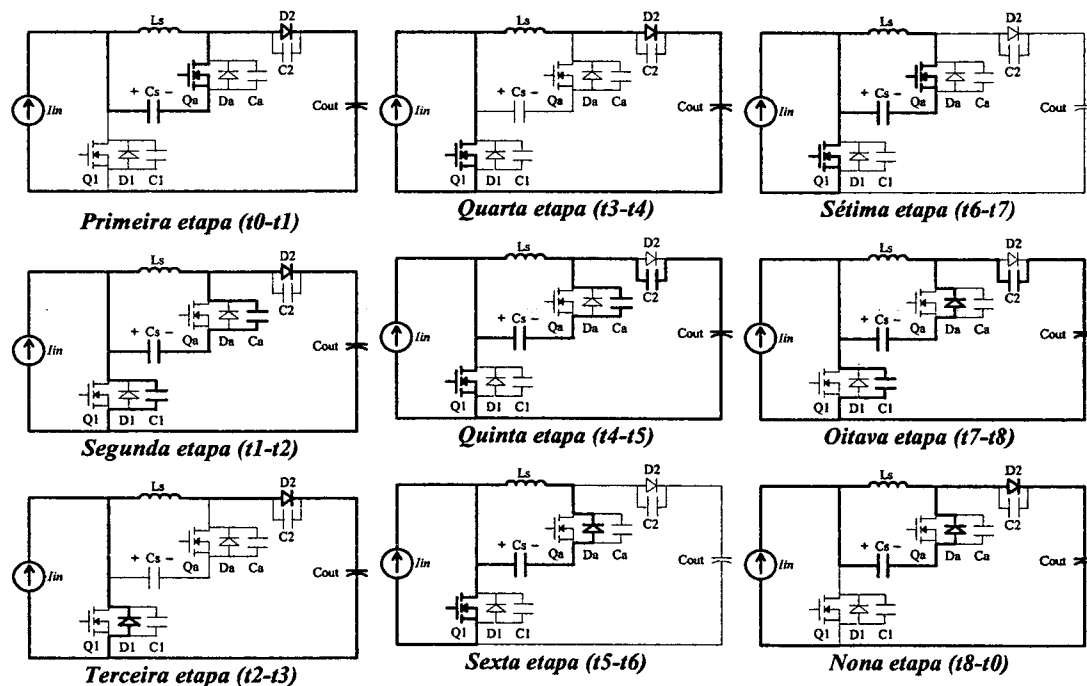


Fig. I. 2 – Etapas de Operação

### I.2.2. Formas de Onda

As principais formas de onda relativas às etapas de operação do conversor podem ser observadas na Fig. I. 3.

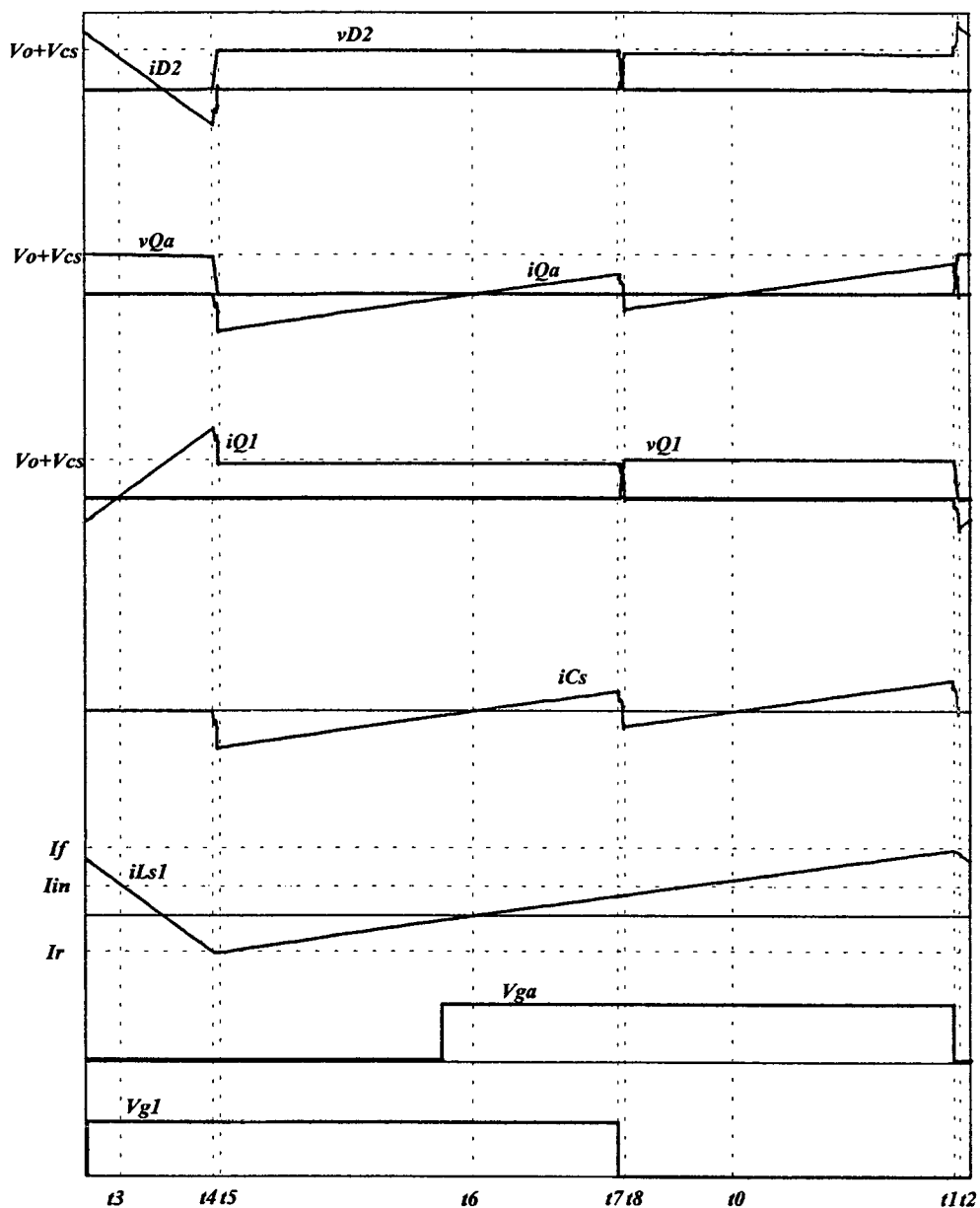


Fig. I. 3. – Principais Formas de Onda

### I.2.3. Análise da Comutação.

Para a análise do circuito são feitas algumas simplificações: O capacitor  $C_s$  e o indutor  $L_{in}$  são considerados suficientemente grandes para que a tensão e a corrente respectivamente, não sofram variações durante um período de chaveamento. A tensão e a corrente de entrada são consideradas senoidais e em fase.

Inicia-se a análise assumindo que a corrente média no capacitor  $C_s$  deve ser nula no final de um período de chaveamento em regime permanente. A corrente inicial no indutor  $L_s$  é o pico da corrente de recuperação reversa do diodo  $D_2$ ,  $I_r$ , e a corrente final,  $I_f$ , é a corrente necessária para proporcionar comutação ZVS no interruptor. O valor médio da corrente é  $I_{in}$ .

A razão cíclica do conversor é dada por:

$$D = \frac{V_{out} - V_{in}}{V_{out}} \quad (I.1)$$

Como a tensão de entrada varia de zero ao valor de pico, a razão cíclica varia do máximo valor (100%) para o mínimo valor.

A corrente média em  $C_s$  é determinada pela integração da corrente durante um período completo:

$t_5$  = Início da sexta etapa onde  $i_{C_s} = I_r$

$t_7$  = Início da oitava etapa onde  $Q_1$  é bloqueado e a corrente de entrada passa a circular por  $C_s$ .

$t_1$  = Início da segunda etapa onde  $Q_a$  é bloqueado e a corrente em  $C_s$  decresce até zero.

A corrente instantânea no capacitor é dada por:

Para o intervalo entre  $t_5$  e  $t_7$ :

$$i_{C_s} = I_r + m.t \quad (I.2)$$

Para o intervalo entre  $t_7$  e  $t_1$ :

$$i_{C_s} = I_{in} + I_r + m.t \quad (I.3)$$

Para o intervalo entre  $t_1$  e  $t_5$ :

$$i_{C_s} = 0 \quad (I.4)$$

$m$  é rampa de crescimento da corrente e é dada por:

$$m = diCs/dt = -vCs/Ls \quad (I.5)$$

O período de chaveamento é definido por:

$$Ts = 1/fs \quad (I.6)$$

Onde  $fs$  é a frequência de chaveamento.

A corrente média no capacitor  $Cs$  é dada por:

$$iCs_{med} = \frac{1}{Ts} \left[ \int_0^{t1} (Ir + mt)dt + \int_{t1}^{t2} (Iin + Ir + mt)dt \right] \quad (I.7)$$

Resolvendo a integral e considerando:

$$\delta = \frac{t1}{Ts} \quad (I.8)$$

e

$$t1 \approx Ts \quad (I.9)$$

Tem-se:

$$Vcs = Vg = \frac{2 \cdot Ls}{Ts} [Ir + Iin(1 - D)] \quad (I.10)$$

Combinando com a Eq.I.1 tem-se:

$$Vg = \frac{2 \cdot Ls}{Ts} \left[ Ir + Iin \left( \frac{Vin}{Vout} \right) \right] \quad (I.11)$$

A corrente final em  $Ls$  é obtida pela combinação das equações I.3, I.5 e I.9:

$$If = [Ir + Iin(1 - 2D)] \quad (I.12)$$

Combinando com a Eq. I.1 tem-se:

$$If = \left[ Ir + Iin \left( 2 \cdot \frac{Vin}{Vout} - 1 \right) \right] \quad (I.13)$$

Sabendo que:

$$Iin = Iin_{max} \cdot \sin \alpha \quad (I.14)$$

e



$$V_{in} = V_{in_{max}} \cdot \sin \omega t \quad (I.15)$$

Tem-se:

$$I_f = I_r + \frac{2I_{in_{max}} V_{in_{max}} \sin^2 \omega t}{V_{out}} - I_{in_{max}} \sin \omega t \quad (I.16)$$

Fazendo as seguintes substituições na Eq I.13 :

$$I_{in_{max}} = \sqrt{2} \cdot I_{in_{rms}} \quad \text{e} \quad V_{in_{max}} = \sqrt{2} \cdot V_{in_{rms}} \quad (I.17)$$

$$V_{in_{rms}} \cdot I_{in_{rms}} \approx P_{in} \approx P_{out} = V_{out} \cdot I_{out} \quad (I.18)$$

O alto fator de potência e o alto rendimento justificam a aproximação, então:

$$I_f = I_r + I_{out} \cdot (\sin^2 \omega t - \beta \cdot \sin \omega t) = I_r + \alpha \cdot I_{out} \quad (I.19)$$

Onde o ganho é dado por:

$$\beta = \frac{V_{out}}{2 \cdot V_{in_{max}}} \quad (I.20)$$

O fator de amplitude é dado por:

$$\alpha = \sin^2 \omega t - \beta \cdot \sin \omega t \quad (I.21)$$

Para o correto funcionamento do conversor é fundamental que a energia armazenada no indutor  $L_s$  seja grande o suficiente para descarregar a energia armazenada nas capacitâncias em paralelo com os interruptores. Dessa forma tem-se:

$$L_s \cdot I_f^2 \geq (C_1 + C_a) \cdot (V_{out} + V_g)^2 \quad (I.22)$$

Onde  $V_g$  é a tensão sobre  $C_s$  (aproximadamente constante para um período de chaveamento). Assumindo  $V_g \ll V_{out}$  tem-se:

$$I_f \min \geq V_{out} \sqrt{\frac{C_1 + C_a}{L_s}} \quad (I.23)$$

O valor mínimo de  $I_f$  deve ser respeitado para todo o período de rede sob pena de operação do conversor sem comutação suave.

### I.3. RETIFICADOR BOOST PFC-ZVS UTILIZANDO TRÊS INTERRUPTORES

Esse retificador foi apresentado por PIETKIEWICZ e TOLLIK [5] e é uma solução alternativa para conversores Boost PFC que operam com potências superiores a 1KW. Devido a limitação tecnológica dos interruptores do tipo Mosfet, para tais níveis de potência, seria necessária a utilização de interruptores em paralelo. Uma alternativa que elimina a necessidade de utilização de dois diodos da ponte retificadora de entrada foi apresentada por FERRARI E BARBI [13].

O circuito da Fig. I. 4 é uma opção para tornar as comutações suaves em ambos os interruptores, com a utilização de um snubber composto por um interruptor auxiliar  $Qa$ , um capacitor de grampeamento  $Cs$  e um indutor com ponto médio  $Ls1, Ls2$ . Define-se  $Vg$  a tensão sobre o capacitor  $Cs$ . O princípio de operação desse snubber é semelhante ao apresentado no conversor anterior e propicia comutação ZVS em ambas as chaves.

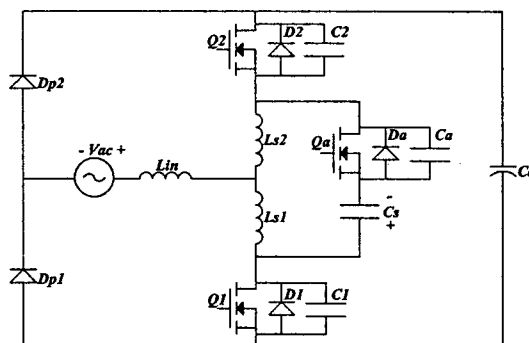


Fig. I. 4 - Retificador Boost PFC ZVS Utilizando Três Interruptores.

#### I.3.1. Etapas de Operação

Para a análise das etapas de operação do conversor são consideradas algumas simplificações: A tensão no capacitor  $Cs$  e a corrente no indutor  $L_{in}$  são consideradas constantes durante um período de chaveamento. O circuito equivalente de cada etapa de operação pode ser observado na Fig. I. 5.

##### Primeira etapa: ( $t_0-t_1$ )

Este intervalo inicia com a corrente de entrada sendo levada para a saída através do diodo **D2**. Ao mesmo tempo a corrente adicional  $i_{Ls1}$  está fluindo no laço formado por **Ls2, Qa, Cs e Ls1**.

**Segunda etapa (t1-t2):**

Inicia com o bloqueio do interruptor auxiliar **Qa**. A corrente  $i_{Ls1}$  inicia a carga da capacitância **Ca** de  $0$  à  $V_o+V_g$  e a descarga de **C1** de  $V_o+V_g$  à zero.

**Terceira etapa (t2-t3):**

Inicia quando a tensão sobre **C1** atinge zero e é grampeada pelo diodo antiparalelo **D1** possibilitando a entrada em condução ZVS para **Q1**. É aplicada sobre os indutores **Ls1 e Ls2** a tensão de saída  $V_o$ , fazendo com que ambas as correntes decresçam linearmente.

**Quarta etapa (t3-t4):**

Começa quando a corrente em **Ls1** inverte de sentido e passa a circular por **Q1**. A corrente  $i_{Ls2}$  continua a decrescer até inverter de sentido, iniciando a recuperação de **D2** com sua corrente reversa limitada pela derivada de corrente no indutor.

**Quinta etapa (t4-t5):**

Inicia com o término da recuperação de **D2**. A corrente  $i_{Ls2}$  inicia a carga de **C2** de  $0$  a  $V_o+V_g$  e a descarga de **Ca** de  $V_o+V_g$  a  $0$ .

**Sexta etapa (t5-t6):**

Começa quando a tensão sobre o capacitor **Ca** zera e é grampeada pela entrada em condução de **Da**, possibilitando a entrada em condução de **Qa** com comutação ZVS. As correntes  $i_{Ls1}$  e  $i_{Ls2}$  crescem devido a aplicação da tensão  $V_g$ .

**Sétima etapa (t6-t7):**

Inicia quando a corrente  $i_{Ls2}$  inverte seu sentido e passa a circular pelo interruptor **Qa**. A corrente  $i_{Ls1}$  continua a crescer linearmente.

**Oitava etapa (t7-t8):**

Inicia quando a chave principal  $Q1$  é bloqueada. Neste momento a corrente em  $Cs$  muda de sentido tornando a passar por  $Da$ . O capacitor  $C1$  passa a se carregar de  $0$  a  $V_o+V_g$  e o capacitor  $C2$  passa a se descarregar de  $V_o+V_g$  a  $0$ .

#### Nona etapa ( $t8-t9$ ):

Começa quando  $C2$  se descarrega e é grampeado pelo diodo  $D2$ . A corrente  $i_{Ls1}$  continua crescendo. Este intervalo termina quando a corrente  $i_{Ls1}$  inverte de sentido e passa a circular por  $Qa$ , retornando à primeira etapa de operação.

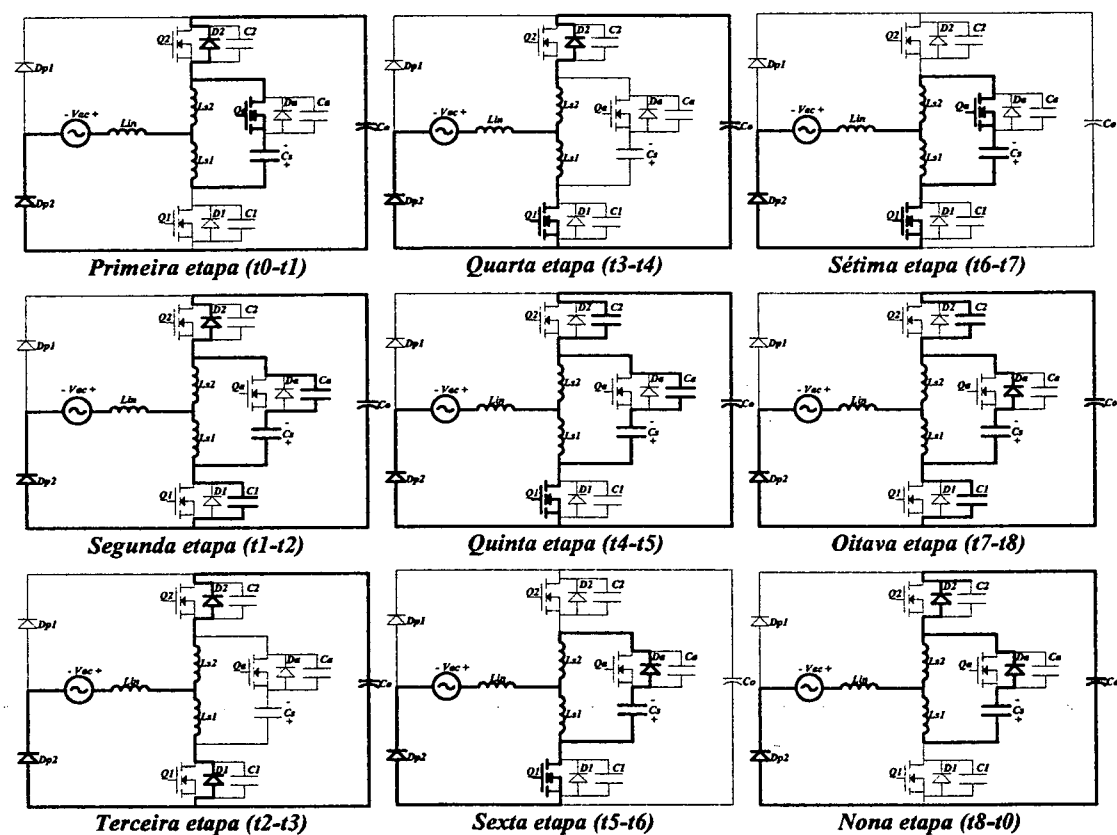


Fig. I. 5 - Etapas de Operação.

### I.3.2. Formas de Onda

As principais formas de onda relativas às etapas de funcionamento do conversor podem ser observadas na Fig. I. 6.

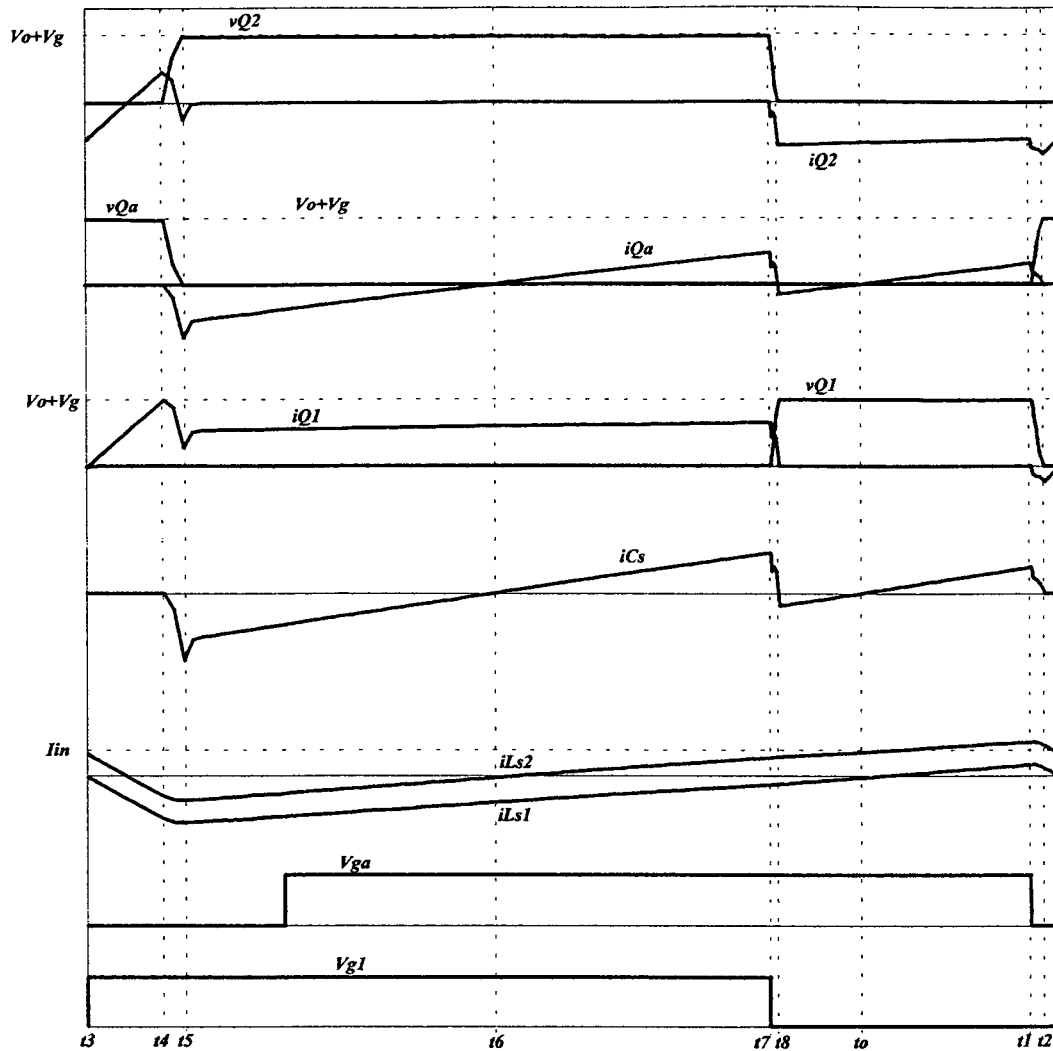


Fig. I. 6 – Principais Formas de Onda.

### I.3.3. Análise da Comutação.

Para garantir a comutação sob tensão nula é necessário que na segunda etapa de funcionamento exista energia suficiente armazenada em  $L_s = L_{s1} + L_{s2}$  para a descarga de  $C1$  e carga de  $C_a$ . Desta forma, por inspeção a seguinte condição pode ser formulada:

$$L_s \cdot I_f^2 \geq (C_a + C1)(V_o^2 - V_g^2) \quad (\text{I.24})$$

Onde  $V_g$  é a tensão sobre  $C_s$  (aproximadamente constante para um período de chaveamento). Assumindo  $V_g \ll V_o$  tem-se:

$$I_f \min \geq V_o \sqrt{\frac{C1 + C_a}{L_s}} \quad (I.25)$$

Através do cálculo da corrente média em Cs, que deve ser nula para um período de chaveamento, obtém-se a seguinte expressão:

$$V_g = \frac{2 \cdot L_s}{T_s} \left[ I_r + \frac{2 \cdot P_o}{V_o} \sin^2(\omega t) \right] \quad (I.26)$$

Onde  $\omega = 2\pi/T1$  e  $T1$  é o período de rede.  $P_o$  e  $V_o$  são a potência e a tensão de saída respectivamente.  $I_r$  é o pico de corrente de recuperação reversa do diodo antiparalelo.

$I_{in}$  pode ser simplesmente expresso por:

$$I_{in} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{V_{acrms}} \sin(\omega t) \quad (I.27)$$

Combinando as equações tem-se:

$$I_f = I_r + \frac{4 \cdot P_o}{V_o} \sin^2(\omega t) - \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{V_{acrms}} \sin(\omega t) \quad (I.28)$$

Essa equação possui dois pontos mínimos iguais que podem ser encontrados analiticamente:

$$I_f \min = I_r - \frac{P_o \cdot V_o}{8 \cdot V_{acrms}^2} \quad (I.29)$$

Esta equação contém o pico de recuperação reversa de D2 que depende do di/dt durante o bloqueio, temperatura de junção e valor de corrente direta.

Combinando a Eq. I.29 com a Eq. I.25 tem-se:

$$I_r - \frac{P_o \cdot V_o}{8 \cdot V_{ac}^2} \geq V_o \sqrt{\frac{C1 + C_a}{L_s}} \quad (I.30)$$

Como pode-se ver a expressão acima contém apenas um parâmetro que pode ser otimizado,  $L_s$ , tornando o projeto muito simples.

De maneira similar pode-se expressar as condições para a chave auxiliar. A corrente de pico de recuperação reversa de D2,  $I_r$ , circulando pela indutância  $L_s$  deve ser

suficiente para descarregar a capacitância  $C_a$ . Desta forma, similarmente à expressão anterior tem-se:

$$I_r \min \geq V_o \sqrt{\frac{C_1 + C_a}{L_s}} \quad (\text{I.31})$$

Comparando com a equação desenvolvida para **Q1** nota-se que ela é menos restritiva, pois não existe o termo que subtrai a corrente  $I_r$ . Com isso, conclui-se que, se for respeitada a condição para a chave principal, automaticamente será respeitada a condição para a chave auxiliar, tornando o projeto simples.

#### I.4. CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados dois conversores Boost pré-reguladores de fator de potência que utilizam uma técnica de aproveitamento da energia de recuperação reversa dos diodos para efetuar comutação ZVS em seus interruptores controlados. Essa técnica também possibilita a redução da taxa de interferência eletromagnética através do controle da derivada de corrente nos interruptores.

O estudo destes retificadores traz um pacote de conhecimento precioso para a aplicação desta técnica de comutação em inversores, visando a obtenção de circuitos que possibilitem a operação com comutação suave sem a utilização de um número elevado de interruptores e componentes passivos.

## CAPÍTULO II

# INVERSOR MEIA PONTE ZVS PWM COM TENSÃO GRAMPEADA QUE UTILIZA INDUTOR COM DERIVAÇÃO

### II.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado um novo inversor do tipo meia ponte, com modulação PWM convencional que opera com comutação suave do tipo ZVS em toda a faixa de carga e possui tensão grampeada sobre os interruptores. Esse inversor possui a característica de utilizar a energia de recuperação reversa dos diodos anti-paralelo das chaves para efetuar o processo de comutação suave.

Serão descritos o princípio de funcionamento, etapas de operação com equacionamento básico e principais formas de onda.

### II.2. APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO

O conversor proposto possui a configuração de inversor meia ponte com a inclusão de um circuito “snubber” que será responsável pela comutação suave dos interruptores. O “snubber” utilizado foi proposto por PIETKIEWICZ e TOLLIK [5] e aplicado a um retificador pré-regulador de fator de potência. O snubber é composto por um interruptor controlado com diodo anti-paralelo, um capacitor de grampeamento e um pequeno indutor com ponto médio que pode ser construído sobre núcleos separados. O capacitor  $C_s$  é responsável pelo armazenamento da energia da recuperação reversa dos diodos e grampeamento da tensão nos interruptores. Os indutores  $L_{s1}$  e  $L_{s2}$  são responsáveis pelo controle da derivada de corrente na recuperação dos diodos. O interruptor auxiliar opera com razão cíclica fixa em toda a faixa de operação.

O circuito proposto pode ser observado na Fig. II. 1:



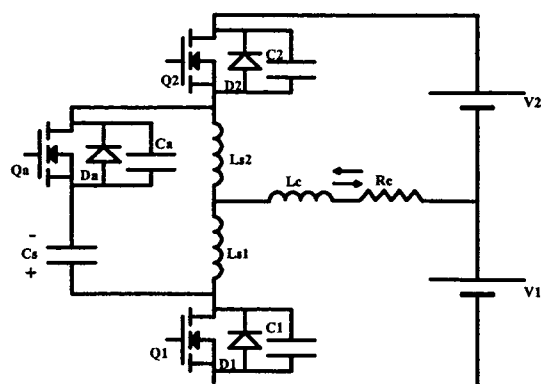


Fig. II. 1 – Inversor Meia Ponte ZVS PWM com Indutor em Derivação Central.

### II.3. ANÁLISE QUALITATIVA DO INVERSOR

A seguir serão apresentadas as etapas de operação do inversor com seu equacionamento básico e principais formas de onda. O inversor possui simetria em seu funcionamento, por isso serão apresentadas as etapas para apenas um semiciclo de tensão de saída.

#### II.3.1. ETAPAS DE OPERAÇÃO (semiciclo positivo):

Para a análise das etapas de operação do conversor são consideradas algumas simplificações: a tensão no capacitor  $C_s$  e a corrente no indutor  $L_c$  são consideradas constantes durante um período de chaveamento. Define-se  $E$  como sendo a tensão total de barramento ( $E = V1 + V2$ ). Define-se  $L_s$  como sendo a soma dos indutores auxiliares  $L_s = L_{s1} + L_{s2}$ .

O circuito equivalente das etapas de operação pode ser observado na Fig. II. 2.

##### Primeira etapa: ( $t_0 - t_1$ ):

Este intervalo inicia com a corrente de saída sendo levada para  $V_2$  através do diodo  $D_2$ . Ao mesmo tempo a corrente adicional  $i_{L_{s1}}$  está fluindo no laço formado por  $L_{s2}$ ,  $Q_2$ ,  $C_s$  e  $L_{s1}$ .

$$E = V1 + V2 \quad (\text{II.1})$$

$$V_g = V_{Cs} \quad (\text{II.2})$$

$$V_{C1}(t) = E + V_g \quad (\text{II.3})$$

$$V_{C2}(t) = 0 \quad (\text{II.4})$$

$$i_{Ls1}(t) = \frac{V_g}{L_s} t \quad (\text{II.5})$$

$$i_{Ls2}(t) = i_{Ls1}(t) + I_{out} \quad (\text{II.6})$$

No final desta etapa a corrente  $i_{Ls1}$  atingirá seu máximo valor,  $I_f$ . A duração desta etapa é dada por:

$$\Delta t1 = \frac{I_f \cdot L_s}{V_g} \quad (\text{II.7})$$

#### Segunda etapa (t1-t2):

Inicia com o bloqueio do interruptor auxiliar **Qa**. A corrente  $i_{Ls1}$  inicia a carga da capacitância **Ca** de  $0$  à  $E+V_g$  e a descarga de **C1** de  $E+V_g$  à *zero*.

$$V_{C1}(t) = (E + V_g) - \frac{I_f}{2C1} t \quad (\text{II.8})$$

$$V_{C2}(t) = 0 \quad (\text{II.9})$$

$$V_{Ca}(t) = \frac{I_f}{2Ca} t \quad (\text{II.10})$$

$$i_{Ls1}(t) = I_f \quad (\text{II.11})$$

$$i_{Ls2}(t) = I_f + I_{out} \quad (\text{II.12})$$

#### Terceira etapa (t2-t3):

Inicia quando a tensão sobre **C1** atinge *zero* e é grampeada pelo diodo antiparalelo **D1** possibilitando a entrada em condução ZVS para **Q1**. É aplicada sobre os

indutores  $Ls1$  e  $Ls2$  a tensão de entrada  $E=V1+V2$  fazendo com que ambas as correntes decresçam linearmente.

$$V_{C1}(t) = 0 \quad (\text{II.13})$$

$$V_{C2}(t) = 0 \quad (\text{II.14})$$

$$V_{Ca}(t) = E + Vg \quad (\text{II.15})$$

$$i_{Ls1}(t) = If - \frac{E}{Ls} t \quad (\text{II.16})$$

$$i_{Ls2}(t) = i_{Ls1}(t) + Iout \quad (\text{II.17})$$

$$\Delta t3 = \frac{IfLs}{E} \quad (\text{II.18})$$

#### Quarta etapa (t3-t4):

Começa quando a corrente em  $Ls1$  inverte de sentido e passa a circular por Q1. A corrente  $iLs2$  continua a decrescer até inverter de sentido, iniciando a recuperação de D2 com sua corrente reversa limitada pela derivada de corrente no indutor.

$$V_{C1}(t) = 0 \quad (\text{II.19})$$

$$V_{C2}(t) = 0 \quad (\text{II.20})$$

$$V_{Ca}(t) = E + Vg \quad (\text{II.21})$$

$$i_{Ls1}(t) = -\frac{E}{Ls} t \quad (\text{II.22})$$

$$i_{Ls2}(t) = Iout + i_{Ls1}(t) \quad (\text{II.23})$$

No final desta etapa a corrente em  $Ls1$  é igual a  $Iout+Ir$ . Sendo assim, a duração desta etapa é dada por:

$$\Delta t_4 = \frac{(I_{out} + I_r)L_s}{E} \quad (\text{II.24})$$

**Quinta etapa (t4-t5):**

Inicia com o término da recuperação de D2. A corrente  $i_{Ls1}$  inicia a carga de C2 de 0 a  $E + V_g$  e a descarga de Ca de  $E + V_g$  a 0.

$$V_{C1}(t) = 0 \quad (\text{II.25})$$

$$V_{C2}(t) = \frac{I_r}{2C2} t \quad (\text{II.26})$$

$$V_{Ca}(t) = (E + V_g) - \frac{I_r}{2Ca} t \quad (\text{II.27})$$

$$i_{Ls1}(t) = I_{out} - I_r \quad (\text{II.28})$$

$$i_{Ls2}(t) = I_r \quad (\text{II.29})$$

**Sexta etapa (t5-t6):**

Começa quando a tensão sobre o capacitor Ca zera e é grampeada pela entrada em condução de Da, possibilitando a entrada em condução de Qa com comutação ZVS. As correntes  $i_{Ls1}$  e  $i_{Ls2}$  crescem devido a aplicação da tensão  $V_g$ .

$$V_{C1}(t) = 0 \quad (\text{II.30})$$

$$V_{C2}(t) = E + V_g \quad (\text{II.31})$$

$$V_{Ca}(t) = 0 \quad (\text{II.32})$$

$$i_{Ls2}(t) = \frac{V_g}{L_s} t - I_r \quad (\text{II.33})$$

$$i_{Ls1}(t) = I_{out} + i_{Ls2}(t) \quad (\text{II.34})$$

No final desta etapa a corrente em  $Ls2$  chega a zero. A duração desta etapa é dada por:

$$\Delta t6 = \frac{I_r \cdot Ls}{Vg} \quad (\text{II.35})$$

**Sétima etapa (t6-t7):**

Inicia quando a corrente  $iLs2$  inverte seu sentido e passa a circular pelo interruptor

**Qa.** A corrente  $iLs1$  continua a crescer linearmente.

$$V_{C1}(t) = 0 \quad (\text{II.36})$$

$$V_{C2}(t) = E + Vg \quad (\text{II.37})$$

$$V_{Ca}(t) = 0 \quad (\text{II.38})$$

$$i_{Ls1}(t) = \frac{Vg}{Ls} t - I_{out} \quad (\text{II.39})$$

$$i_{Ls2}(t) = \frac{Vg}{Ls} t \quad (\text{II.40})$$

A duração da etapa pode ser simplificada por:

$$\Delta t7 = DTs - \Delta t6 \quad (\text{II.41})$$

Dessa forma tem-se:

$$\Delta t7 = DTs - \frac{I_r Ls}{Vg} \quad (\text{II.42})$$

**Oitava etapa (t7-t8):**

Inicia quando a chave principal **Q1** é bloqueada. Neste momento a corrente em **Cs** muda de sentido tornando a passar por **Da**. O capacitor **C1** passa a se carregar de **0** a **E+Vg** e o capacitor **C2** passa a se descarregar de **E+Vg** a **0**.

$$V_{C1}(t) = \frac{I_{out}}{2 \cdot C1} t \quad (\text{II.43})$$

$$V_{C2}(t) = (E + Vg) - \frac{I_{out}}{2 \cdot C2} t \quad (\text{II.44})$$

$$V_{Ca}(t) = 0 \quad (\text{II.45})$$

$$i_{Ls1}(t) = \frac{Vg}{Ls} \cdot \Delta t7 - I_{out} \quad (\text{II.46})$$

$$i_{Ls2}(t) = \frac{Vg}{Ls} \cdot \Delta t7 \quad (\text{II.47})$$

**Nona etapa (t8-to):**

Começa quando **C2** se descarrega e é grampeado pelo diodo **D2**. A corrente **iLsI** continua crescendo. Este intervalo termina quando a corrente **iLsI** inverte de sentido e passa a circular por **Qa**, retornando à primeira etapa de operação.

$$V_{C1}(t) = E + Vg \quad (\text{II.48})$$

$$V_{C2}(t) = 0 \quad (\text{II.49})$$

$$V_{Ca}(t) = 0 \quad (\text{II.50})$$

$$i_{Ls1}(t) = \frac{Vg}{Ls} t + \frac{Vg}{Ls} \cdot \Delta t7 - I_{out} \quad (\text{II.51})$$

$$i_{Ls2}(t) = i_{Ls1}(t) + I_{out} \quad (\text{II.52})$$

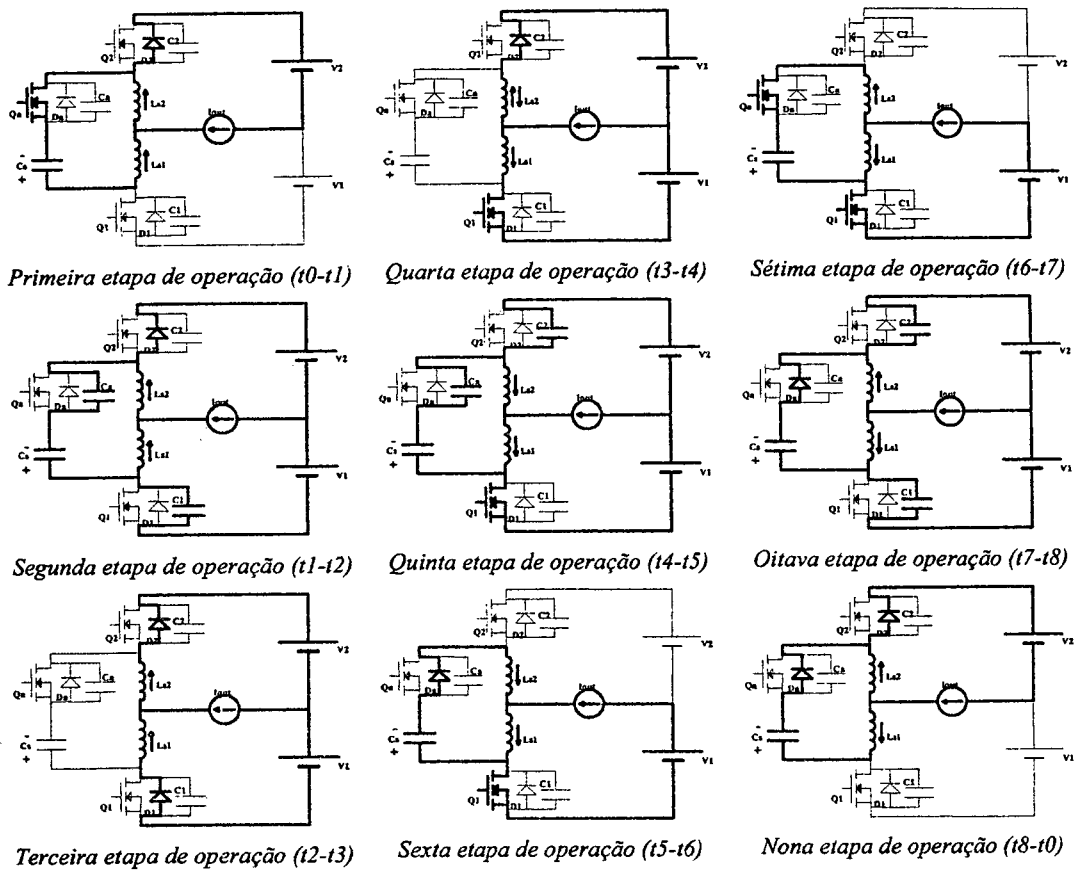


Fig. II. 2 – Etapas de Operação

### II.3.2. Formas de Onda

As principais formas de onda da operação do conversor podem ser observadas na Fig. II. 3.

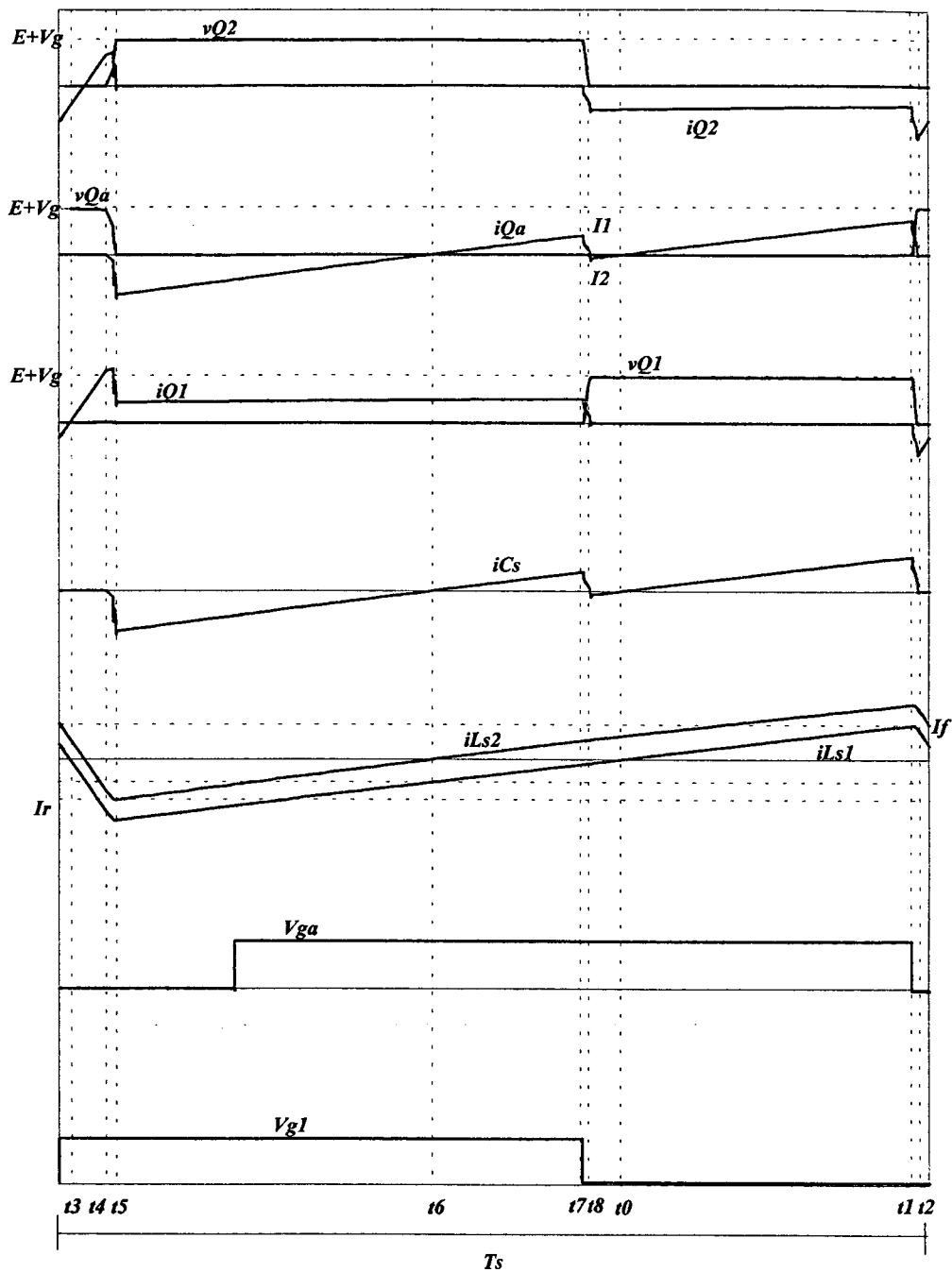


Fig. II. 3 – Principais Formas de Onda.



## II.4. ANÁLISE QUANTITATIVA DO INVERSOR

Neste ítem será apresentada a análise matemática completa do inversor proposto, com a obtenção de ábacos e equações fundamentais para o projeto e dimensionamento.

### II.4.1. Estratégia de Modulação

A modulação utilizada é a modulação PWM, obtida a partir da comparação de uma referência do sinal desejado na saída com um sinal modulador dente de serra. O resultado da comparação é um sinal PWM com frequência e amplitude fixas que será utilizado para comandar os interruptores principais complementarmente.

Estudos realizados mostraram que para o perfeito funcionamento do inversor com comutação suave nos quatro quadrantes, ou seja, com qualquer combinação na polaridade da tensão e corrente de saída, é necessário que o interruptor auxiliar seja sincronizado, ora com o interruptor **Q1**, ora com o interruptor **Q2**, dependendo do sentido da corrente de carga. Isso se deve ao fato de que a cada semiciclo da corrente de carga, **Q1** e **Q2** alternam-se no papel de interruptor principal do circuito.

O inversor poderá possuir em sua saída um filtro que será responsável pela demodulação da tensão modulada obtida, extraindo dela sua componente senoidal fundamental.

Na Fig. II. 4 pode-se observar alguns sinais da estratégia de modulação utilizada.

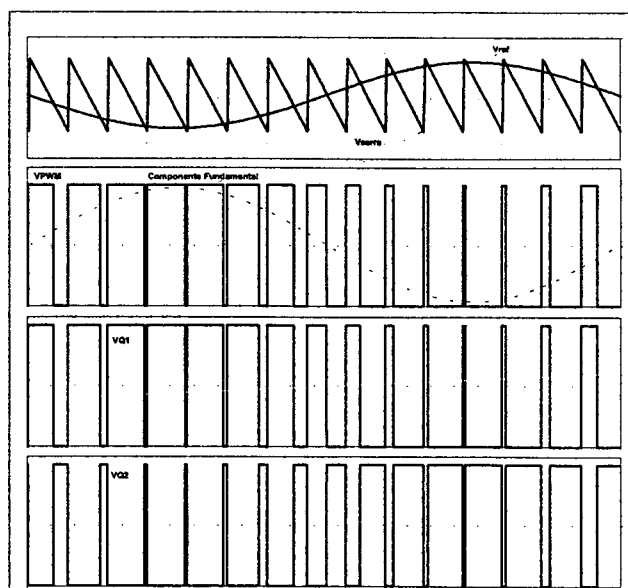


Fig. II. 4 – Estratégia de Modulação.

A tensão de saída do conversor é controlada pelo índice de modulação de amplitude ( $ma$ ), que é obtido pela razão do valor de pico do sinal de referência senoidal pelo valor de pico do sinal dente de serra.

$$ma = \frac{V_p,ref}{V_p,serra} \quad 1 \quad (II.53)$$

A tensão de saída do inversor para um período de chaveamento pode ser expressa por:

$$V_{out} = \frac{E \cdot D}{2} \quad 2 \quad (II.54)$$

Manipulando a Eq. II.54 obtém-se a razão cíclica instantânea para o inversor.

$$D = \frac{2 \cdot V_{out}}{E} \quad 3 \quad (II.55)$$

A tensão de saída do inversor pode ser expressa por:

$$V_{out} = \sqrt{2} \cdot V_{out,rms} \cdot \text{sen}\omega t \quad 4 \quad (II.56)$$

Onde  $\omega$  é expresso por:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad 5 \quad (II.57)$$

$f$  – Frequência da saída

Combinando as Eqs. II.55 e II.56 obtém-se:

$$D = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{out,rms} \cdot \text{sen}\omega t}{E} \quad 6 \quad (II.58)$$

A máxima tensão de saída pode ser obtida pelo produto da tensão de entrada com a razão de modulação de amplitude. Dessa forma tem-se:

$$V_{out,p} = \frac{E \cdot ma}{2} \quad 7 \quad (II.59)$$

O valor da tensão eficaz de saída é dado por:

$$V_{out_{rms}} = \frac{E \cdot ma}{2 \cdot \sqrt{2}} \quad 8 \quad (II.60)$$

Combinando as Eqs. II.58 e II.60 obtém-se a expressão da razão cíclica do inversor.

$$D = ma \cdot \text{sen}\omega t \quad 9 \quad (II.61)$$

#### II.4.2. Estudo da Tensão de Grampeamento

Uma das características mais importantes do inversor proposto é o grampeamento da tensão sobre os interruptores. A tensão máxima aplicada a cada interruptor é a tensão de barramento somada à tensão no capacitor de grampeamento  $C_s$ .

Para o dimensionamento dos interruptores e do capacitor é necessário que se conheça o comportamento da tensão de grampeamento,  $V_g$ .

A corrente média no capacitor de grampeamento deve ser zero para um período de chaveamento em regime permanente. Dessa forma, pode-se obter a expressão para  $V_g$ .

A corrente média instantânea em  $C_s$  é dada por:

$$iC_{s_{mi}} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{t1} \left( \frac{V_g}{L_s} \cdot t - Ir \right) dt + \int_{t1}^{t2} \left( \frac{V_g}{L_s} \cdot t - I_{out} - Ir \right) dt \right] \quad 10 \quad (II.62)$$

$T_s$  – Período de Chaveamento

Resolvendo a integral e considerando:

$$D = \frac{t1}{T_s} \quad 11 \quad (II.63)$$

$$t1 \approx T_s \quad 12 \quad (II.64)$$

$$iC_{s_{mi}} = 0 \quad 13 \quad (II.65)$$

Tem-se:

$$V_g = \frac{2L_s}{T_s} [Ir + I_{out}(1 - D)] \quad 14 \quad (II.66)$$

A corrente de saída é dada por:

$$I_{out} = \frac{E \cdot ma}{2 \cdot Z_c} \cdot \text{sen} \omega t \quad 15 \quad (\text{II.67})$$

Onde  $Z_c$  é a impedância de carga que é expressa por:

$$Z_c = \sqrt{R_c^2 + (\omega \cdot L_c)^2} \quad 16 \quad (\text{II.68})$$

$R_c$  – Resistência de Carga

$L_c$  – Indutância de Carga

Combinando as Eqs. II.61, II.66 e II.67 obtém-se a expressão para tensão em Cs.

$$V_g(t) = \frac{2 \cdot L_s}{T_s} \left[ I_r + \frac{E \cdot ma}{2 \cdot Z_c} \cdot \text{sen} \omega t \cdot (1 - ma \cdot \text{sen} \omega t) \right] \quad 17 \quad (\text{II.69})$$

Onde  $I_r$  é o pico de recuperação reversa do diodo antiparalelo e pode ser obtido por:

$$I_r = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot Q_{rr} \cdot \frac{E}{L_s}} \quad 18 \quad (\text{II.70})$$

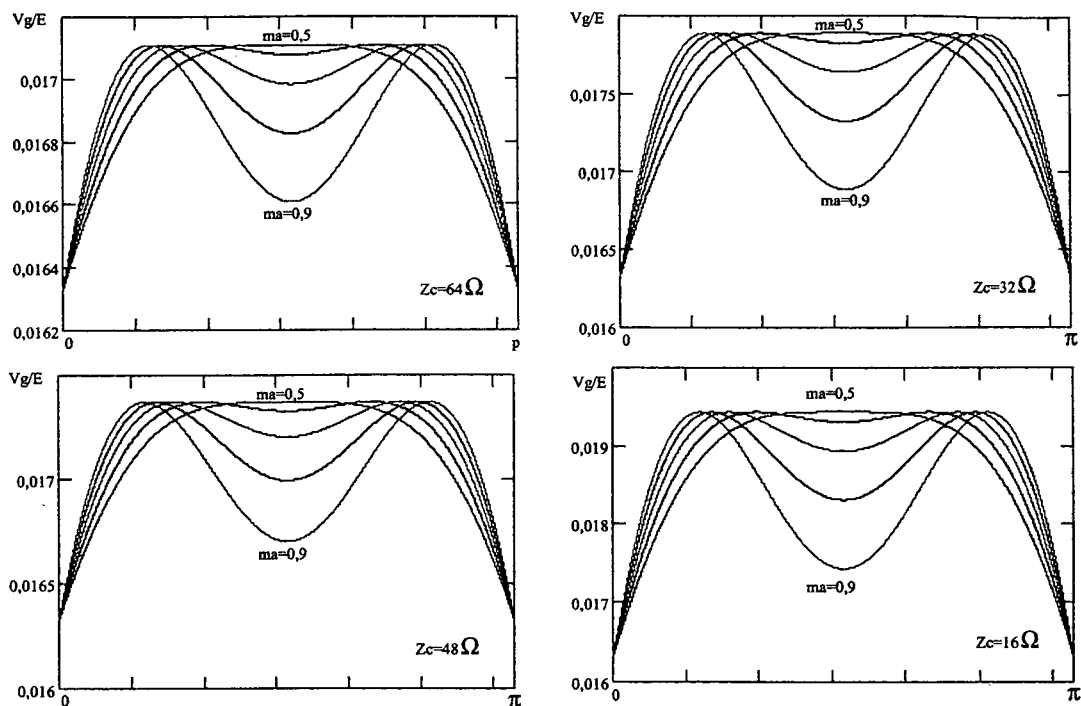
$Q_{rr}$  – Carga de Recuperação Reversa

Parametrizando a Eq. II.69 tem-se:

$$\frac{V_g(t)}{E} = \frac{V_g(t)}{E} \quad 19 \quad (\text{II.71})$$

A Eq. II.71 permite traçar algumas curvas mostrando o comportamento da tensão de grameamento em função da carga para diversos índices de modulação em amplitude e uma determinada combinação de parâmetros que serão implementados em laboratório.

São eles:  $L_s = 10\mu\text{H}$ ;  $I_r = 17,4\text{A}$ ;  $T_s = 50\mu\text{s}$ ;  $E = 400\text{V}$



*Fig. II. 5 – Tensão de Grampeamento Parametrizada em Função da Carga.*

Observa-se que a tensão de grampeamento apresenta valores proporcionais muito reduzidos e sofrem uma pequena elevação com o aumento da carga.

Com isso conclui-se que a utilização deste circuito “snubber” implica numa elevação muito pequena da tensão nos interruptores em relação ao inversor meia ponte convencional, o que justifica ainda mais sua aplicação.

#### II.4.3. Estudo da Comutação Suave

O inversor proposto possui a característica de operar com comutação suave para toda a faixa de carga, ou seja, uma vez projetado para uma determinada condição nominal a comutação suave irá ocorrer para qualquer valor de carga inferior.

Para garantir a comutação sob tensão nula é necessário que na segunda etapa de operação, a corrente que circula em  $L_s = L_{s1} + L_{s2}$  seja suficientemente grande para efetuar a descarga da capacitância  $C1$  e carga da capacitância  $C_a$ . Desta forma, por inspeção pode ser formulada a seguinte condição:

$$LsIf^2 \geq (Ca + C1)(V + Vg)^2 \quad 20 \quad (II.72)$$

Onde  $Vg$  é a tensão sobre  $Cs$  (aproximadamente constante para um período de chaveamento). Como já foi observado anteriormente,  $Vg \ll E$ . Desta forma pode-se admitir:

$$If \min \geq E \sqrt{\frac{C1 + Ca}{Ls}} \quad 21 \quad (II.73)$$

A Eq. II.73 indica o mínimo valor que a corrente  $If$  deve assumir para garantir a comutação suave em toda a faixa de operação para uma determinada condição de carga.

A expressão da corrente  $If$  pode ser obtida analisando o comportamento da corrente no capacitor  $Cs$ .

$$If(t) = \frac{Vg}{Ls} \cdot Ts - Iout - Ir \quad 22 \quad (II.74)$$

Combinando a Eq. II.74 com a Eq. II.69 e fazendo algumas simplificações obtém-se a expressão que representa a evolução da corrente  $If$ .

$$If(t) = Ir + \frac{E \cdot ma}{2 \cdot Zc} \cdot \text{sen} \alpha t - \frac{E \cdot ma^2}{Zc} \cdot \text{sen}^2 \alpha t \quad 23 \quad (II.75)$$

Parametrizando a Eq. II.75 têm-se:

$$\overline{If(t)} = \frac{If(t) \cdot Zc}{E} \quad 24 \quad (II.76)$$

As Eq. II.76 e II.73 permitem traçar algumas curvas mostrando o comportamento da corrente  $If$  em função da carga para diversas razões de modulação em amplitude e uma determinada combinação de parâmetros que serão implementados em laboratório.

São eles:  $Ls = 10\mu\text{H}$ ;  $Ir = 17,4\text{A}$ ;  $Ts = 50\mu\text{s}$ ;  $E = 400\text{V}$

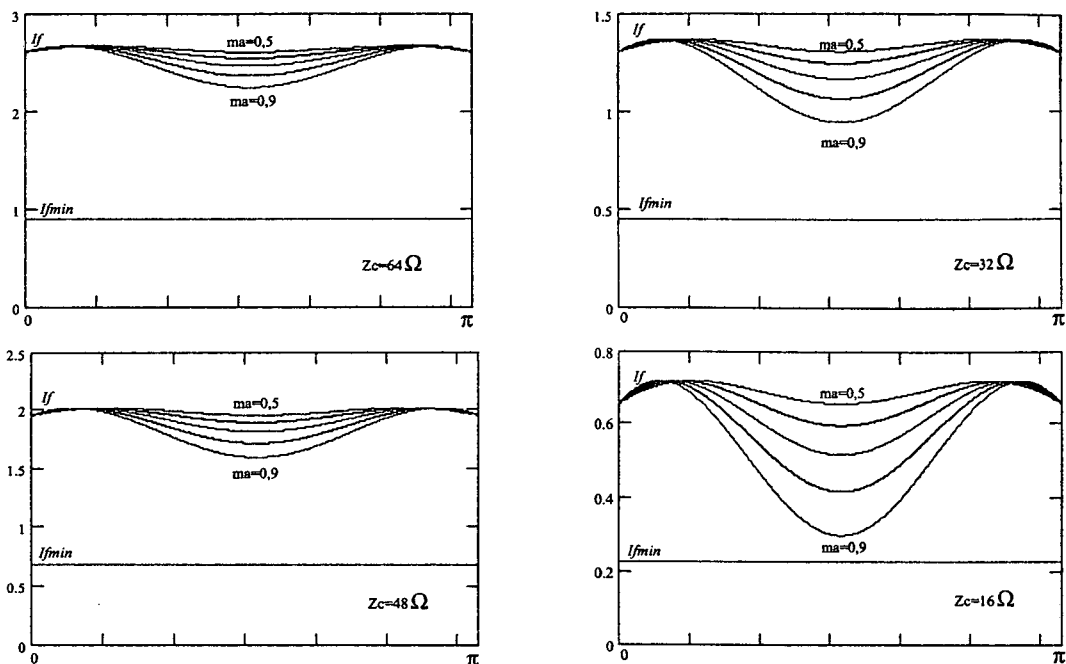


Fig. II. 6 – Comportamento de  $I_f$  Parametrizado em Função da Carga

Observa-se que a corrente  $I_f$  possui um ponto de mínimo que está situado em  $\pi/2$  e a corrente diminui sua intensidade com o aumento da carga. Para garantir a comutação suave em toda faixa de carga o valor mínimo da corrente  $I_f$  deve ser obtido a partir da Eq. II.76 e esse valor deve ser superior ao encontrado a partir da Eq. II.73.

#### II.4.4. Filtro de Saída

O projeto do filtro de saída é de fundamental importância para que o inversor opere com tensão de saída senoidal com conteúdo harmônico reduzido. Para uma melhor eficiência na eliminação dos harmônicos poderá ser utilizado um filtro composto por um indutor ( $L_f$ ) em série com um capacitor ( $C_f$ ).

Um procedimento de cálculo muito eficiente foi extraído da referência [9], que recomenda os seguintes cálculos:

$$R_c = \frac{V_{out_p}^2}{2 \cdot P_{out}} \quad (\text{II.77})$$

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot R_c \cdot \xi} \quad (\text{II.78})$$

Para o coeficiente de amortecimento  $\xi$  recomenda-se um valor superior a 0,7 para evitar oscilações indesejáveis.

$$0,7 \leq \xi \leq 1,0 \quad (\text{II.79})$$

A frequência de corte do filtro é definida a seguir, de onde pode-se extrair a expressão para o cálculo da indutância  $L_f$ .

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} \quad (\text{II.80})$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (\text{II.81})$$

$$L_f = \frac{1}{C_f \cdot \omega_c^2} \quad (\text{II.82})$$

A frequência de corte deve estar posicionada uma década abaixo da frequência de chaveamento e ser pelo menos trinta vezes maior que a frequência da rede para que o deslocamento de fase seja praticamente nulo.

## II.5. ESFORÇOS NOS COMPONENTES:

Para efeitos de projeto e dimensionamento dos componentes serão obtidos as expressões e ábacos dos esforços de tensão e corrente nos componentes. Para o cálculo dos esforços nos interruptores serão desprezados os efeitos de comutação.

### II.5.1. Interruptores Principais (Q1 e Q2)

A corrente média instantânea, ou seja, a corrente média durante um período de comutação pode ser obtida através da seguinte expressão:



$$iQ1_{mi} = iQ2_{mi} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} I_{out} \cdot dt \quad (II.83)$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iQ1_{mi} = I_{out} \cdot D \quad (II.84)$$

Combinando a Eq. II.84 com as Eq. II.61 e II.67 encontra-se :

$$iQ1_{mi} = \frac{E \cdot ma^2 \cdot \text{sen}^2 \omega t}{2 \cdot Z_c} \quad (II.85)$$

As correntes média e eficaz para um período de carga são obtidas aplicando a definição sobre a corrente média instantânea obtida na Eq. II.85. Sendo assim, a corrente média nos interruptores principais é dada por:

$$iQ1_{med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{E \cdot ma^2}{2 \cdot Z_c} \cdot \text{sen}^2 \omega t \cdot d\omega t \quad (II.86)$$

Resolvendo a integral têm-se:

$$iQ1_{med} = \frac{E \cdot ma^2}{8 \cdot Z_c} \quad (II.87)$$

Parametrizando:

$$\overline{iQ1_{med}} = \frac{iQ1_{med} \cdot Z_c}{E} = \frac{ma^2}{8} \quad (II.88)$$

De maneira semelhante obtém-se a expressão para corrente eficaz.

$$iQ1_{ef}^2 = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} \left( \frac{E \cdot ma^2}{2 \cdot Z_c} \cdot \text{sen}^2 \omega t \right)^2 d\omega t \quad (II.89)$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iQ1_{ef} = \frac{\sqrt{3} \cdot E \cdot ma^2}{8 \cdot Z_c} = \sqrt{3} \cdot iQ1_{med} \quad (II.90)$$

Parametrizando tem-se:

$$\overline{iQl_{ef}} = \frac{iQl_{ef} \cdot Zc}{E} = \frac{\sqrt{3} \cdot ma^2}{8} \quad (\text{II.91})$$

A partir das Eqs. II.88 e II.91 podemos traçar as curvas das correntes média e eficaz parametrizadas nos interruptores principais.

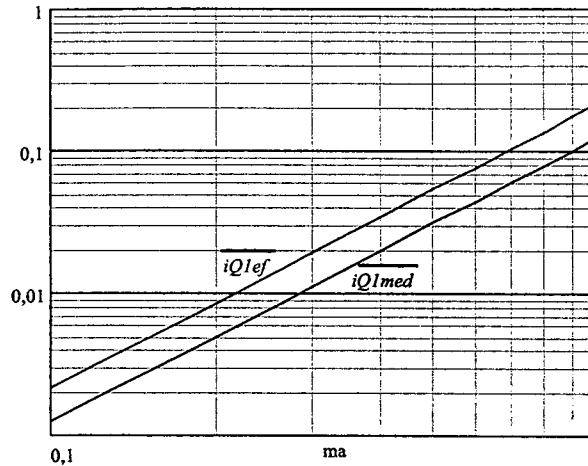


Fig. II. 7 – Correntes Média e Eficaz Parametrizadas nos Interruptores Principais.

### II.5.2. Interruptor Auxiliar

A corrente média instantânea é obtida pela seguinte expressão:

$$iQa_{mi} = \frac{1}{Ts} \cdot \left[ \int_0^{\Delta t} \frac{Vg}{Ls} \cdot t \, dt + \int_0^{(1-D)Ts} \frac{Vg}{Ls} \cdot t \, dt - \int_0^{(1-D)Ts} Iout \, dt \right] \quad (\text{II.92})$$

Resolvendo tem-se:

$$iQa_{mi} = \frac{1}{Ts} \cdot \left[ \frac{Vg \cdot \Delta t^2}{2 \cdot Ls} + \frac{Ts \cdot (D-1) \cdot (-Vg \cdot Ts + Vg \cdot Ts \cdot D + 2 \cdot Iout \cdot Ls)}{2 \cdot Ls} \right] \quad (\text{II.93})$$

A corrente média é obtida pela seguinte expressão:

$$iQa_{med} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{1}{Ts} \cdot \left[ \frac{Vg \cdot \Delta t^2}{2 \cdot Ls} + \frac{Ts \cdot (D-1) \cdot (-Vg \cdot Ts + Vg \cdot Ts \cdot D + 2 \cdot Iout \cdot Ls)}{2 \cdot Ls} \right] d\omega t \quad (\text{II.94})$$

Parametizando:

$$\overline{iQa_{med}} = \frac{iQa_{med} \cdot Zc}{E} \quad (II.95)$$

A corrente eficaz é obtida por:

$$iQa_{med} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left\{ \frac{1}{Ts} \cdot \left[ \frac{Vg \cdot \Delta t^2}{2 \cdot Ls} + \frac{Ts \cdot (D-1) \cdot (-Vg \cdot Ts + Vg \cdot Ts \cdot D + 2 \cdot Iout \cdot Ls)}{2 \cdot Ls} \right]^2 \right\} d\omega} \quad (II.96)$$

Parametrizando:

$$\overline{iQa_{ef}} = \frac{iQa_{ef} \cdot Zc}{E} \quad (II.97)$$

A partir das Eqs. II.95 e II.97 pode-se traçar as curvas das correntes média e eficaz parametrizadas no interruptor auxiliar para alguns parâmetros. São eles:  $Ls = 10\mu H$ ;  $I_r = 17,4A$ ;  $Ts = 50\mu s$ ;  $E = 400V$

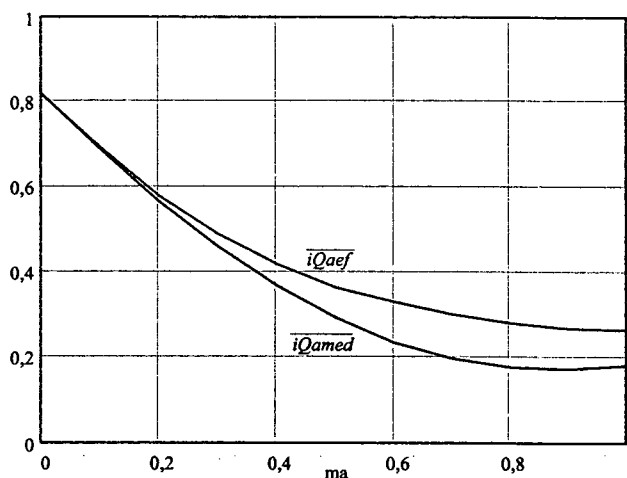


Fig. II. 8 – Correntes Média e Eficaz Parametrizadas no Interruptor Auxiliar.

### II.5.3. Diodos Principais

A corrente média instantânea para os diodos principais é dada por:

$$iD1_{mi} = iD2_{mi} = \frac{1}{Ts} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot Ts} Iout \cdot dt \quad (II.98)$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iD1_{mi} = I_{out} \cdot (1 - D) \quad (\text{II.99})$$

Combinando a Eq. II.99 com as Eq. II.61 e II.67 encontra-se :

$$iD1_{mi} = \frac{E \cdot ma \cdot \text{sen} \omega t}{2 \cdot Z_c} - \frac{E \cdot ma^2 \cdot \text{sen}^2 \omega t}{2 \cdot Z_c} \quad (\text{II.100})$$

A corrente média é obtida pela seguinte expressão:

$$iD1_{med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \left( \frac{E \cdot ma \cdot \text{sen} \omega t}{2 \cdot Z_c} - \frac{E \cdot ma^2 \cdot \text{sen}^2 \omega t}{2 \cdot Z_c} \right) d\omega t \quad (\text{II.101})$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iD1_{med} = \frac{E \cdot ma}{Z_c} \cdot \left( \frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{ma}{8} \right) \quad (\text{II.102})$$

Parametrizando:

$$\overline{iD1_{med}} = \frac{iD1_{med} \cdot Z_c}{E} \quad (\text{II.103})$$

De maneira semelhante obtém-se a expressão para corrente eficaz.

$$iD1_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \left( \frac{E \cdot ma \cdot \text{sen} \omega t}{2 \cdot Z_c} - \frac{E \cdot ma^2 \cdot \text{sen}^2 \omega t}{2 \cdot Z_c} \right)^2 d\omega t} \quad (\text{II.104})$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iD1_{ef} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left[ \frac{E^2 \cdot ma^2 \cdot (-32 \cdot ma + 12 \cdot \pi + 9 \cdot ma^2)}{96 \cdot Z_c^2} - \frac{E^2 \cdot ma^3}{3 \cdot Z_c^2} \right]} \quad (\text{II.105})$$

Parametrizando tem-se:

$$\overline{iD1_{ef}} = \frac{iD1_{ef} \cdot Z_c}{E} \quad (\text{II.106})$$

A partir das Eqs. II.103 e II.106 pode-se traçar as curvas das correntes média e eficaz parametrizadas nos diodos principais.

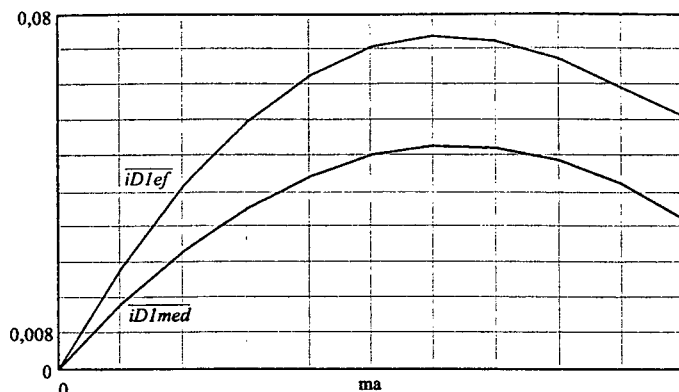


Fig. II. 9 – Correntes Média e Eficaz Parametrizadas nos Diodos Principais.

#### II.5.4. Diodo Auxiliar

A corrente média instantânea para o diodo auxiliar é dada por:

$$iDa_{mi} = \frac{1}{Ts} \cdot \int_0^{\Delta t} \left( \frac{Vg}{Ls} \cdot t - Ir \right) dt \quad (\text{II.107})$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iDa_{mi} = \frac{Ir^2 \cdot Ls}{2 \cdot Ts \cdot Vg} \quad (\text{II.108})$$

A corrente média é obtida pela seguinte expressão:

$$iDa_{med} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left( \frac{Ir^2 \cdot Ls}{2 \cdot Ts \cdot Vg} \right) d\alpha \quad (\text{II.109})$$

Parametrizando:

$$\overline{iDa_{med}} = \frac{iDa_{med} \cdot Zc}{E} \quad (\text{II.110})$$

De maneira semelhante obtém-se a expressão para corrente eficaz.

$$iDa_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left( \frac{Ir^2 \cdot Ls}{2 \cdot Ts \cdot Vg} \right)^2 d\omega} \quad (II.111)$$

Parametrizando tem-se:

$$\overline{iDa_{ef}} = \frac{iDa_{ef} \cdot Zc}{E} \quad (II.112)$$

A partir das Eqs. II.110 e II.112 podemos traçar as curvas das correntes média e eficaz parametrizadas nos diodos auxiliares para alguns parâmetros. São eles:  $Ls = 10\mu\text{H}$ ;  $Ir = 17,4\text{A}$ ;  $Ts = 50\mu\text{s}$ ;  $E = 400\text{V}$

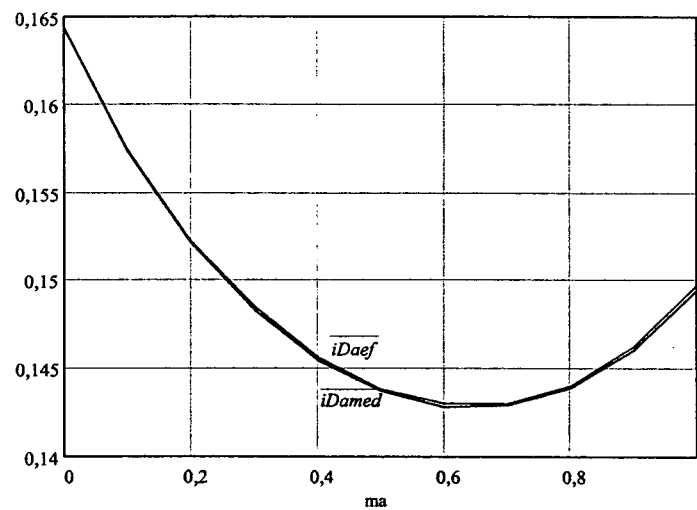


Fig. II. 10 – Correntes Média e Eficaz Parametrizadas nos Diodos Auxiliares.

### II.5.5. Capacitor Auxiliar

A corrente eficaz no capacitor auxiliar pode ser obtida pela seguinte expressão:

$$iCs_{ef} = \sqrt{iQa_{ef}^2 + iDa_{ef}^2} \quad (II.113)$$

Parametrizando:

$$\overline{iC_{sef}} = \frac{iC_{sef} \cdot Zc}{E} \quad (\text{II.114})$$

A partir da Eq. II.114 obtém-se a curva da corrente eficaz parametrizada no capacitor auxiliar para alguns parâmetros:

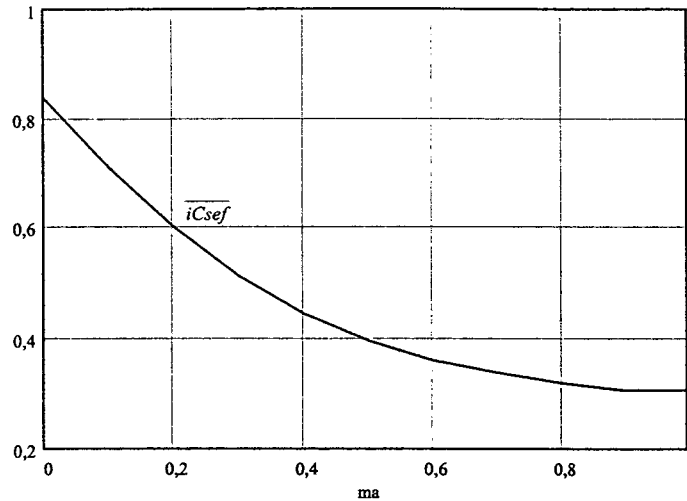


Fig. II. 11 – Corrente Eficaz Parametrizada no Capacitor Auxiliar.

### II.5.6. Indutores auxiliares

A corrente média instantânea nos indutores auxiliares é dada pela seguinte expressão:

$$iLs1_{mi} = \frac{1}{Ts} \cdot \int_0^{Ts} \left( \frac{Vg}{Ls} \cdot t - Ir - Iout \right) dt \quad (\text{II.115})$$

$$iLs2_{mi} = \frac{1}{Ts} \cdot \int_0^{Ts} \left( \frac{Vg}{Ls} \cdot t - Ir \right) dt \quad (\text{II.116})$$

Resolvendo as integrais tem-se:

$$iLs1_{mi} = \frac{Vg \cdot Ts - 2 \cdot Ir \cdot Ls - 2 \cdot Iout \cdot Ls}{2 \cdot Ls} \quad (\text{II.117})$$

$$iLs2_{mi} = \frac{Vg \cdot Ts - 2 \cdot Ir \cdot Ls}{2 \cdot Ls} \quad (II.118)$$

A cada meio ciclo da corrente de carga as correntes em Ls1 e Ls2 invertem seus papéis. Dessa forma, a corrente eficaz nos enrolamentos é dada pela seguinte expressão:

$$iLs1_{ef} = iLs2_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[ \int_0^{\pi} (iLs1_{mi})^2 dt + \int_{\pi}^{2\pi} (iLs2_{mi})^2 dt \right]} \quad (II.119)$$

Resolvendo a expressão tem-se:

$$iLs1_{ef} = iLs2_{ef} = \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot Zc} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left[ \frac{3 \cdot ma^4 \cdot \pi}{32} + \frac{ma^2 \cdot (16 \cdot ma + 12 \cdot \pi + 9 \cdot m^2 \cdot \pi)}{48} - \frac{ma^2 \cdot (-32 \cdot ma + 12 \cdot \pi + 9 \cdot ma^2 \cdot \pi)}{96} \right]} \quad (II.120)$$

Parametrizando tem-se:

$$\overline{iLs1_{ef}} = iLs1_{ef} \cdot \frac{Zc}{E} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left[ \frac{3 \cdot ma^4 \cdot \pi}{32} + \frac{ma^2 \cdot (16 \cdot ma + 12 \cdot \pi + 9 \cdot m^2 \cdot \pi)}{48} - \frac{ma^2 \cdot (-32 \cdot ma + 12 \cdot \pi + 9 \cdot ma^2 \cdot \pi)}{96} \right]} \quad (II.121)$$

A partir da Eq. II.121 obtém-se a curva da corrente eficaz parametrizada nos indutores auxiliares:

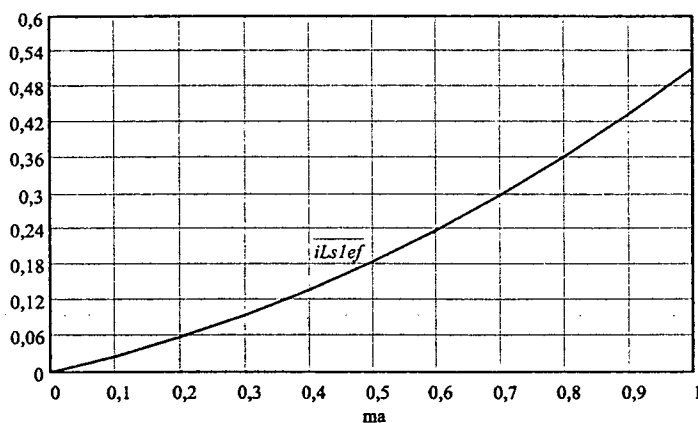


Fig. II. 12 – Corrente Eficaz Parametrizada nos Indutores Auxiliares

## II.6. PROCEDIMENTO DE PROJETO

O projeto de inversores geralmente é dividido em duas etapas distintas: dimensionamento básico e projeto físico. Neste caso esse procedimento padrão deve ser um pouco alterado devido ao fato que a característica dos componentes influencia diretamente na operação do circuito.



### II.6.1. Especificações Gerais

$E = 400V$	<i>Tensão de Barramento</i>
$V_{out_{rms}} = 127 V$	<i>Tensão Eficaz de Saída</i>
$P_{out} = 1.000VA$	<i>Potência de Saída</i>
$I_{out} = 7,88A$	<i>Corrente Eficaz de Saída</i>
$f_s = 20kHz$	<i>Frequência de Comutação</i>
$f = 60Hz$	<i>Frequência de Carga</i>
$L_c = 2,5mH$	<i>Indutância de Carga</i>
$R_c = 16\Omega$	<i>Resistência de Carga</i>

### II.6.2. Escolha dos Indutores Auxiliares

Os indutores auxiliares são responsáveis pela limitação da derivada de corrente no funcionamento do inversor. A derivada de corrente está diretamente relacionada com o máximo valor que atingirá a corrente de recuperação reversa dos diodos anti-paralelo. Além disso, uma derivada de corrente muito alta implica numa elevada taxa de interferência eletromagnética.

Para favorecer o projeto, escolhe-se uma derivada de corrente que seja usual em catálogos de diodos fornecidos pelos fabricantes de maneira a facilitar a obtenção de parâmetros fundamentais para o dimensionamento do inversor. Sendo assim, optou-se pela utilização de uma derivada de  $40A/\mu s$ .

Sabendo que:

$$L_s = \frac{E}{di/dt} = \frac{400V}{40 \mu s} = 10\mu H \quad (II.122)$$

### II.6.3. Dimensionamento dos Diodos Anti-paralelo

O segundo passo na execução do projeto é o dimensionamento dos diodos. Isso se deve à dependência do conversor à corrente de recuperação reversa dos diodos. Quanto mais lento for o diodo, melhor é a comutação dos interruptores e maior é a faixa de potência onde pode ser aplicado o inversor.

Sendo assim, dadas as especificações, deve-se calcular os esforços para os diodos e realizar a escolha dentro da disponibilidade.

Utilizando a Eq. II.60

$$ma = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 127V}{400V} = 0,9 \quad (\text{II.123})$$

A impedância de carga é dada pela Eq. II.68.

$$Z_c = \sqrt{16\Omega^2 + (2 \cdot \pi \cdot 60\text{Hz} \cdot 2,5\text{mH})^2} \cong 16\Omega \quad (\text{II.124})$$

A corrente média pode ser obtida pela Eq. II.102.

$$i_{D1_{med}} = \frac{400V \cdot 0,9}{16,11} \cdot \left( \frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{0,9}{8} \right) = 1,048A \quad (\text{II.125})$$

A tensão máxima nos diodos é dada pela Eq. II.3.

Na Fig. II. 5 pode-se observar que a tensão máxima em Cs chega a aproximadamente 2% da tensão de barramento. Sendo assim considera-se 500V como um valor razoável para a tensão nos diodos.

Nota-se na Eq. II.69 que um cálculo preciso da tensão de grampeamento só pode ser realizado após a escolha do diodo e da respectiva corrente de recuperação reversa.

Como já foi descrito anteriormente, é interessante para o desempenho do inversor que o diodo escolhido seja lento. Optou-se pela utilização do diodo intrínseco do Mosfet **IRFP 460** que possui as características abaixo relacionadas.

$V_{dss} = 500V$

*Tensão Reversa Máxima*

$I_s = 20A$

*Corrente Média Máxima do Diodo*

$Q_{rr} = 5.7\mu C$

*Carga de Recuperação Reversa*

A escolha do diodo do Mosfet se deu devido a imprecisão dos modelos de simulação para diodos lentos, que não apresentam o efeito da recuperação reversa, impossibilitando a análise do inversor. Nos modelos de simulação para os Mosfets e diodos rápidos essa característica é bem explorada. Desta forma, o projeto pode ser confirmado pela simulação numérica do conversor.

Calculando o período de comutação:

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{20\text{kHz}} = 50\mu\text{s} \quad (\text{II.126})$$

A corrente de recuperação é obtida com a Eq. II.70.

$$I_r = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot 5,7\mu\text{C} \cdot \frac{400\text{V}}{10\mu\text{H}}} = 17,4\text{A} \quad (\text{II.127})$$

Utilizando a Eq. II.69 obtém-se o gráfico da Fig. II. 5. Observando que para  $Z_c=16\Omega$  e  $m_a=0,9$  a tensão máxima parametrizada é aproximadamente 0,02. Aplicando a Eq. II.71 tem-se:

$$V_g = 400\text{V} \cdot 0,02 = 8\text{V} \quad (\text{II.128})$$

Dessa forma, a Eq. II.3 dá o valor exato da tensão reversa no diodo que é a mesma para todos os diodos e interruptores.

$$V_{D1} = 400\text{V} + 8\text{V} = 408\text{V} \quad (\text{II.129})$$

Como já destacou-se anteriormente, o acréscimo de tensão nos interruptores é muito pequeno em relação ao inversor convencional.

#### II.6.4. Dimensionamento dos Interruptores Principais

A tensão máxima é a mesma aplicada nos diodos e foi calculada na Eq. II.129.

A corrente média pode ser obtida utilizando a Eq. II.87.

$$i_{Q1_{med}} = \frac{400\text{V} \cdot 0,9^2}{8 \cdot 16\Omega} = 2,55\text{A} \quad (\text{II.130})$$

A corrente eficaz pode ser obtida utilizando a Eq. II.90.

$$i_{Q1_{ef}} = \sqrt{3} \cdot 2,55\text{A} = 4,42\text{A} \quad (\text{II.131})$$

Dentre os interruptores disponíveis no laboratório, duas opções foram analisadas, Mosfet **IRFP460** e IGBT **IRG4PC50W**.

O Mosfet em questão possui as seguintes características para uma temperatura de junção de 100°C.:

$V_{dss} = 500V$	<i>Tensão Reversa Máxima</i>
$I_d = 13A$	<i>Corrente Contínua Máxima</i>
$R_{ds} = 0,485\Omega$	<i>Resistência de Condução</i>

As perdas em condução podem ser simplificadas por:

$$P_{Mos} = R_{ds} \cdot i_{Q1_{ef}}^2 = 0,485\Omega \cdot 4,42A^2 = 9,5W \quad (II.132)$$

O IGBT proposto possui as seguintes características para uma temperatura de junção de 100°C.:

$V_{ces} = 600V$	<i>Tensão Reversa Máxima</i>
$I_c = 27A$	<i>Corrente Contínua Máxima</i>
$V_{ce} = 1,75V$	<i>Queda de Tensão em Condução</i>

As perdas em condução podem ser simplificadas por:

$$P_{IGBT} = V_{ce} \cdot i_{Q1_{med}} = 1,75V \cdot 2,55A = 4,46W \quad (II.133)$$

O interruptor escolhido foi o IGBT **IRG4PC50W**. A escolha foi feita pelas seguintes razões:

- ⇒ As perdas por condução no IGBT atingiram menos da metade do valor encontrado para o Mosfet.
- ⇒ A queda de tensão em condução do IGBT diminui com o aumento da temperatura, enquanto a resistência de condução do Mosfet aumenta com a temperatura.
- ⇒ As perdas no Mosfet elevam-se quadraticamente em relação a corrente eficaz tornando seu uso ainda mais restrito para potências maiores.

Os interruptores IGBT geralmente não são recomendados para conversores com comutação ZVS, devido à presença de sua corrente de cauda. Neste caso, o interruptor

escolhido possui um tempo de bloqueio de aproximadamente 150ns e é recomendado pelo fabricante para utilização até a frequência de 150 kHz. Uma análise criteriosa de perdas totais considerando as perdas por comutação no bloqueio deverão ser objeto de estudo futuro.

### II.6.5. Dimensionamento do Diodo Auxiliar

Com a ajuda da Fig. II. 10 pode-se obter a corrente média parametrizada. Utilizando a Eq. II.110 obtém-se o valor da corrente média no diodo auxiliar.

$$iDa_{med} = \frac{0,1475 \cdot 400V}{16\Omega} = 3,688A \quad (II.134)$$

Utilizando a Eq. II.112 obtém-se o valor da corrente eficaz no diodo auxiliar.

$$iDa_{ef} = \frac{0,148 \cdot 400V}{16\Omega} = 3,7A \quad (II.135)$$

A tensão reversa máxima foi obtida na Eq. II.129.

Será utilizado o diodo intrínseco do Mosfet **IRFP 460** cujas características já foram apresentadas anteriormente.

### II.6.6. Dimensionamento Do Interruptor Auxiliar

A tensão máxima é a mesma aplicada nos diodos e foi calculada na Eq. II.129.

A corrente média pode ser obtida utilizando a Fig. II. 8 e a Eq.II.95.

$$iQa_{med} = \frac{0,18 \cdot 400V}{16\Omega} = 4,5A \quad (II.136)$$

A corrente eficaz pode ser obtida utilizando a Fig. II. 8 e a Eq.II.97.

$$iQa_{ef} = \frac{0,26 \cdot 400V}{16\Omega} = 6,5A \quad (II.137)$$

Dentre os interruptores disponíveis já descritos optou-se pelo IGBT **IRG4PC50W** pelas mesmas razões anteriores.

As perdas em condução no IGBT auxiliar podem ser simplificadas por:

$$P_{IGBTa} = V_{ce} \cdot i_{Qa_{med}} = 1,75V \cdot 4,5A = 7,875W \quad (\text{II.138})$$

### II.6.7. Dimensionamento do Capacitor Auxiliar

O valor máximo da tensão no capacitor foi calculado na Eq. II.128.

O valor da corrente eficaz pode ser obtido com a Eq. II.113.

$$i_{Cs_{ef}} = \sqrt{6,5A^2 + 3,7A^2} = 7,5A \quad (\text{II.139})$$

De acordo com a disponibilidade optou-se pela utilização de 2 capacitores de 220 $\mu$ F/63V em paralelo.

### II.6.8. Dimensionamento dos Indutores Auxiliares

A corrente eficaz nos indutores auxiliares pode ser obtida através da Fig. II. 12 e da Eq II.121.

$$i_{Ls1_{ef}} = 0,44 \cdot \frac{400V}{16\Omega} = 11A \quad (\text{II.140})$$

A corrente de pico nos indutores é a soma entre o valor máximo da corrente  $I_f$  e o valor de pico da corrente de carga. Utilizando a Fig. II. 6 e a Eq. II.76 obtém-se o valor máximo de  $I_f$ .

$$I_{f_{max}} = 0,7 \cdot \frac{400V}{16\Omega} = 17,5A \quad (\text{II.141})$$

A corrente de pico nos indutores é dada por:

$$i_{Ls1_{pico}} = I_{f_{max}} + \sqrt{2} \cdot I_{out} = 17,5A + \sqrt{2} \cdot 7,88A = 28,65A \quad (\text{II.142})$$

O próximo passo consiste em fazer o dimensionamento físico dos indutores. Por questões práticas decidiu-se construir os indutores em núcleos separados.

Considerando:

$$K_w = 0,7$$

Fator de Utilização da Área do Enrolamento

$$B_{max} = 0,3 \text{ T}$$

Densidade de Fluxo Magnético Máxima

$$J_{max} = 350 \text{ A/cm}^2$$

Densidade de Corrente Máxima

O produto das áreas da janela e entreferro é determinada pela seguinte expressão:

$$AeAw = \frac{Lc \cdot iLs1_{pico} \cdot iLs1_{ef} \cdot 10^4}{B_{max} \cdot J_{max}} = \frac{5\mu H \cdot 28,65A \cdot 17,5A \cdot 10^4 \cdot cm^2}{0,3T \cdot 350A/cm^2} = 0,15 \quad (II.143)$$

Escolhe-se o núcleo IP12 – EE30/7 .

$$Ae = 0,6 \text{ cm}^2 \quad \text{Área da Seção Transversal do Núcleo}$$

O número de espiras é determinada pela seguinte expressão:

$$N = \frac{Lc \cdot iLs1_{pico} \cdot 10^4}{B_{max} \cdot Ae} = \frac{5\mu H \cdot 28,65A \cdot 10^4}{0,3 \cdot 0,6} = 8 \text{ espiras} \quad (II.144)$$

Com a seguinte expressão determina-se o entreferro total :

$$lg = \frac{N^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{Lc} = \frac{8^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,6 \cdot 10^{-2}}{5\mu H} = 1mm \quad (II.145)$$

Entreferro em cada perna do núcleo:

$$\Delta lg = \frac{lg}{2} = 0,5mm \quad (II.146)$$

Determina-se a seção do condutor:

$$S = \frac{iLs1_{ef}}{J_{max}} = \frac{11A}{350A/cm^2} = 0,031cm^2 \quad (II.147)$$

Considerando-se o efeito pelicular, o diâmetro máximo admitido pode ser encontrado por:

$$diam = 2 \cdot \frac{6,2}{\sqrt{fs}} = \frac{2 \cdot 6,2}{\sqrt{20KHz}} = 0,088cm \quad (II.148)$$

Optou-se pela utilização do fio 20 AWG que possui diâmetro de 0,081cm e seção de 0,0051cm<sup>2</sup>.

O número de fios em paralelo é dado por:

$$n = \frac{S}{S20} = \frac{0,031cm^2}{0,0051cm^2} = 6 \text{ fios em paralelo} \quad (\text{II.149})$$

### II.6.9. Cálculo de Perdas

Para o dimensionamento do dissipador é necessário que se calculem as perdas nos semicondutores. Como o inversor trabalha com comutação suave, considera-se que existem apenas perdas por condução.

Interruptores principais:

$$P_{Q1} = V_{ce} \cdot i_{Q1_{med}} = 1,75V \cdot 2,55A = 4,46W \quad (\text{II.150})$$

Interruptor auxiliar:

$$P_{Qa} = V_{ce} \cdot i_{Qa_{med}} = 1,75V \cdot 4,5A = 7,875W \quad (\text{II.151})$$

Diodos principais:

$$P_{D1} = V_{ce} \cdot i_{D1_{med}} = 1,8V \cdot 1,05A = 1,89W \quad (\text{II.152})$$

Diodo Auxiliar

$$P_{Da} = V_{ce} \cdot i_{Da_{med}} = 1,8V \cdot 3,688A = 6,638W \quad (\text{II.153})$$

As perdas totais são dadas por:

$$\begin{aligned} P_T &= 2 \cdot P_{Q1} + P_{Qa} + 2 \cdot P_{D1} + P_{Da} \\ P_T &= 2 \cdot 4,46W + 7,875W + 2 \cdot 1,89W + 6,638W \\ P_T &= 27,213W \end{aligned} \quad (\text{II.154})$$

## II.7. SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Para a confirmação do funcionamento e do projeto do conversor foram realizadas simulações numéricas utilizando o programa Pspice.



### II.7.1. Circuito Utilizado

O diagrama esquemático do circuito utilizado para a simulação pode ser observado na Fig. II. 13

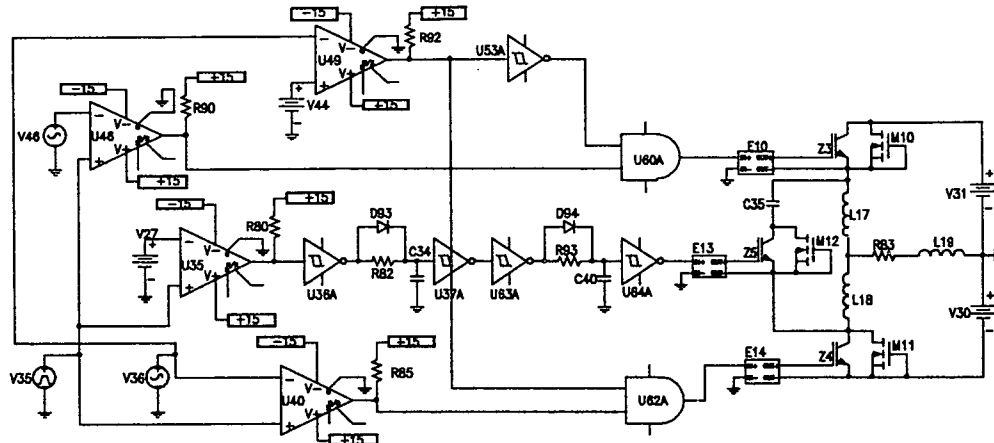


Fig. II. 13 – Esquemático Utilizado na Simulação.

O arquivo texto de entrada de dados gerado pelo circuito esquemático acima pode ser visto a seguir:

\* Schematics Netlist \*

```
R_R90 $N_0001 +15 4.7k
X_U36A $N_0002 $N_0003 +15 0 CD40106B PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
R_R85 $N_0004 +15 4.7k
X_U60A $N_0005 $N_0001 $N_0006 15 0 CD4081B PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
X_U53A $N_0007 $N_0005 +15 0 CD40106B PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
X_U62A $N_0007 $N_0004 $N_0008 15 0 CD4081B PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
X_U63A $N_0009 $N_0010 +15 0 CD40106B PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
X_U64A $N_0011 $N_0012 +15 0 CD40106B PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
X_U37A $N_0013 $N_0009 +15 0 CD40106B PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
D_D93 $N_0003 $N_0013 D1N4148
D_D94 $N_0010 $N_0011 D1N4148
X_U40 $N_0014 $N_0015 +15 -15 $N_0004 0 LM311
X_U35 $N_0014 $N_0018 +15 -15 $N_0002 0 LM311
R_R92 $N_0007 +15 4.7k
V_V3 +15 0 DC 15
V_V2 0 -15 DC 15
X_U49 $N_0021 $N_0015 +15 -15 $N_0007 0 LM311
V_V44 $N_0021 0 2V
X_U46 $N_0014 $N_0024 +15 -15 $N_0001 0 LM311
V_V27 $N_0018 0 .2V
V_V35 $N_0014 0 DC 0 AC 0
+PULSE 0 4 0 1n 49.99u 1n 50u
V_V36 $N_0015 0
+SIN 2 -1.8 60 0 0 0
V_V46 $N_0024 0
```

```

+SIN 2 1.8 60 0 0 0
R_R80  $N_0002 +15 4.7k
R_R93  $N_0010 $N_0011 1k
R_R82  $N_0003 $N_0013 1k
V_V31  $N_0027 0 200V
V_V30  0 $N_0028 200V
L_L18  $N_0029 $N_0030 5uH
M_M8   $N_0029 $N_0031 $N_0028 $N_0028 IRFP460
C_C40  0 $N_0011 4.9n
C_C34  0 $N_0013 4.9n
L_L19  $N_0032 0 2.5m
R_R83  $N_0030 $N_0032 16
L_L17  $N_0030 $N_0033 5uH
M_M9   $N_0035 $N_0034 $N_0029 $N_0029 IRFP460
C_C35  $N_0035 $N_0033 200u IC=0
M_M10  $N_0027 $N_0036 $N_0033 $N_0033 IRFP460
E_E13  $N_0034 $N_0029 TABLE { V($N_0012, 0) }
+ ( (0,0) (15,15) )
E_E10  $N_0036 $N_0033 TABLE { V($N_0006, 0) }
+ ( (5,0) (15,15) )
E_E14  $N_0031 $N_0028 TABLE { V($N_0008, 0) }
+ ( (5,0) (15,15) )

```

Foram utilizados nas simulações os valores calculados no projeto do conversor. Foram utilizados os modelos dos interruptores fornecidos pelos fabricantes.

### II.7.2. Formas de Onda

As formas de onda obtidas por simulação podem ser observadas a seguir.

Na Fig. II. 14 são apresentadas a tensão e a corrente no conjunto interruptor Q1, diodo D1 e capacitância parasita C1. Observa-se que a entrada em condução é suave e possui derivada limitada. Após o curto período de comutação o interruptor passa a conduzir somente a corrente de carga. Na Fig. II. 15 são apresentadas as formas de onda para o conjunto Q2, D2 e C2, com comportamento análogo.

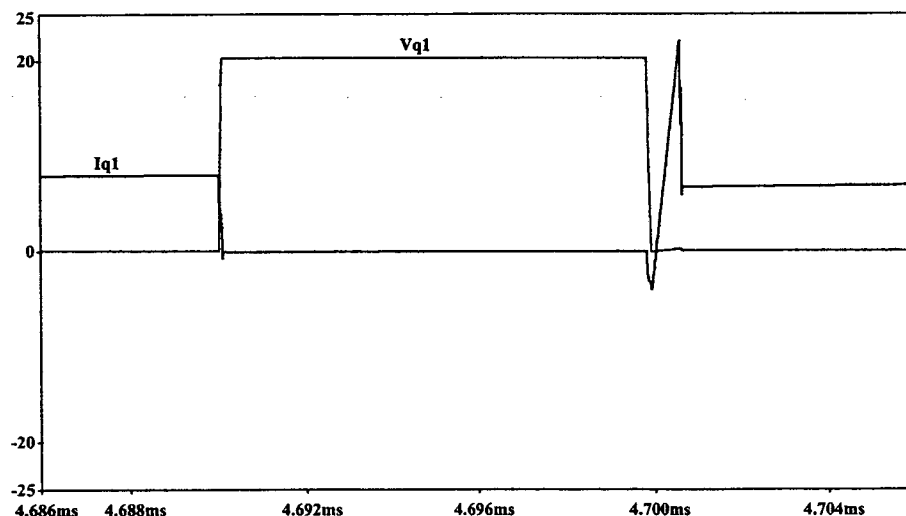


Fig. II. 14 – Tensão e Corrente em Q1, D1 e C1.

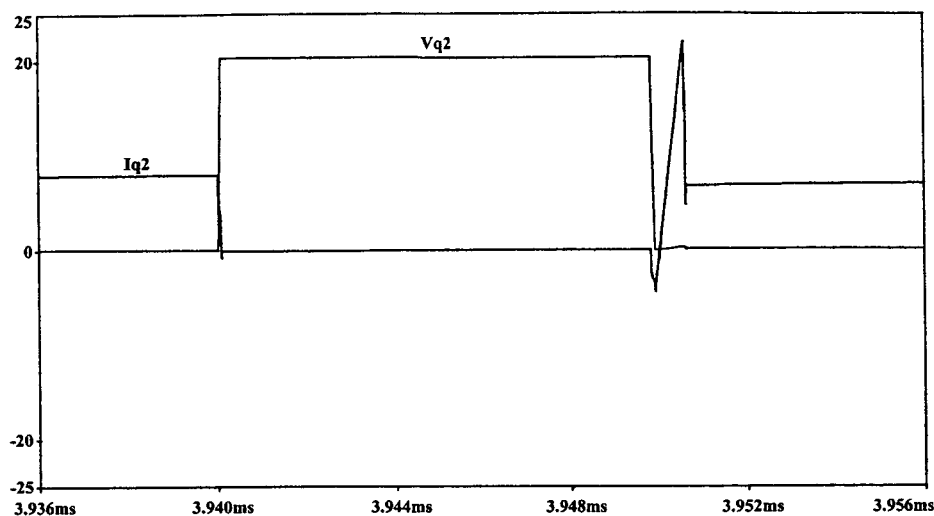


Fig. II. 15 – Tensão e Corrente em Q2, D2 e C2.

A tensão e a corrente no conjunto Qa, Da e Ca podem ser observadas na Fig. II.

16. Verifica-se também a presença da comutação suave.

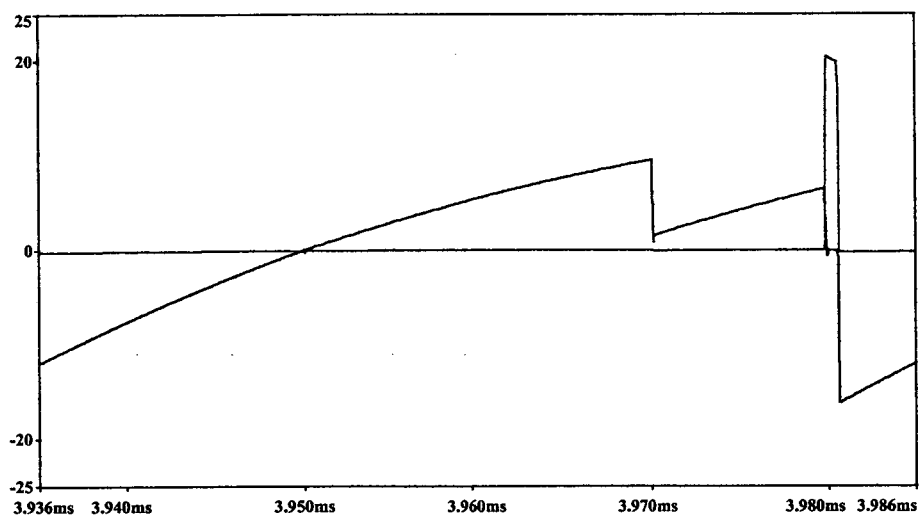


Fig. II. 16 – Tensão e Corrente em Qa, Da e Ca.

Nos três casos, uma pequena sobreposição entre tensão e corrente pode ser vista durante o bloqueio. Isso se dá principalmente pela carga das capacitâncias parasitas dos componentes, não caracterizando perdas por comutação.

As correntes nos indutores auxiliares podem ser observadas na Fig. II. 17.

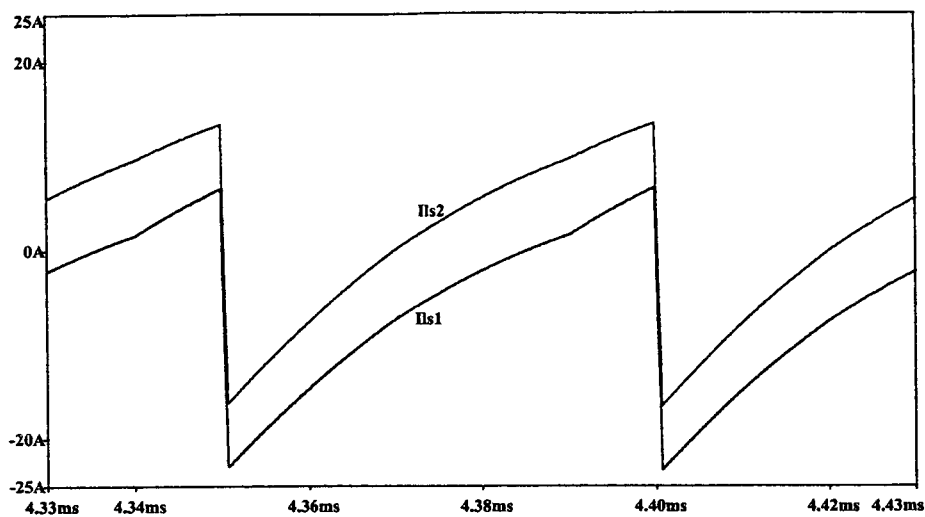


Fig. II. 17 – Corrente em  $Ls1$  e  $Ls2$ .

Na Fig. II. 18 pode-se observar a evolução da tensão de grameamento em um período de frequência da carga. A envoltória da tensão corresponde à vista anteriormente na Fig. II. 5 e o valor máximo corresponde ao calculado na Eq. II.128.

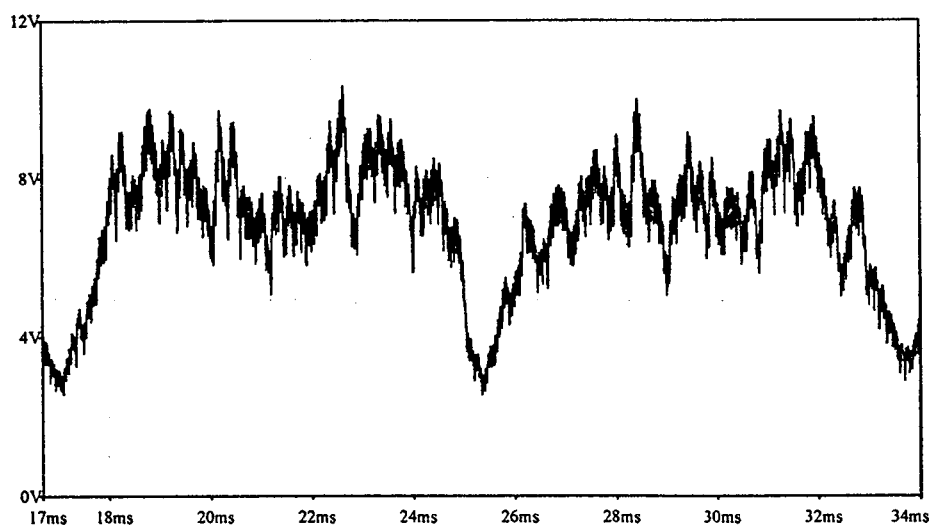


Fig. II. 18 - Tensão de Grampeamento.

A Fig. II. 19 mostra a tensão e a corrente de saída após o indutor de carga. A ondulação de alta frequência pode ser eliminada com a utilização de um filtro adequado.

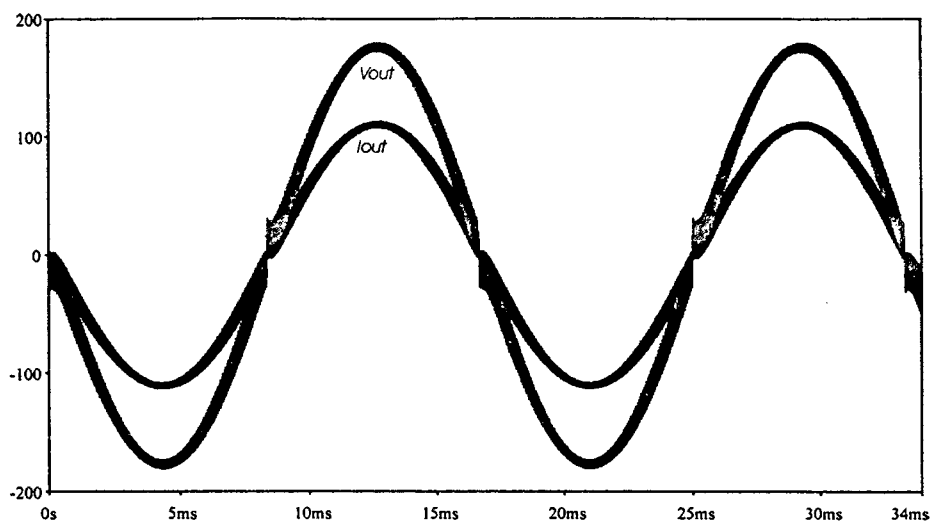


Fig. II. 19 – Tensão e Corrente de Saída.

## II.8. RESULTADOS ESPERIMENTAIS

Com o objetivo de comprovar os estudos teóricos e realizados por simulação foi construído um protótipo de laboratório. O circuito de potência implementado pode ser observado na Fig. II. 20 e o circuito de controle e comando pode ser encontrado no **Anexo A**. As especificações para o protótipo encontram-se abaixo relacionadas.

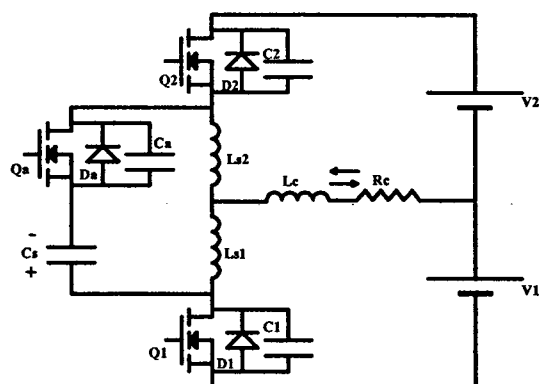


Fig. II. 20 – Circuito Implementado no Laboratório.

$$P_{out} = 1.000 \text{ W}$$

*Potência de Saída*

$$E = V_1 + V_2 = 400\text{V}$$

*Tensão de Barramento*

$$V_{out} = 127\text{V}$$

*Tensão Eficaz de Saída*

$$f = 60\text{Hz}$$

*Frequência da Carga*

$f_s = 20 \text{ kHz}$	<i>Freqüência de Chaveamento</i>
Q1, Q2, Qa	<i>Interruptores IGBT IRG4PC50W</i>
D1, D2, Da	<i>Diodo Intrínseco do Mosfet IRFP460</i>
C1, C2, Ca	<i>Capacitância Intrínseca dos Interruptores</i>
Ls1, Ls2	<i>Núcleo EE30/7 N=8 voltas, 6 fios 20AWG //</i>
Cs	<i>Capacitor Eletrolítico 2 x 220uF/35V</i>
Lout	<i>Indutor de Carga <math>L = 2,5\text{mH}</math></i>
Rout	<i>Resistor de Carga <math>R = 16\Omega</math></i>
Dissipador	<i>P 14/120 da SEMIKRON</i>

### II.8.1. Formas de Onda Experimentais

O conversor foi experimentalmente testado até sua potência nominal e suas formas de onda foram adquiridas com um osciloscópio digital. Alguns resultados experimentais são apresentados para uma tensão de barramento um pouco inferior à nominal. Isso ocorreu devido a problemas de sobre-tensão nas chaves gerados pelos “jumpers” de medição de corrente.

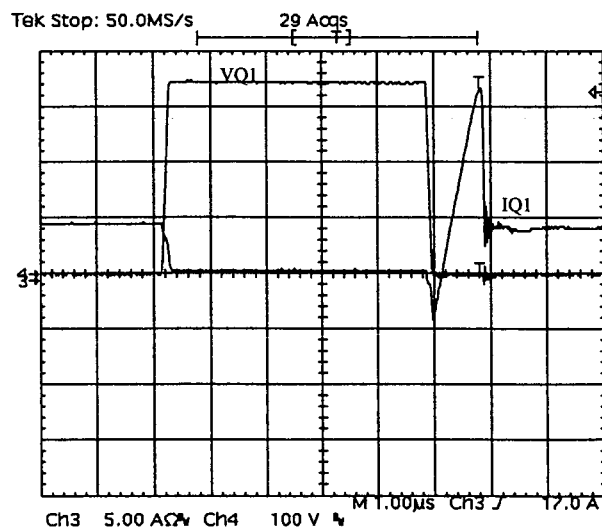


Fig. II. 21 - Tensão e Corrente em Q1, D1 e C1.

Escalas: 100V/div, 5A/div, 1us/div.

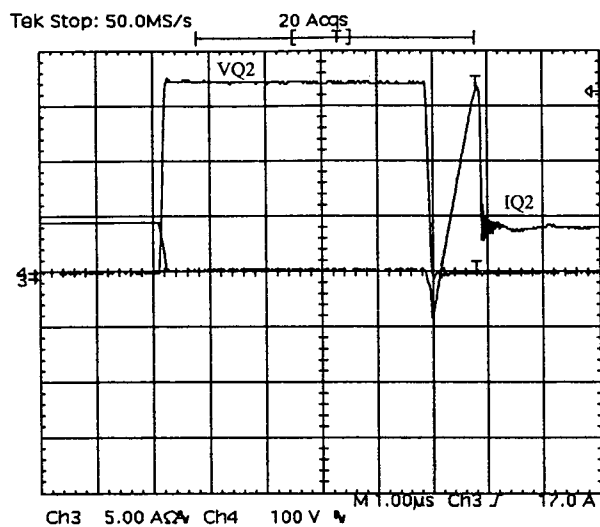


Fig. II. 22 - Tensão e corrente em Q2, D2 e C2.

Escalas: 100V/div, 5A/div, 1us/div.

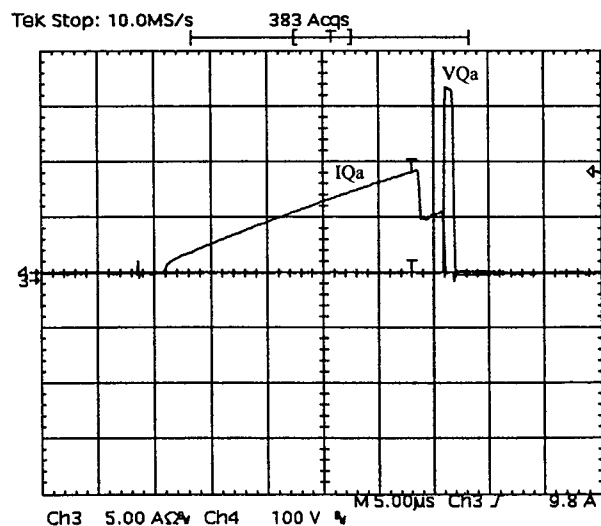


Fig. II. 23 - Tensão e Corrente em Qa e Ca

Escalas: 100V/div, 5A/div, 1us/div.

Nas Fig. II. 21, Fig. II. 22 e Fig. II. 23 são apresentadas as formas de onda de tensão e de corrente nos interruptores. Nota-se que eles operam com comutação suave comprovando os estudos teóricos e por simulação.

A Fig. II. 24 mostra as correntes nos indutores auxiliares. Nota-se que as duas correntes possuem a mesma forma, e a diferença de amplitude entre as duas é o valor da corrente de carga.

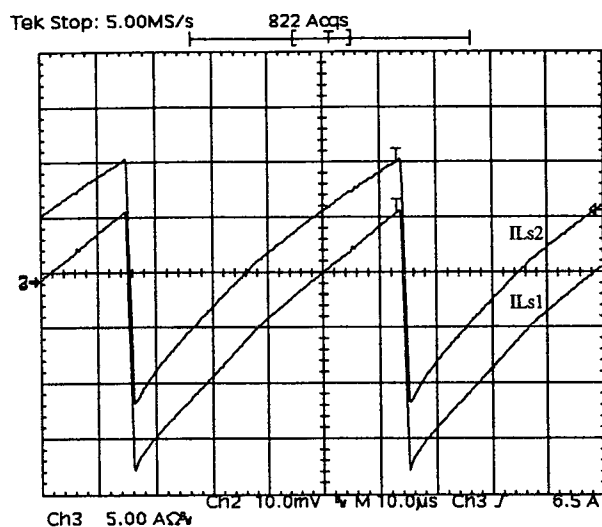


Fig. II. 24 - Corrente em Ls1 e Ls2

Escalas: 5A/div, 10µs/div.

Observa-se na Fig. II. 25 o comportamento da tensão no capacitor de grameamento. Nota-se que as oscilações em alta frequência presentes nas simulações aparecem aqui bem reduzidas.

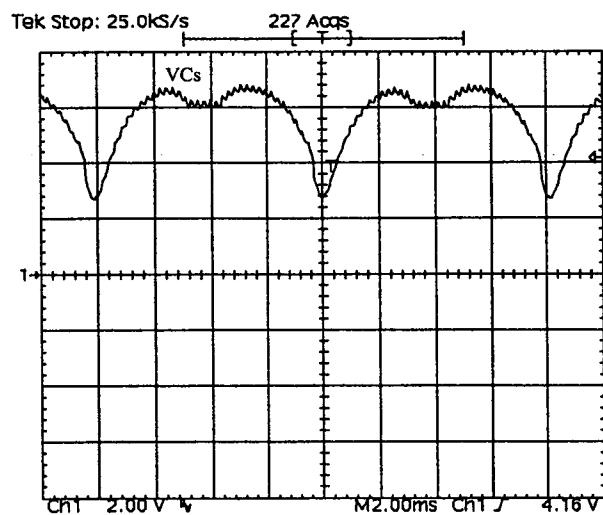


Fig. II. 25 - Tensão em Cs

Escalas: 2V/div, 2ms/div.



Na Fig. II. 26 estão a tensão e a corrente de saída do conversor. Como se pode ver, o conversor atingiu uma potência de saída de aproximadamente 1.700VA. Isso se dá pelo fato de ter-se escolhido interruptores com capacidade superior a projetada.

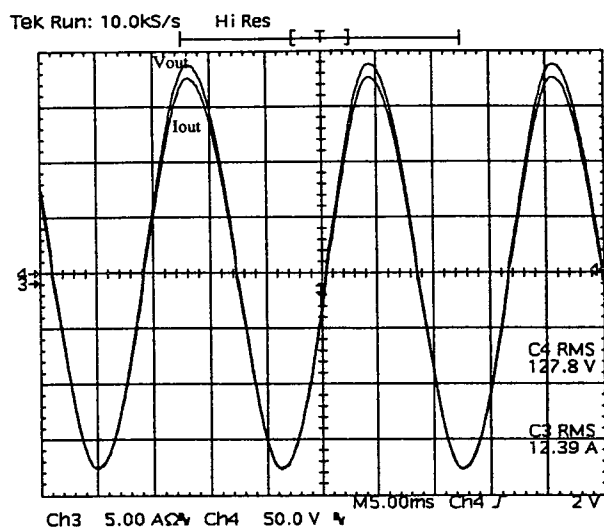


Fig. II. 26 - Tensão e Corrente de Saída.

Escalas: 50V/div, 5A/div, 5ms/div.

### II.8.2. Rendimento e Perdas

Após efetuados os ensaios necessários, foram traçadas curvas de rendimento e perdas em função da potência de saída que podem ser observadas nas Fig. II. 27 e Fig. II. 28 respectivamente.

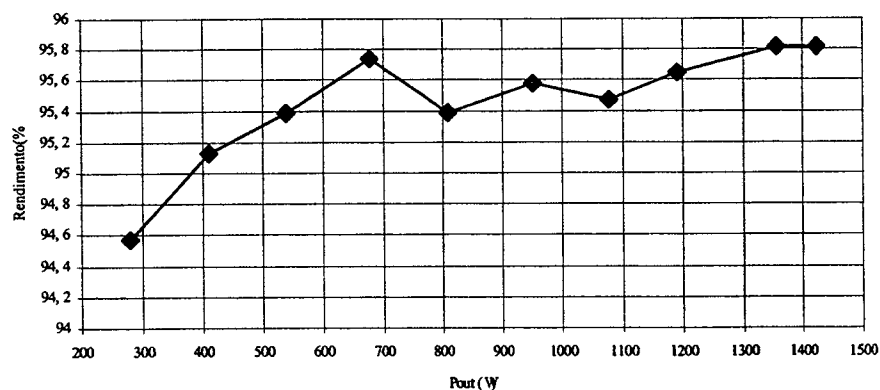


Fig. II. 27 - Rendimento do Inversor Proposto.

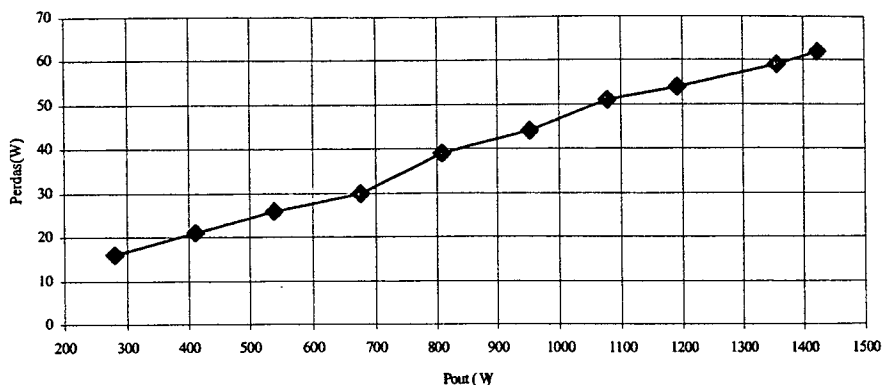


Fig. II. 28 - Perdas no Inversor.

## II.9. CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado um novo inversor PWM com comutação ZVS e grampeamento da tensão nos interruptores com o auxílio de apenas um interruptor controlado. Foram apresentadas as etapas de operação, equacionamento básico, principais formas de onda, análise quantitativa, metodologia de projeto, simulações e resultados experimentais.

A metodologia de projeto mostrou-se simples e com poucas restrições.

O número de interruptores é reduzido, aumentando assim a robustez do conversor.

A tensão de grampeamento mostrou-se baixa, privilegiando o dimensionamento dos interruptores, que não vêm acrescidos seus esforços de tensão.

O inversor proposto apresentou comutação suave em toda a faixa de carga confirmando os estudos teóricos.

A possibilidade de utilização de diodos lentos, geralmente de baixo custo, impulsiona ainda mais a justificativa de utilização dessa topologia.

## CAPÍTULO III

### INVERSOR ZVS PWM COM TENSÃO GRAMPEADA UTILIZANDO TOPOLOGIA COM INDUTOR SIMPLES

#### III.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado um segundo inversor meia ponte com modulação PWM convencional que opera com comutação suave do tipo ZVS em toda a faixa de carga e possui tensão grampeada sobre os interruptores. Esse inversor possui as mesmas características já apresentadas para o inversor estudado no Capítulo II, com algumas vantagens topológicas. A principal diferença está no fato deste inversor possuir um circuito de ajuda a comutação assimétrico que utiliza um indutor sem ponto médio. Essa característica é muito importante pois permite que o “snubber” seja também aplicado em topologias em ponte e trifásicas, sem a incorporação de componentes adicionais.

Este conversor foi gerado a partir de características topológicas do circuito do “Snubber” de Undeland e do circuito apresentado no capítulo II.

Serão descritos para o inversor meia ponte, o princípio de funcionamento, etapas de operação com equacionamento básico e principais formas de onda.

#### III.2. APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO

O conversor proposto possui a configuração meia ponte básica com a inclusão de um circuito de ajuda a comutação que será responsável pela comutação suave dos interruptores. O circuito “snubber” é composto por um interruptor controlado com diodo anti-paralelo, um capacitor de grampeamento e um pequeno indutor. O capacitor  $C_s$  é responsável pelo armazenamento da energia da recuperação reversa dos diodos e grampeamento da tensão nos interruptores. O indutor  $L_s$  é responsável pelo controle da derivada de corrente na recuperação dos diodos. O interruptor auxiliar opera com razão cíclica fixa em toda a faixa de operação.

O circuito proposto pode ser observado na Fig. III. 1.

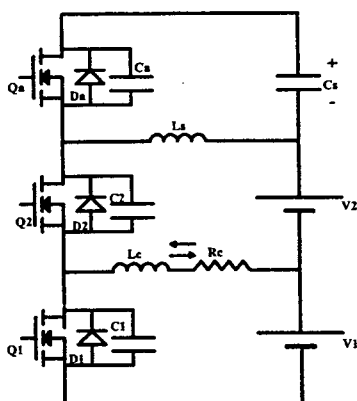


Fig. III. 1 – Inversor Meia Ponte ZVS PWM com Indutor Simples

### III.3. ANÁLISE QUALITATIVA.

A seguir serão apresentadas as etapas de operação do inversor com seu equacionamento básico e principais formas de onda. O inversor possui simetria em seu funcionamento, por isso serão apresentadas as etapas para apenas um semiciclo de corrente de saída.

#### III.3.1. Etapas de Operação (semiciclo positivo):

Para a análise das etapas de operação do conversor são consideradas algumas simplificações: A tensão no capacitor  $C_s$  e a corrente no indutor  $L_c$  são consideradas constantes durante um período de chaveamento. Define-se  $E$  a tensão total de barramento ( $E = V_1 + V_2$ ).

O circuito equivalente das etapas de operação pode ser observado na Fig. III. 2.

#### Primeira etapa: ( $t_0$ - $t_1$ ):

Este intervalo inicia com a corrente de saída sendo levada para  $V_2$  através do diodo  $D_2$ . Ao mesmo tempo a corrente adicional  $i_{Ls}$  está fluindo no laço formado por  $Q_a$ ,  $L_s$  e  $C_s$ .

$$E = V_1 + V_2 \quad (\text{III.1})$$

$$V_g = V_{C_s} \quad (\text{III.2})$$

$$V_{C_1}(t) = E + V_g \quad (\text{III.3})$$

$$V_{C_2}(t) = 0 \quad (\text{III.4})$$

$$i_{L_s}(t) = \frac{V_g}{L_s} t + I_{out} \quad (\text{III.5})$$

No final desta etapa a corrente  $i_{L_s}$  atingirá seu máximo valor,  $I_f + I_{out}$ . A duração desta etapa é dada por:

$$\Delta t_1 = \frac{(I_f + I_{out}) \cdot L_s}{V_g} \quad (\text{III.6})$$

#### Segunda etapa (t1-t2):

Inicia com o bloqueio do interruptor auxiliar **Qa**. A corrente  $i_{L_s}$  se divide iniciando a carga da capacitância  $C_a$  de  $0$  à  $E + V_g$  e a descarga de  $C_1$  de  $E + V_g$  à zero.

$$V_{C_1}(t) = (E + V_g) - \frac{I_f}{2 \cdot C_1} t \quad (\text{III.7})$$

$$V_{C_2}(t) = 0 \quad (\text{III.8})$$

$$V_{C_a}(t) = \frac{I_f}{2 \cdot C_a} t \quad (\text{III.9})$$

$$i_{L_s}(t) = I_f + I_{out} \quad (\text{III.10})$$

$$i_{C_s}(t) = I_f \quad (\text{III.11})$$

#### Terceira etapa (t2-t3):

Inicia quando a tensão sobre  $C_1$  atinge zero e é grampeada pelo diodo antiparalelo **D1** possibilitando a entrada em condução ZVS para **Q1**. É aplicada sobre o

indutor  $L_s$  a tensão de entrada  $E = V1+V2$  fazendo com que a corrente decresça linearmente.

**D1** conduz  $iL_s$  enquanto **D2** conduz  $iL_s + I_{out}$ .

$$V_{C1}(t) = 0 \quad (\text{III.12})$$

$$V_{C2}(t) = 0 \quad (\text{III.13})$$

$$V_{Ca}(t) = E + Vg \quad (\text{III.14})$$

$$i_{Ls}(t) = (I_f + I_{out}) - \frac{E}{L_s} \cdot t \quad (\text{III.15})$$

$$i_{Cs}(t) = 0 \quad (\text{III.16})$$

$$\Delta t3 = \frac{(I_f + I_{out}) \cdot L_s}{E} \quad (\text{III.17})$$

#### Quarta etapa (t3-t4):

Começa quando a corrente passa a circular por **Q1**, iniciando a recuperação de **D2** com sua corrente reversa limitada pela derivada de corrente no indutor.

$$V_{C1}(t) = 0 \quad (\text{III.18})$$

$$V_{C2}(t) = 0 \quad (\text{III.19})$$

$$V_{Ca}(t) = E + Vg \quad (\text{III.20})$$

$$i_{Ls}(t) = -\frac{E}{L_s} t \quad (\text{III.21})$$

$$i_{Cs}(t) = 0 \quad (\text{III.22})$$

No final desta etapa a corrente em  $L_s$  é igual a  $I_r$ . Sendo assim a duração desta etapa é dada por:

$$\Delta t_4 = \frac{I_r \cdot L_s}{E} \quad (\text{III.23})$$

**Quinta etapa (t4-t5):**

Inicia com o término da recuperação de **D2**. A corrente  $i_{Ls}$  se divide e inicia a carga de **C2** de  $\theta$  a  $E + Vg$  e a descarga de **Ca** de  $E + Vg$  a  $\theta$ .

$$V_{C1}(t) = 0 \quad (\text{III.24})$$

$$V_{C2}(t) = \frac{I_r}{2C2} t \quad (\text{III.25})$$

$$V_{Ca}(t) = (E + Vg) - \frac{I_r}{2Ca} t \quad (\text{III.26})$$

$$i_{Ls}(t) = I_r \quad (\text{III.27})$$

$$i_{Cs}(t) = \frac{I_r}{2} \quad (\text{III.28})$$

**Sexta etapa (t5-t6):**

Começa quando a tensão sobre o capacitor **Ca** zera e é grampeada pela entrada em condução de **Da**, possibilitando a entrada em condução de **Qa** com comutação **ZVS**. A corrente  $i_{Ls}$  cresce devido a aplicação da tensão  $Vg$ .

$$V_{C1}(t) = 0 \quad (\text{III.29})$$

$$V_{C2}(t) = E + Vg \quad (\text{III.30})$$

$$V_{Ca}(t) = 0 \quad (\text{III.31})$$

$$i_{Ls}(t) = \frac{Vg}{Ls} t - I_r \quad (\text{III.32})$$

$$i_{Cs}(t) = i_{Ls}(t) \quad (\text{III.33})$$

No final desta etapa a corrente em  $Ls$  chega a zero. A duração desta etapa é dada por:

$$\Delta t6 = \frac{Ir \cdot Ls}{Vg} \quad (\text{III.34})$$

**Sétima etapa (t6-t7):**

Inicia quando a corrente  $iLs$  inverte seu sentido e passa a circular pelo interruptor **Qa**. A corrente  $iLs$  continua a crescer linearmente.

$$V_{c1}(t) = 0 \quad (\text{III.35})$$

$$V_{c2}(t) = E + Vg \quad (\text{III.36})$$

$$V_{ca}(t) = 0 \quad (\text{III.37})$$

$$i_{Ls}(t) = \frac{Vg}{Ls} t \quad (\text{III.38})$$

$$i_{Cs}(t) = \frac{Vg}{Ls} t \quad (\text{III.39})$$

A duração da etapa pode ser simplificada por:

$$\Delta t7 = DTs - \Delta t6 \quad (\text{III.40})$$

Dessa forma tem-se:

$$\Delta t7 = DTs - \frac{IrLs}{Vg} \quad (\text{III.41})$$



**Oitava etapa (t7-t8):**

Inicia quando a chave principal Q1 é bloqueada. Neste momento a corrente em Cs muda de sentido tornando a passar por Da. O capacitor C1 passa a se carregar de 0 a  $E + Vg$  e o capacitor C2 passa a se descarregar de  $E + Vg$  a 0.

$$V_{C1}(t) = \frac{I_{out}}{2C1} t \quad (\text{III.42})$$

$$V_{C2}(t) = (E + Vg) - \frac{I_{out}}{2C2} t \quad (\text{III.43})$$

$$V_{Ca}(t) = 0 \quad (\text{III.44})$$

$$i_{Ls}(t) = \frac{Vg}{Ls} \cdot \Delta t7 + I_{out} \quad (\text{III.45})$$

$$i_{Cs}(t) = \frac{Vg}{Ls} \cdot \Delta t7 \quad (\text{III.46})$$

**Nona etapa (t8-to):**

Começa quando C2 se descarrega e é grampeado pelo diodo D2. A corrente  $iLs$  continua crescendo. Este intervalo termina quando a corrente  $iLs$  se iguala a  $I_{out}$  levando Qa a entrar em condução, retornando à primeira etapa de operação.

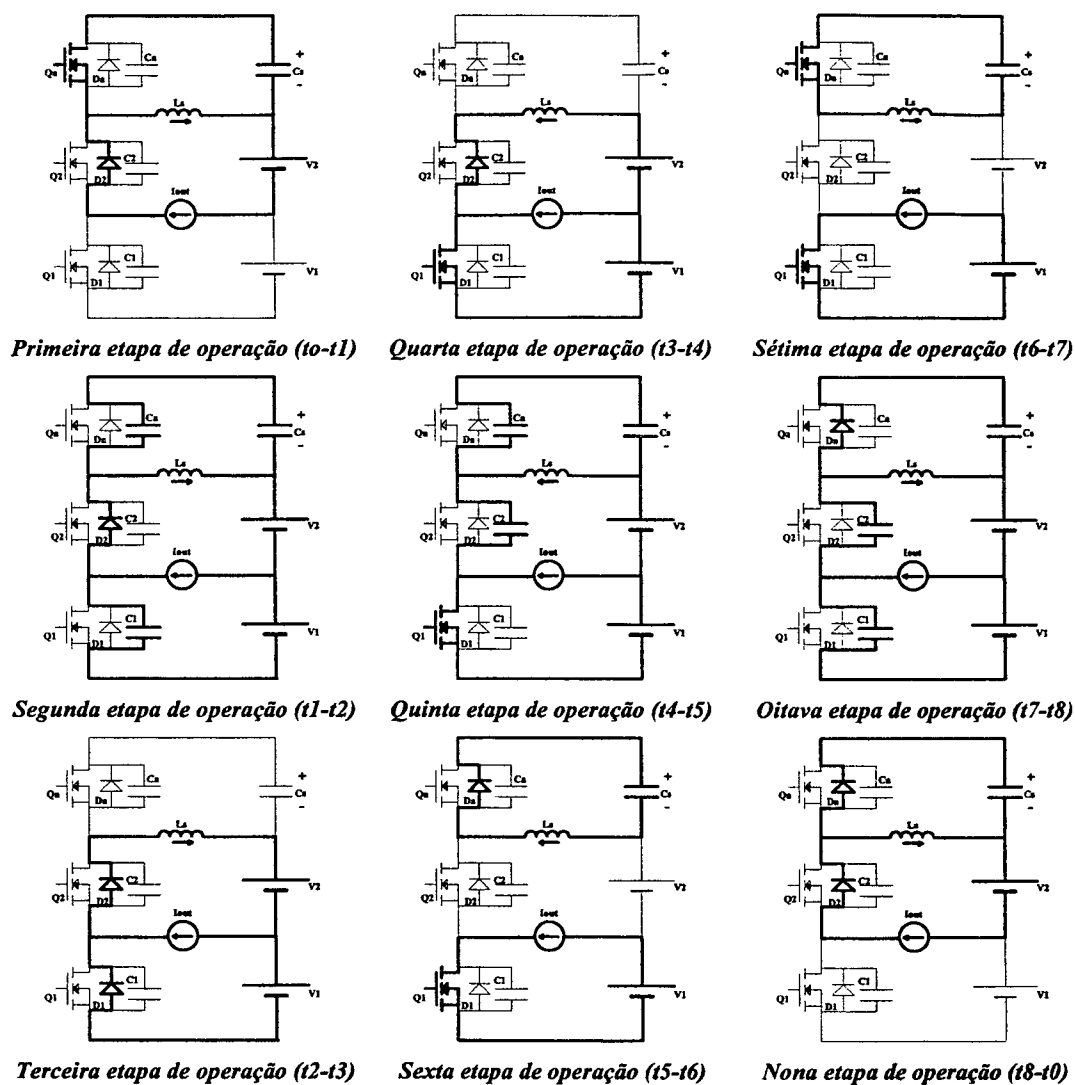
$$V_{C1}(t) = E + Vg \quad (\text{III.47})$$

$$V_{C2}(t) = 0 \quad (\text{III.48})$$

$$V_{Ca}(t) = 0 \quad (\text{III.49})$$

$$i_{Ls}(t) = \frac{Vg}{Ls} t + \frac{Vg}{Ls} \cdot \Delta t7 \quad (\text{III.50})$$

$$i_{Cs}(t) = i_{Ls}(t) - I_{out} \quad (\text{III.51})$$



**Fig. III. 2 – Etapas de Operação**

### III.3.2. Formas de Onda

As principais formas de onda da operação do conversor podem ser observadas na Fig. III. 3.

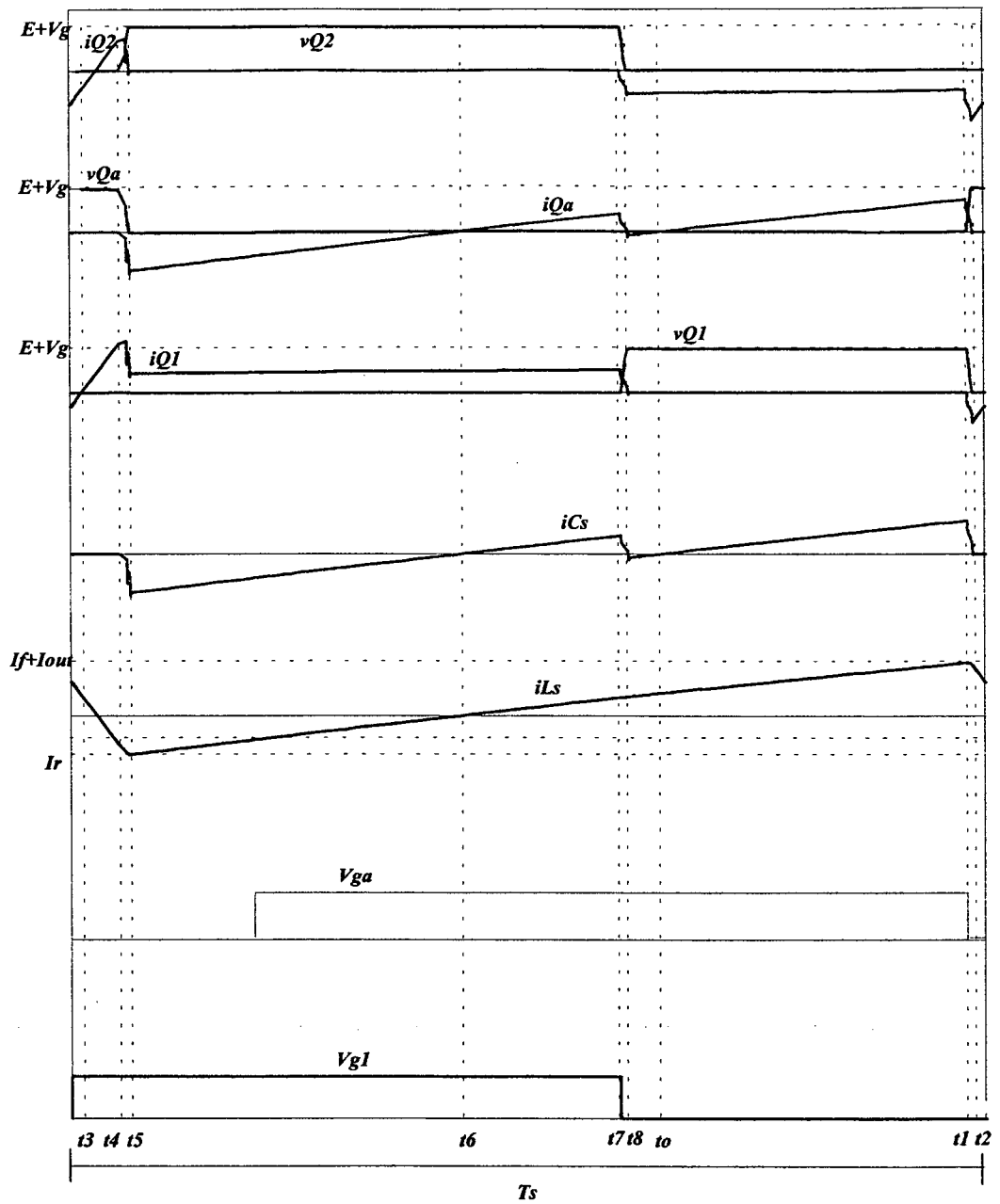


Fig. III. 3 – Principais Formas de Onda

### III.4. ANÁLISE QUANTITATIVA DO INVERSOR

A análise quantitativa deste inversor, assemelha-se muito com a análise feita para o inversor do Capítulo II. Sendo assim, as equações e ábacos aqui apresentados, serão muitas vezes os mesmos já vistos no capítulo anterior.

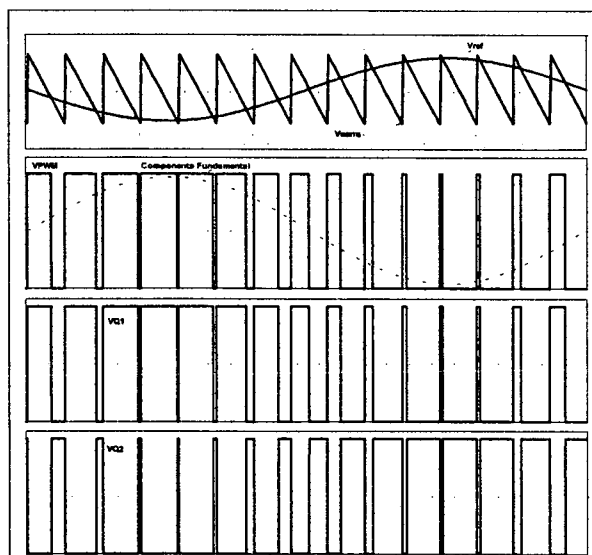
Neste ítem será apresentada a análise matemática completa do inversor proposto, com a obtenção de ábacos e equações fundamentais para o projeto e dimensionamento.

#### III.4.1. Estratégia de Modulação

A modulação utilizada é a modulação PWM, obtida a partir da comparação de uma referência do sinal desejado na saída com um sinal modulador dente de serra. O resultado da comparação é um sinal PWM com frequência e amplitude fixas que será utilizado para comandar os interruptores principais complementarmente.

Estudos realizados mostraram que para o perfeito funcionamento do inversor com comutação suave nos quatro quadrantes, ou seja, com qualquer combinação na polaridade da tensão e corrente de saída, é necessário que o interruptor auxiliar seja sincronizado, ora com o interruptor **Q1**, ora com o interruptor **Q2**, dependendo do sentido da corrente de carga. Isso se deve ao fato de que a cada semiciclo da corrente de carga, **Q1** e **Q2** alternam-se no papel de interruptor principal do circuito.

Na Fig. III. 4 pode-se observar alguns sinais da estratégia de modulação utilizada.



**Fig. III. 4 – Estratégia de Modulação.**

O inversor poderá possuir em sua saída um filtro que será responsável pela demodulação da tensão modulada obtida, extraindo dela sua componente senoidal fundamental.

A tensão de saída do conversor é controlada pelo índice de modulação de amplitude ( $ma$ ), que é obtido pela razão do valor de pico do sinal de referência senoidal pelo valor de pico do sinal dente de serra.

$$ma = \frac{V_p^{ref}}{V_p^{serra}} \quad (III.52)$$

A tensão de saída do inversor para um período de chaveamento pode ser expressa por:

$$V_{out} = \frac{E \cdot D}{2} \quad (III.53)$$

Manipulando a Eq. III.53 obtém-se a razão cíclica instantânea para o inversor.

$$D = \frac{2 \cdot V_{out}}{E} \quad (III.54)$$

A tensão de saída do inversor pode ser expressa por:

$$V_{out} = \sqrt{2} \cdot V_{out_{rms}} \cdot \text{sen}\omega t \quad (III.55)$$

Onde  $\omega$  é expresso por:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad (III.56)$$

$f$  – Freqüência da saída

Combinando as Eqs. III.54 e III.55 obtém-se:

$$D = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{out_{rms}} \cdot \text{sen}\omega t}{E} \quad (III.57)$$

A máxima tensão de saída pode ser obtida pelo produto da tensão de entrada com a razão de modulação de amplitude. Dessa forma tem-se:

$$V_{out_p} = \frac{E \cdot ma}{2} \quad (\text{III.58})$$

O valor da tensão eficaz de saída é dado por:

$$V_{out_{rms}} = \frac{E \cdot ma}{2 \cdot \sqrt{2}} \quad (\text{III.59})$$

Combinando as Eqs. III.57 e III.59 obtém-se a expressão da razão cíclica do inversor.

$$D = ma \cdot \text{sen}\omega t \quad (\text{III.60})$$

### III.4.2. Estudo da Tensão de Grampeamento

Uma das características mais importantes do inversor proposto é o grampeamento da tensão sobre os interruptores. A tensão máxima aplicada a cada interruptor é a tensão de barramento somada à tensão no capacitor de grampeamento Cs.

Para o dimensionamento dos interruptores e do capacitor é necessário que se conheça o comportamento da tensão de grampeamento, Vg.

A corrente média no capacitor de grampeamento deve ser zero para um período de chaveamento em regime permanente. Dessa forma, pode-se obter a expressão para Vg.

A corrente média instantânea em Cs é dada por:

$$i_{Cs_{mi}} = \frac{1}{Ts} \left[ \int_0^{t1} \left( \frac{Vg}{Ls} \cdot t - Ir \right) dt + \int_{t1}^{t2} \left( \frac{Vg}{Ls} \cdot t - I_{out} - Ir \right) dt \right] \quad (\text{I.61})$$

$Ts$  – Período de Chaveamento

Resolvendo a integral e considerando:

$$D = \frac{t1}{Ts} \quad (\text{I.62})$$

$$t1 \approx Ts \quad (\text{I.63})$$

$$i_{Cs_{mi}} = 0 \quad (\text{III.64})$$

Tem-se:

$$V_g = \frac{2L_s}{T_s} [I_r + I_{out}(1-D)] \quad (\text{III.65})$$

A corrente de saída é dada por:

$$I_{out} = \frac{E \cdot ma}{2 \cdot Z_c} \cdot \text{sen}\alpha \quad (\text{III.66})$$

Onde  $Z_c$  é a impedância de carga que é expressa por:

$$Z_c = \sqrt{R_c^2 + (\omega \cdot L_c)^2} \quad (\text{III.67})$$

$R_c$  – Resistência de Carga

$L_c$  – Indutância de Carga

Combinando as Eqs. III.60, III.65 e III.66 obtém-se a expressão para tensão em Cs.

$$V_g(t) = \frac{2 \cdot L_s}{T_s} \left[ I_r + \frac{E \cdot ma}{2 \cdot Z_c} \cdot \text{sen}\alpha \cdot (1 - ma \cdot \text{sen}\alpha) \right] \quad (\text{III.68})$$

Onde  $I_r$  é o pico de recuperação reversa do diodo antiparalelo e pode ser obtido por:

$$I_r = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot Q_{rr} \cdot \frac{E}{L_s}} \quad (\text{III.69})$$

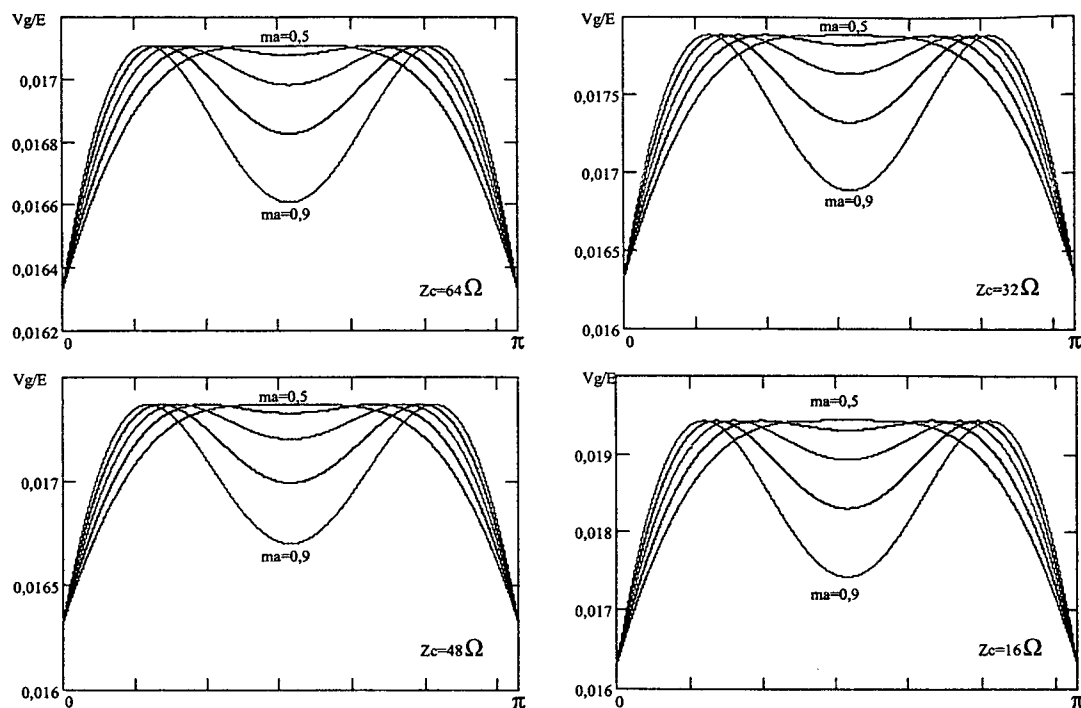
$Q_{rr}$  – Carga de Recuperação Reversa

Parametrizando a Eq. III.68 tem-se:

$$\overline{V_g(t)} = \frac{V_g(t)}{E} \quad (\text{III.70})$$

A Eq. III.70 permite traçar algumas curvas mostrando o comportamento da tensão de grameamento em função da carga para diversos índices de modulação em amplitude e uma determinada combinação de parâmetros que serão implementados em laboratório.

São eles:  $L_s = 10\mu\text{H}$ ;  $I_r = 17,4\text{A}$ ;  $T_s = 50\mu\text{s}$ ;  $E = 400\text{V}$



*Fig. III. 5 – Tensão de Grameamento Parametrizada em Função da Carga.*

Observa-se que a tensão de grameamento apresenta valores proporcionais muito reduzidos e sofrem uma pequena elevação com o aumento da carga.

Com isso concluí-se que a utilização deste circuito “snubber” implica numa elevação muito pequena da tensão nos interruptores em relação ao inversor meia ponte convencional, o que justifica ainda mais sua aplicação.

### III.4.3. Estudo da Comutação Suave

O inversor proposto possui a característica de operar com comutação suave para toda a faixa de carga, ou seja, uma vez projetado para uma determinada condição nominal a comutação suave irá ocorrer para qualquer valor de carga inferior.

Para garantir a comutação sob tensão nula é necessário que na segunda etapa de operação, a corrente que circula em  $L_s$  seja suficientemente grande para efetuar a descarga da



capacitância  $C1$  e carga da capacitância  $Ca$ . Desta forma, por inspeção pode ser formulada a seguinte condição:

$$LsIf^2 \geq (Ca + C1)(E + Vg)^2 \quad (\text{III.71})$$

Onde  $Vg$  é a tensão sobre  $Cs$  (aproximadamente constante para um período de chaveamento). Como já foi observado anteriormente,  $Vg \ll E$ . Desta forma pode-se admitir:

$$If \min \geq E \sqrt{\frac{C1 + Ca}{Ls}} \quad (\text{III.72})$$

A Eq. III.72 indica o mínimo valor que a corrente  $If$  deve assumir para garantir a comutação suave em toda a faixa de operação para uma determinada condição de carga.

A expressão da corrente  $If$  pode ser obtida analisando o comportamento da corrente no capacitor  $Cs$ .

$$If(t) = \frac{Vg}{Ls} \cdot Ts - Iout - Ir \quad (\text{III.73})$$

Combinando a Eq. III.73 com a Eq. III.68 e fazendo algumas simplificações obtém-se a expressão que representa a evolução da corrente  $If$ .

$$If(t) = Ir + \frac{E \cdot ma}{2 \cdot Zc} \cdot \text{sen} \omega t - \frac{E \cdot ma^2}{Zc} \cdot \text{sen}^2 \omega t \quad (\text{III.74})$$

Parametrizando a Eq. III.74 têm-se:

$$\overline{If(t)} = \frac{If(t) \cdot Zc}{E} \quad (\text{III.75})$$

As Eq. III.75 e III.72 permitem traçar algumas curvas mostrando o comportamento da corrente  $If$  em função da carga para diversas razões de modulação em amplitude e uma determinada combinação de parâmetros que serão implementados em laboratório.

São eles:  $L_s = 10\mu\text{H}$ ;  $I_r = 17,4\text{A}$ ;  $T_s = 50\mu\text{s}$ ;  $E = 400\text{V}$

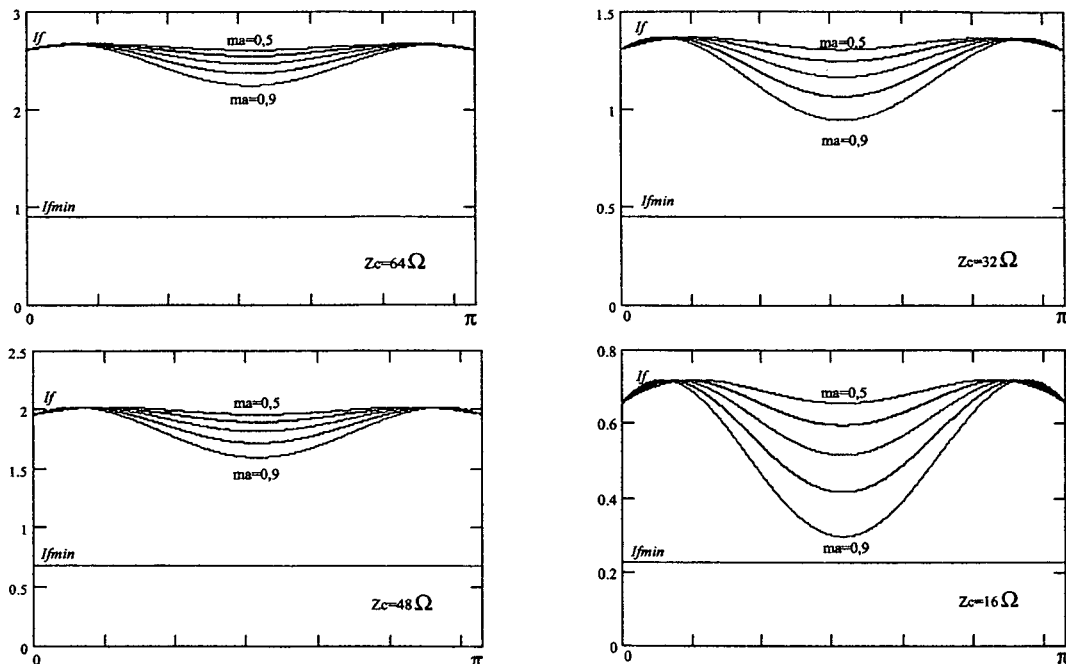


Fig. III. 6 – Comportamento de  $I_f$  Parametrizado em Função da Carga

Observa-se que a corrente  $I_f$  possui um ponto de mínimo que esta situado em  $\pi/2$  e a corrente diminui sua intensidade com o aumento da carga. Para garantir a comutação suave em toda faixa de carga o valor mínimo da corrente  $I_f$  deve ser obtido a partir da Eq. III.75 e esse valor deve ser superior ao encontrado a partir da Eq. III.72.

#### III.4.4. Filtro de Saída

O projeto do filtro de saída é de fundamental importância para que o inversor opere com tensão de saída senoidal com conteúdo harmônico reduzido. Para uma melhor eficiência na eliminação dos harmônicos poderá ser utilizado um filtro composto por um indutor ( $L_f$ ) em série com um capacitor ( $C_f$ ).

Um procedimento de cálculo muito eficiente foi retirado da referência [9], que recomenda os seguintes cálculos:

$$R_c = \frac{V_{out_p}^2}{2 \cdot P_{out}} \quad (\text{III.76})$$

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot R_c \cdot \xi} \quad (\text{III.77})$$

Para o coeficiente de amortecimento  $\xi$  recomenda-se um valor superior a 0,7 para evitar oscilações indesejáveis.

$$0,7 \leq \xi \leq 1,0 \quad (\text{III.78})$$

A frequência de corte do filtro é definida a seguir, de onde pode-se extrair a expressão para o cálculo da indutância  $L_f$ .

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} \quad (\text{III.79})$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (\text{III.80})$$

$$L_f = \frac{1}{C_f \cdot \omega_c^2} \quad (\text{III.81})$$

A frequência de corte deve estar posicionada uma década abaixo da frequência de chaveamento e ser pelo menos cinquenta vezes maior que a frequência da rede para que não haja deslocamento de fase.

### III.5. ESFORÇOS NOS COMPONENTES:

Para efeitos de projeto e dimensionamento dos componentes serão obtidos as expressões e ábacos dos esforços de tensão e corrente nos componentes. Para o cálculo dos esforços nos interruptores serão desprezados os efeitos de comutação.

#### III.5.1. Interruptores Principais (Q1 e Q2)

A corrente média instantânea, ou seja, a corrente média durante um período de comutação pode ser obtida através da seguinte expressão:

$$iQ1_{mi} = iQ2_{mi} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} I_{out} \cdot dt \quad (\text{III.82})$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iQ1_{mi} = I_{out} \cdot D \quad (\text{III.83})$$

Combinando a Eq. III.83 com as Eq. III.60 e III.66 encontra-se :

$$iQ1_{mi} = \frac{E \cdot ma^2 \cdot \text{sen}^2 \omega t}{2 \cdot Z_c} \quad (\text{III.84})$$

As correntes média e eficaz para um período de carga são obtidas aplicando a definição sobre a corrente média instantânea obtida na Eq. III.84. Sendo assim, a corrente média nos interruptores principais é dada por:

$$iQ1_{med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{E \cdot ma^2}{2 \cdot Z_c} \cdot \text{sen}^2 \omega t \cdot d\omega t \quad (\text{III.85})$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iQ1_{med} = \frac{E \cdot ma^2}{8 \cdot Z_c} \quad (\text{III.86})$$

Parametrizando:

$$\overline{iQ1_{med}} = \frac{iQ1_{med} \cdot Z_c}{E} = \frac{ma^2}{8} \quad (\text{III.87})$$

De maneira semelhante obtém-se a expressão para corrente eficaz.

$$iQ1_{ef}^2 = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} \left( \frac{E \cdot ma^2}{2 \cdot Z_c} \cdot \text{sen}^2 \omega t \right)^2 d\omega t \quad (\text{III.88})$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iQ1_{ef} = \frac{\sqrt{3} \cdot E \cdot ma^2}{8 \cdot Z_c} = \sqrt{3} \cdot iQ1_{med} \quad (\text{III.89})$$

Parametrizando tem-se:

$$\overline{iQ_{1ef}} = \frac{iQ_{1ef} \cdot Zc}{E} = \frac{\sqrt{3} \cdot ma^2}{8} \quad (\text{III.90})$$

A partir das Eqs. III.87 e III.90 podemos traçar as curvas das correntes média e eficaz parametrizadas nos interruptores principais.

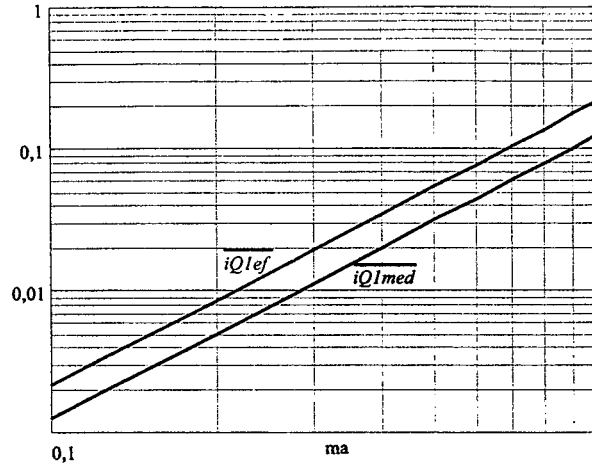


Fig. III. 7 – Correntes Média e Eficaz Parametrizadas nos Interruptores Principais.

### III.5.2. Interruptor Auxiliar

A corrente média instantânea é obtida pela seguinte expressão:

$$iQ_{a_{mi}} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[ \int_0^{\Delta t} \frac{V_g}{L_s} \cdot t \, dt + \int_0^{(1-D)T_s} \frac{V_g}{L_s} \cdot t \, dt - \int_0^{(1-D)T_s} I_{out} \, dt \right] \quad (\text{III.91})$$

Resolvendo tem-se:

$$iQ_{a_{mi}} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[ \frac{V_g \cdot \Delta t^2}{2 \cdot L_s} + \frac{T_s \cdot (D-1) \cdot (-V_g \cdot T_s + V_g \cdot T_s \cdot D + 2 \cdot I_{out} \cdot L_s)}{2 \cdot L_s} \right] \quad (\text{III.92})$$

A corrente média é obtida pela seguinte expressão:

$$iQ_{a_{med}} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{1}{T_s} \cdot \left[ \frac{V_g \cdot \Delta t^2}{2 \cdot L_s} + \frac{T_s \cdot (D-1) \cdot (-V_g \cdot T_s + V_g \cdot T_s \cdot D + 2 \cdot I_{out} \cdot L_s)}{2 \cdot L_s} \right] d\alpha \quad (\text{III.93})$$

Parametrizando:

$$\overline{iQa_{med}} = \frac{iQa_{med} \cdot Zc}{E} \quad (\text{III.94})$$

A corrente eficaz é obtida por:

$$iQa_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left\{ \frac{1}{Ts} \cdot \left[ \frac{Vg \cdot \Delta t^2}{2 \cdot Ls} + \frac{Ts \cdot (D-1) \cdot (-Vg \cdot Ts + Vg \cdot Ts \cdot D + 2 \cdot Iout \cdot Ls)}{2 \cdot Ls} \right]^2 \right\} d\alpha} \quad (\text{III.95})$$

Parametrizando:

$$\overline{iQa_{ef}} = \frac{iQa_{ef} \cdot Zc}{E} \quad (\text{III.96})$$

A partir das Eqs. III.94 e III.96 pode-se traçar as curvas das correntes média e eficaz parametrizadas no interruptor auxiliar para alguns parâmetros. São eles:  $Ls = 10\mu\text{H}$ ;  $I_r = 17,4\text{A}$ ;  $Ts = 50\mu\text{s}$ ;  $E = 400\text{V}$ .

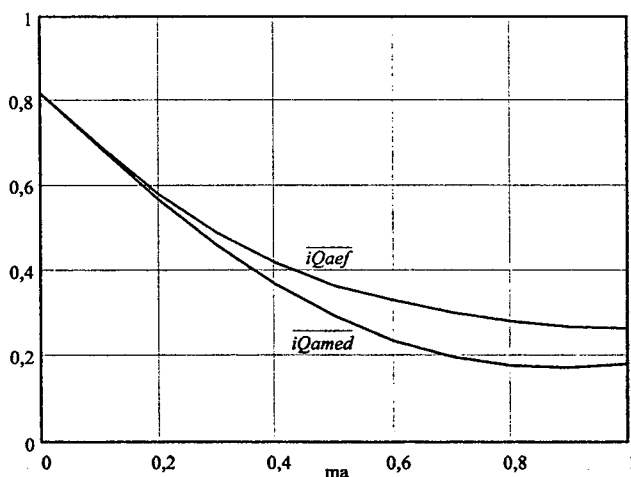


Fig. III. 8 – Correntes Média e Eficaz Parametrizadas no Interruptor Auxiliar.

### III.5.3. Diodos Principais

A corrente média instantânea para os diodos principais é dada por:

$$iD1_{mi} = iD2_{mi} = \frac{1}{Ts} \cdot \int_0^{(1-D)Ts} Iout \cdot dt \quad (\text{III.97})$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iD1_{mi} = I_{out} \cdot (1 - D) \quad (\text{III.98})$$

Combinando a Eq. III.98 com as Eq. III.60 e III.66 encontra-se :

$$iD1_{mi} = \frac{E \cdot ma \cdot \text{sen}\omega t}{2 \cdot Z_c} - \frac{E \cdot ma^2 \cdot \text{sen}^2\omega t}{2 \cdot Z_c} \quad (\text{III.99})$$

A corrente média é obtida pela seguinte expressão:

$$iD1_{med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \left( \frac{E \cdot ma \cdot \text{sen}\omega t}{2 \cdot Z_c} - \frac{E \cdot ma^2 \cdot \text{sen}^2\omega t}{2 \cdot Z_c} \right) d\omega t \quad (\text{III.100})$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iD1_{med} = \frac{E \cdot ma}{Z_c} \cdot \left( \frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{ma}{8} \right) \quad (\text{III.101})$$

Parametrizando:

$$\overline{iD1_{med}} = \frac{iD1_{med} \cdot Z_c}{E} \quad (\text{III.102})$$

De maneira semelhante obtém-se a expressão para corrente eficaz.

$$iD1_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \left( \frac{E \cdot ma \cdot \text{sen}\omega t}{2 \cdot Z_c} - \frac{E \cdot ma^2 \cdot \text{sen}^2\omega t}{2 \cdot Z_c} \right)^2 d\omega t} \quad (\text{III.103})$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iD1_{ef} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left[ \frac{E^2 \cdot ma^2 \cdot (-32 \cdot ma + 12 \cdot \pi + 9 \cdot ma^2)}{96 \cdot Z_c^2} - \frac{E^2 \cdot ma^3}{3 \cdot Z_c^2} \right]} \quad (\text{III.104})$$

Parametrizando tem-se:

$$\overline{iD1_{ef}} = \frac{iD1_{ef} \cdot Z_c}{E} \quad (\text{III.105})$$

A partir das Eqs. III.102 e III.105 pode-se traçar as curvas das correntes média e eficaz parametrizadas nos diodos principais.

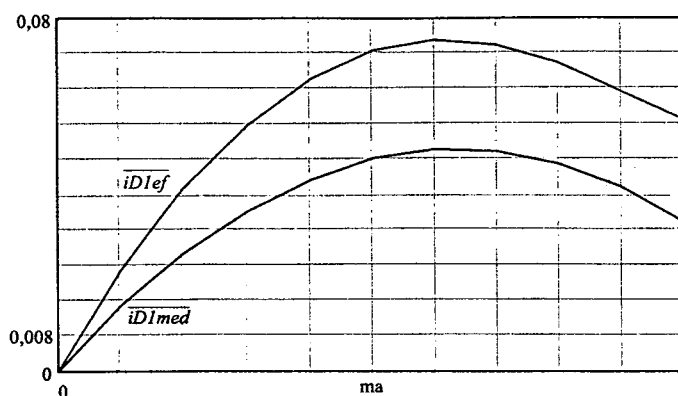


Fig. III. 9 – Correntes Média e Eficaz Parametrizadas nos Diodos Principais.

### III.5.4. Diodo Auxiliar

A corrente média instantânea para o diodo auxiliar é dada por:

$$iDa_{mi} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_6} \left( \frac{V_g}{L_s} \cdot t - I_r \right) dt \quad (\text{III.106})$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iDa_{mi} = \frac{I_r^2 \cdot L_s}{2 \cdot T_s \cdot V_g} \quad (\text{III.107})$$

A corrente média é obtida pela seguinte expressão:

$$iDa_{med} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left( \frac{I_r^2 \cdot L_s}{2 \cdot T_s \cdot V_g} \right) d\omega t \quad (\text{III.108})$$

Parametrizando:

$$\overline{iDa_{med}} = \frac{iDa_{med} \cdot Z_c}{E} \quad (\text{III.109})$$

De maneira semelhante obtém-se a expressão para corrente eficaz.



$$iDa_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left( \frac{I_r^2 \cdot L_s}{2 \cdot T_s \cdot V_g} \right)^2 d\alpha} \quad (III.110)$$

Parametrizando tem-se:

$$\overline{iDa_{ef}} = \frac{iDa_{ef} \cdot Z_c}{E} \quad (III.111)$$

A partir das Eqs. III.109 e III.111 podemos traçar as curvas das correntes média e eficaz parametrizadas nos diodos auxiliares para alguns parâmetros. São eles:  $L_s = 10\mu\text{H}$ ;  $I_r = 17,4\text{A}$ ;  $T_s = 50\mu\text{s}$ ;  $E = 400\text{V}$ .

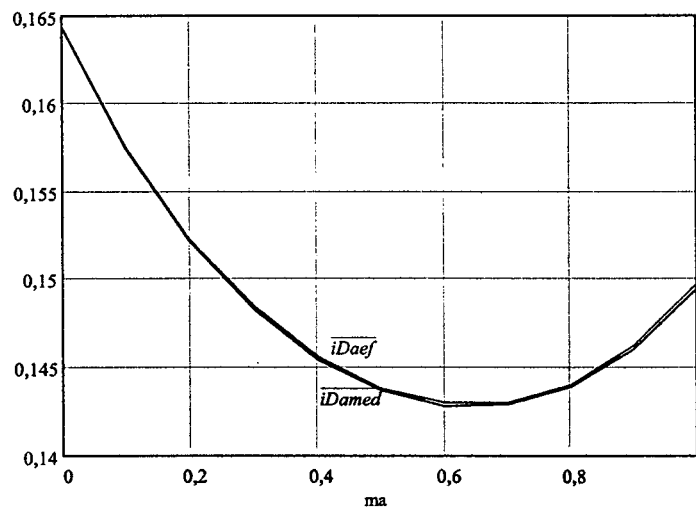


Fig. III. 10 – Correntes Média e Eficaz Parametrizadas nos Diodos Auxiliares.

### III.5.5. Capacitor Auxiliar

A corrente eficaz no capacitor auxiliar pode ser obtida pela seguinte expressão:

$$iCs_{ef} = \sqrt{iQa_{ef}^2 + iDa_{ef}^2} \quad (III.112)$$

Parametrizando:

$$\overline{iCs_{ef}} = \frac{iCs_{ef} \cdot Z_c}{E} \quad (III.113)$$

A partir da Eq. III.113 obtém-se a curva da corrente eficaz parametrizada no capacitor auxiliar para alguns parâmetros. São eles:  $L_s = 10\mu\text{H}$ ;  $I_r = 17,4\text{A}$ ;  $T_s = 50\mu\text{s}$ ;  $E = 400\text{V}$ .

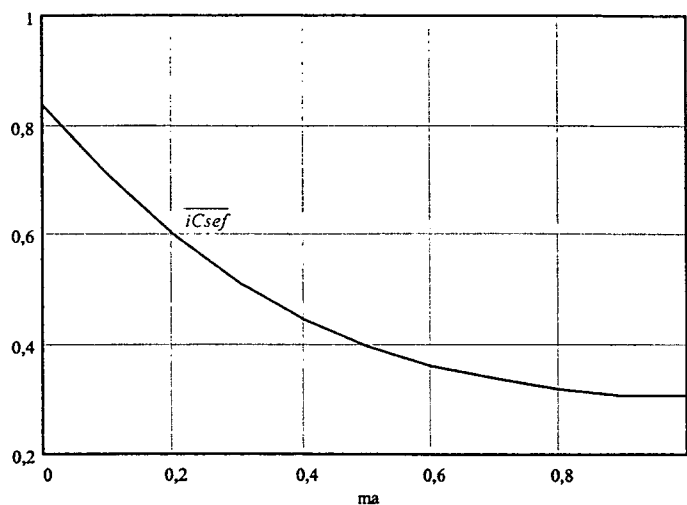


Fig. III. 11 – Corrente Eficaz Parametrizada no Capacitor Auxiliar.

### III.5.6. Indutor auxiliar

A corrente média instantânea no indutor auxiliar é dada pela seguinte expressão:

$$iL_{s_{mi}} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} \left( \frac{V_g}{L_s} \cdot t - I_r \right) dt \quad (\text{III.114})$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iL_{s_{mi}} = \frac{V_g \cdot T_s - 2 \cdot I_r \cdot L_s}{2 \cdot L_s} \quad (\text{III.115})$$

A corrente eficaz no enrolamento é dada pela seguinte expressão:

$$iL_{s_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[ \int_0^{2\pi} (iL_{s_{mi}})^2 dt \right]} \quad (\text{III.116})$$

Resolvendo a expressão tem-se:

$$iL_{s_{ef}} = \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot Z_c} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left[ \frac{ma^2 \cdot (16 \cdot ma + 12 \cdot \pi + 9 \cdot ma^2 \cdot \pi)}{48} - \frac{ma^2}{3} \right]} \quad (\text{III.117})$$

Parametrizando tem-se:

$$\overline{iL_{s_{ef}}} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left[ \frac{ma^2 \cdot (16 \cdot ma + 12 \cdot \pi + 9 \cdot ma^2 \cdot \pi)}{48} - \frac{ma^2}{3} \right]} \quad (\text{III.118})$$

A partir da Eq. III.118 obtém-se a curva da corrente eficaz parametrizada no indutor auxiliar:

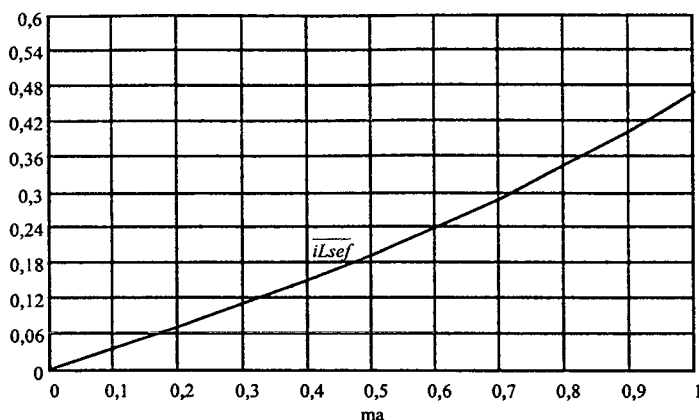


Fig. III. 12 – Corrente Eficaz Parametrizada no Indutor Auxiliar

## III.6. PROCEDIMENTO DE PROJETO

Devido a similaridade entre o procedimento de projeto deste inversor e do inversor apresentado no capítulo II, optou-se por um projeto com as mesmas especificações, para fins de comparação entre eles.

O projeto de inversores geralmente é dividido em duas etapas distintas: dimensionamento básico e projeto físico. Neste caso esse procedimento padrão deve ser um pouco alterado devido ao fato de que a característica dos componentes influencia diretamente na operação do circuito.

### III.6.1. Especificações Gerais

$$E = 400V$$

$$V_{out_{rms}} = 127 V$$

$$P_{out} = 1.000VA$$

$$I_{out} = 7,88A$$

$$f_s = 20kHz$$

$$f = 60Hz$$

$$L_c = 2,5mH$$

$$R_c = 16\Omega$$

Tensão de Barramento

Tensão Eficaz de Saída

Potência de Saída

Corrente Eficaz de Saída

Frequência de Comutação

Frequência de Carga

Indutância de Carga

Resistência de Carga

### III.6.2. Escolha do Indutor Auxiliar

O indutor auxiliar é responsável pelo controle da derivada de corrente no funcionamento do inversor. A derivada de corrente está diretamente relacionada com o máximo valor que atingirá a corrente de recuperação reversa dos diodos anti-paralelo. Além disso, uma derivada de corrente muito alta implica numa elevada taxa de interferência eletromagnética emitida.

Para favorecer o projeto, escolhe-se uma derivada de corrente que seja usual em catálogos de diodos fornecidos pelos fabricantes de maneira a facilitar a obtenção de parâmetros fundamentais para o dimensionamento do inversor. Sendo assim, optou-se pela utilização de uma derivada de  $40\text{A}/\mu\text{s}$ .

Sabendo que:

$$L_s = \frac{E}{di/dt} = \frac{400V}{40 \mu\text{s}} = 10\mu\text{H} \quad (\text{III.119})$$

### III.6.3. Dimensionamento dos Diodos Anti-paralelo

O segundo passo na execução do projeto é o dimensionamento dos diodos. Isso se deve à dependência do conversor à corrente de recuperação reversa dos diodos. Quanto mais lento for o diodo, melhor é a comutação dos interruptores e maior é a faixa de potência onde pode ser aplicado o inversor.

Sendo assim, dadas as especificações, deve-se calcular os esforços para os diodos e realizar a escolha dentro da disponibilidade.

Utilizando a Eq. III.59

$$m_a = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 127V}{400V} = 0,9 \quad (\text{III.120})$$

A impedância de carga é dada pela Eq. III.67.

$$Z_c = \sqrt{16\Omega^2 + (2 \cdot \pi \cdot 60\text{Hz} \cdot 2,5\text{mH})^2} \cong 16\Omega \quad (\text{III.121})$$

A corrente média pode ser obtida pela Eq. III.101.

$$iD1_{med} = \frac{400V \cdot 0,9}{16,11} \cdot \left( \frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{0,9}{8} \right) = 1,048A \quad (III.122)$$

A tensão máxima nos diodos é dada pela Eq. III.3.

Na Fig. III. 5 pode-se observar que a tensão máxima em Cs chega a aproximadamente 2% da tensão de barramento. Sendo assim considera-se 500V como um valor razoável para a tensão nos diodos.

Nota-se na Eq. III.68 que um cálculo preciso da tensão de grampeamento só pode ser realizado após a escolha do diodo e da respectiva corrente de recuperação reversa.

Como já foi descrito anteriormente, é interessante para o desempenho do inversor que o diodo escolhido seja lento. Optou-se pela utilização do diodo intrínseco do Mosfet **IRFP 460** que possui as características abaixo relacionadas.

$$V_{dss} = 500V$$

*Tensão Reversa Máxima*

$$I_s = 20A$$

*Corrente Média do Diodo*

$$Q_{rr} = 5.7\mu C$$

*Carga de Recuperação Reversa*

A escolha do diodo do Mosfet se deu devido a imprecisão dos modelos de simulação para diodos lentos, que não apresentam o efeito da recuperação reversa, impossibilitando a análise do inversor. Nos modelos de simulação para os Mosfets e diodos rápidos essa característica é bem explorada. Desta forma, o projeto pode ser confirmado pela simulação numérica do conversor.

Calculando o período de comutação:

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{20KHz} = 50\mu s \quad (III.123)$$

A corrente de recuperação é obtida com a Eq. III.69.

$$I_r = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot 5,7\mu C \cdot \frac{400V}{10\mu H}} = 17,4A \quad (III.124)$$

Utilizando a Eq. III.68 obtém-se o gráfico da Fig. III. 5. Observando que para  $Z_c=16\Omega$  e  $m_a=0,9$  a tensão máxima parametriza é aproximadamente 0,02. Aplicando a Eq. III.70 tem-se:

$$V_g = 400V \cdot 0,02 = 8V \quad (\text{III.125})$$

Dessa forma, a Eq. III.3 dá o valor exato da tensão reversa no diodo que é a mesma para todos os diodos e interruptores.

$$V_{D1} = 400V + 8V = 408V \quad (\text{III.126})$$

Como já destacou-se anteriormente, o acréscimo de tensão nos interruptores é muito pequeno em relação ao inversor convencional.

#### III.6.4. Dimensionamento dos Interruptores Principais

A tensão máxima é a mesma aplicada nos diodos e foi calculada na Eq. III.126.

A corrente média pode ser obtida utilizando a Eq. III.86.

$$iQ1_{med} = \frac{400V \cdot 0,9^2}{8 \cdot 16\Omega} = 2,55A \quad (\text{III.127})$$

A corrente eficaz pode ser obtida utilizando a Eq. III.89.

$$iQ1_{ef} = \sqrt{3} \cdot 2,55A = 4,42A \quad (\text{III.128})$$

Dentre os interruptores disponíveis no laboratório, duas opções foram analisadas, Mosfet **IRFP460** e IGBT **IRG4PC50W**.

O Mosfet em questão possui as seguintes características para uma temperatura de junção de 100°C.:

$$V_{dss} = 500V$$

*Tensão Reversa Máxima*

$$I_d = 13A$$

*Corrente Contínua Máxima*

$$R_{ds} = 0,485\Omega$$

*Resistência de Condução*

As perdas em condução podem ser simplificadas por:

$$P_{Mos} = R_{ds} \cdot iQ1_{ef}^2 = 0,485\Omega \cdot 4,42A^2 = 9,5W \quad (\text{III.129})$$

O IGBT proposto possui as seguintes características para uma temperatura de junção de 100°C.:

$$V_{ces} = 600V$$

*Tensão Reversa Máxima*

$$I_c = 27A$$

*Corrente Contínua Máxima*

$$V_{ce} = 1,75V$$

*Queda de Tensão em Condução*

As perdas em condução podem ser simplificadas por:

$$P_{IGBT} = V_{ce} \cdot i_{Q1_{med}} = 1,75V \cdot 2,55A = 4,46W \quad (\text{III.130})$$

O interruptor escolhido foi o IGBT **IRG4PC50W**. A escolha foi feita pelas seguintes razões:

- ⇒ As perdas por condução no IGBT atingiram menos da metade do valor encontrado para o Mosfet.
- ⇒ A queda de tensão em condução do IGBT diminui com o aumento da temperatura, enquanto a resistência de condução do Mosfet aumenta com a temperatura.
- ⇒ As perdas no Mosfet elevam-se quadraticamente em relação a corrente eficaz tornando seu uso mais restrito ainda para potências maiores.

Os interruptores IGBT geralmente não são recomendados para conversores com comutação ZVS, devido à presença de sua corrente de cauda. Neste caso, o interruptor escolhido possui um tempo de bloqueio de aproximadamente 150ns e é recomendado pelo fabricante para utilização até a frequência de 150 kHz. Uma análise criteriosa de perdas totais considerando as perdas por comutação no bloqueio deverão ser objeto de estudo futuro.

### III.6.5. Dimensionamento do Diodo Auxiliar

Com a ajuda da Fig. III. 10 pode-se obter a corrente média parametrizada. Utilizando a Eq. III.109 obtém-se o valor da corrente média no diodo auxiliar.

$$i_{Da_{med}} = \frac{0,1475 \cdot 400V}{16\Omega} = 3,688A \quad (\text{III.131})$$

Utilizando a Eq. III.111 obtém-se o valor da corrente eficaz no diodo auxiliar.

$$iD_{a_{ef}} = \frac{0,148 \cdot 400V}{16\Omega} = 3,7A \quad (\text{III.132})$$

A tensão reversa máxima foi obtida na Eq. III.126.

Será utilizado o diodo intrínseco do Mosfet **IRFP 460** cujas características já foram apresentadas anteriormente.

### III.6.6. Dimensionamento Do Interruptor Auxiliar

A tensão máxima é a mesma aplicada nos diodos e foi calculada na Eq. III.126.

A corrente média pode ser obtida utilizando a Fig. III. 8 e a Eq.III.94.

$$iQ_{a_{med}} = \frac{0,18 \cdot 400V}{16\Omega} = 4,5A \quad (\text{III.133})$$

A corrente eficaz pode ser obtida utilizando a Fig. III. 8 e a Eq.III.96.

$$iQ_{a_{ef}} = \frac{0,26 \cdot 400V}{16\Omega} = 6,5A \quad (\text{III.134})$$

Dentre os interruptores disponíveis já descritos optou-se pelo IGBT **IRG4PC50W** pelas mesmas razões anteriores.

As perdas em condução no IGBT auxiliar podem ser simplificadas por:

$$P_{IGBTa} = V_{ce} \cdot iQ_{a_{med}} = 1,75V \cdot 4,5A = 7,875W \quad (\text{III.135})$$

### III.6.7. Dimensionamento do Capacitor Auxiliar

O valor máximo da tensão no capacitor foi calculado na Eq. III.125.

O valor da corrente eficaz pode ser obtido com a Eq. III.112.

$$iC_{s_{ef}} = \sqrt{6,5A^2 + 3,7A^2} = 7,5A \quad (\text{III.136})$$

De acordo com a disponibilidade optou-se pela utilização de 2 capacitores de 220μF/63V em paralelo.

### III.6.8. Dimensionamento do Indutor Auxiliar

A corrente eficaz no indutor auxiliar pode ser obtida através da Fig. III. 12 e da Eq. III.118.



$$iLs_{ef} = 0,44 \cdot \frac{400V}{16\Omega} = 10A \quad (\text{III.137})$$

A corrente de pico nos indutores é a soma entre o valor máximo da corrente  $I_f$  e o valor de pico da corrente de carga. Utilizando a Fig. III. 6 e a Eq. III.75 obtém-se o valor máximo de  $I_f$ .

$$I_{f_{\max}} = 0,7 \cdot \frac{400V}{16\Omega} = 17,5A \quad (\text{III.138})$$

A corrente de pico nos indutores é dada por:

$$iLs_{pico} = I_{f_{\max}} + \sqrt{2} \cdot I_{out} = 17,5A + \sqrt{2} \cdot 7,88A = 28,65A \quad (\text{III.139})$$

O próximo passo consiste em fazer o dimensionamento físico do indutor.

Considerando:

$K_w = 0,7$	Fator de Utilização da Área do Enrolamento
$B_{\max} = 0,3 \text{ T}$	Densidade de Fluxo Magnético Máxima
$J_{\max} = 350 \text{ A/cm}^2$	Densidade de Corrente Máxima

O produto das áreas da janela e entreferro é determinada pela seguinte expressão:

$$AeAw = \frac{Ls \cdot iLs_{pico} \cdot iLs_{ef} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot J_{\max}} = \frac{10\mu H \cdot 28,65A \cdot 10A \cdot 10^4 \cdot \text{cm}^2}{0,3T \cdot 350A/\text{cm}^2} = 0,273 \quad (\text{III.140})$$

Escolhe-se o núcleo IP12 – EE30/7 .

$$Ae = 0,6 \text{ cm}^2 \quad \text{Área da Seção Transversal do Núcleo}$$

O número de espiras é determinada pela seguinte expressão:

$$N = \frac{Ls \cdot iLs_{pico} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot Ae} = \frac{10\mu H \cdot 28,65A \cdot 10^4}{0,3 \cdot 0,6} = 15,9 \text{ espiras} \quad (\text{III.141})$$

Com a seguinte expressão determina-se o entreferro total :

$$lg = \frac{N^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{Ls} = \frac{16^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,6 \cdot 10^{-2}}{10\mu H} = 2mm \quad (\text{III.142})$$

Entreferro em cada perna do núcleo:

$$\Delta l_g = \frac{l_g}{2} = 1mm \quad (\text{III.143})$$

Determina-se a seção do condutor:

$$S = \frac{iL_{ef}}{J_{\max}} = \frac{10A}{350A/cm^2} = 0,028cm^2 \quad (\text{III.144})$$

Considerando-se o efeito pelicular, o diâmetro máximo admitido pode ser encontrado por:

$$diam = 2 \cdot \frac{6,2}{\sqrt{fs}} = \frac{2 \cdot 6,2}{\sqrt{20KHz}} = 0,088cm \quad (\text{III.145})$$

Optou-se pela utilização do fio 20 AWG que possui diâmetro de 0,081cm e seção de 0,0051cm<sup>2</sup>.

O número de fios em paralelo é dado por:

$$n = \frac{S}{S_{20}} = \frac{0,028cm^2}{0,0051cm^2} \cong 6 \text{ fios em paralelo} \quad (\text{III.146})$$

### III.6.9. Cálculo de Perdas

Para o dimensionamento do dissipador é necessário que se calculem as perdas nos semicondutores. Como o inversor trabalha com comutação suave, considera-se que existem apenas perdas por condução.

Interruptores principais:

$$P_{Q1} = V_{ce} \cdot i_{Q1_{med}} = 1,75V \cdot 2,55A = 4,46W \quad (\text{III.147})$$

Interruptor auxiliar:

$$P_{Qa} = V_{ce} \cdot i_{Qa_{med}} = 1,75V \cdot 4,5A = 7,875W \quad (\text{III.148})$$

Diodos principais:

$$P_{D1} = V_{ce} \cdot i_{D1_{med}} = 1,8V \cdot 1,05A = 1,89W \quad (\text{III.149})$$

Diodo Auxiliar

$$P_{Da} = V_{ce} \cdot iD_{a_{med}} = 1,8V \cdot 3,688A = 6,638W \quad (\text{III.150})$$

As perdas totais são dadas por:

$$\begin{aligned} P_T &= 2 \cdot P_{Ql} + P_{Qa} + 2 \cdot P_{Dl} + P_{Da} \\ P_T &= 2 \cdot 4,46W + 7,875W + 2 \cdot 1,89W + 6,638W \\ P_T &= 27,213W \end{aligned} \quad (\text{III.151})$$

### III.7. SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Para a confirmação do funcionamento e do projeto do conversor foram realizadas simulações numéricas utilizando o programa Pspice.

#### III.7.1. Circuito Utilizado

O diagrama esquemático do circuito utilizado para a simulação pode ser observado na Fig. III. 13

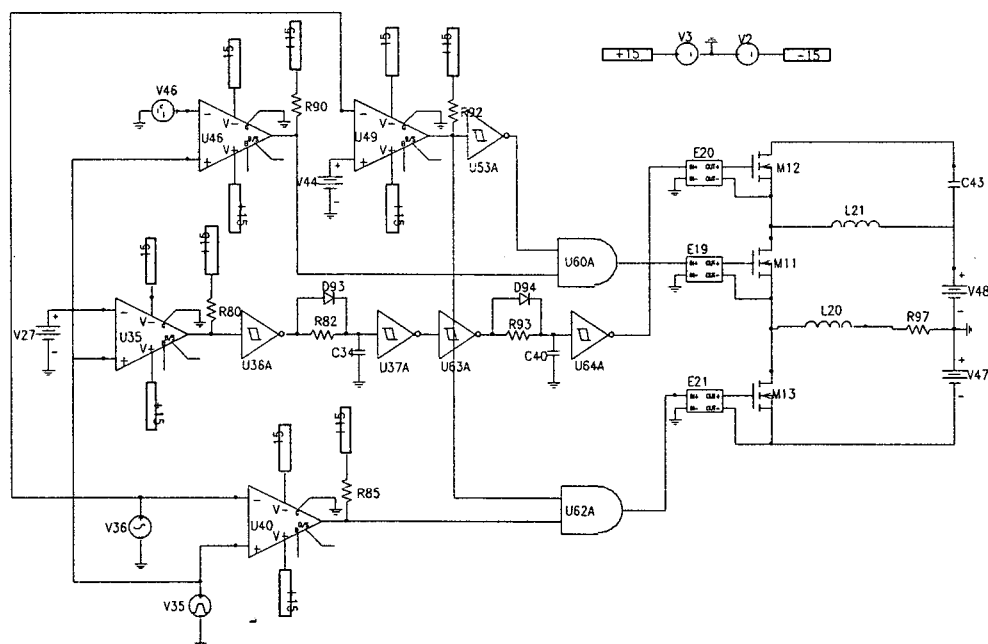


Fig. III. 13 – Esquemático Utilizado na Simulação.

O arquivo texto de entrada de dados gerado pelo circuito esquemático acima pode ser visto a seguir:

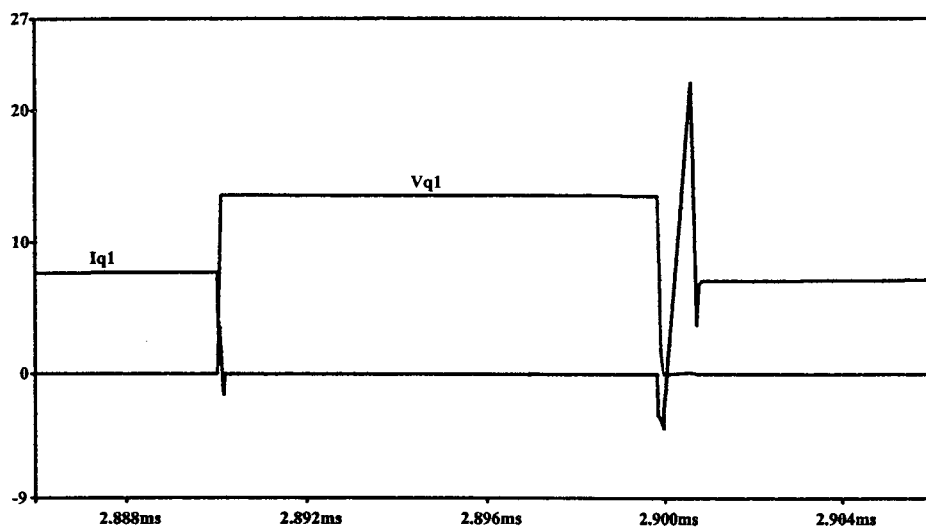
```
* Schematics Netlist *
E_E21 $N_0001 $N_0002 TABLE { V($N_0003, 0) }
+((5,0)(15,15))
E_E19 $N_0004 $N_0005 TABLE { V($N_0006, 0) }
+((5,0)(15,15))
V_V46 $N_0007 0
+SIN 2 1.8 60 0 0 0
X_U35 $N_0009 $N_0010 +15 -15 $N_0008 0 LM311
X_U46 $N_0009 $N_0007 +15 -15 $N_0013 0 LM311
R_R90 $N_0013 +15 4.7k
V_V44 $N_0016 0 2V
X_U49 $N_0016 $N_0018 +15 -15 $N_0017 0 LM311
R_R92 $N_0017 +15 4.7k
X_U53A $N_0017 $N_0021 +15 0 CD40106B PARAMS:
+IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
X_U60A $N_0021 $N_0013 $N_0006 15 0 CD4081B PARAMS:
+IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
E_E20 $N_0022 $N_0023 TABLE { V($N_0024, 0) }
+((0,0)(15,15))
M_M12 $N_0025 $N_0022 $N_0023 $N_0023 IRFP460
M_M11 $N_0023 $N_0004 $N_0005 $N_0005 IRFP460
M_M13 $N_0005 $N_0001 $N_0002 $N_0002 IRFP460
L_L20 $N_0005 $N_0026 5m
R_R97 $N_0026 0 16
V_V48 $N_0027 0 200V
V_V47 0 $N_0002 200V
C_C43 $N_0025 $N_0027 220u
L_L21 $N_0023 $N_0027 10uH
V_V2 0 -15 DC 15
V_V3 +15 0 DC 15
X_U63A $N_0028 $N_0029 +15 0 CD40106B PARAMS:
+IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
C_C40 0 $N_0030 5n
R_R93 $N_0029 $N_0030 1k
D_D94 $N_0029 $N_0030 DIN4148
X_U64A $N_0030 $N_0024 +15 0 CD40106B PARAMS:
+IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
X_U62A $N_0017 $N_0031 $N_0003 15 0 CD4081B PARAMS:
+IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
X_U37A $N_0032 $N_0028 +15 0 CD40106B PARAMS:
+IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
C_C34 0 $N_0032 5n
R_R82 $N_0033 $N_0032 1k
D_D93 $N_0033 $N_0032 DIN4148
X_U36A $N_0008 $N_0033 +15 0 CD40106B PARAMS:
+IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
R_R80 $N_0008 +15 4.7k
V_V27 $N_0010 0 .2V
V_V36 $N_0018 0
+SIN 2 -1.8 60 0 0 0
V_V35 $N_0009 0 DC 0 AC 0
+PULSE 0 4 0 1n 49.9u 1n 50u
X_U40 $N_0009 $N_0018 +15 -15 $N_0031 0 LM311
R_R85 $N_0031 +15 4.7k
```

Foram utilizados nas simulações os valores calculados no projeto do conversor. Foram utilizados os modelos dos interruptores fornecidos pelos fabricantes.

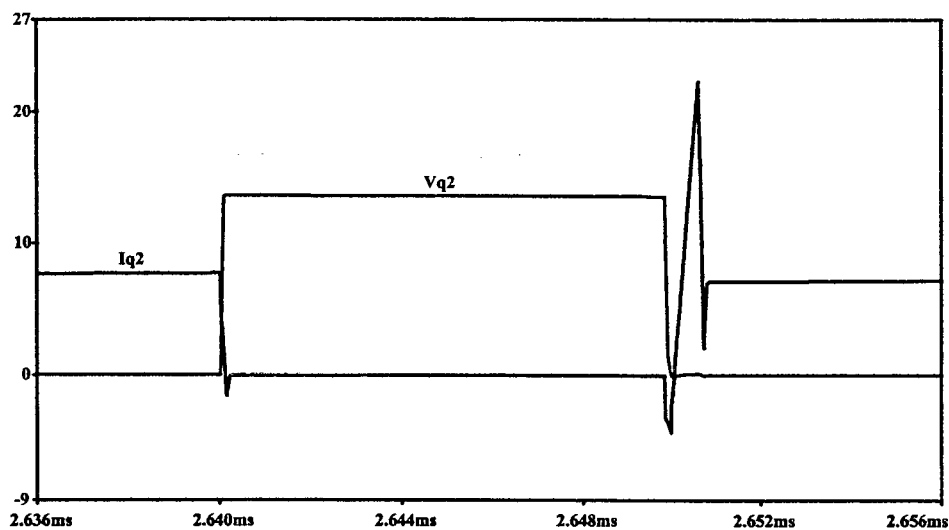
### III.7.2. Formas de Onda

As formas de onda obtidas por simulação podem ser observadas a seguir.

Na Fig. III. 14 são apresentadas a tensão e a corrente no conjunto interruptor **Q1**, diodo **D1** e capacitância parasita **C1**. Observa-se que a entrada em condução é suave e possui derivada limitada. Após o curto período de comutação o interruptor passa a conduzir somente a corrente de carga. Na Fig. III. 15 são apresentadas as formas de onda para o conjunto **Q2**, **D2** e **C2**, com comportamento análogo.



*Fig. III. 14 – Tensão e Corrente em Q1, D1 e C1.*



*Fig. III. 15 – Tensão e Corrente em Q2, D2 e C2.*

A tensão e a corrente no conjunto  $Q_a$ ,  $D_a$  e  $C_a$  podem ser observadas na Fig. III. 16. Verifica-se também a presença da comutação suave.

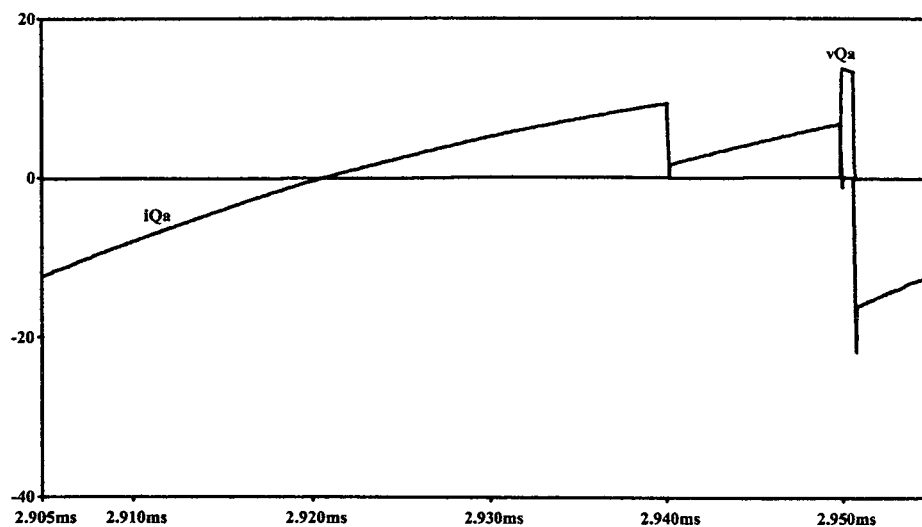


Fig. III. 16 – Tensão e Corrente em  $Q_a$ ,  $D_a$  e  $C_a$ .

Nos três casos, uma pequena sobreposição entre tensão e corrente pode ser vista durante o bloqueio. Isso se dá principalmente pela carga das capacitâncias parasitas dos componentes, não caracterizando perdas por comutação.

A corrente no indutor auxiliar pode ser observada na Fig. III. 17.

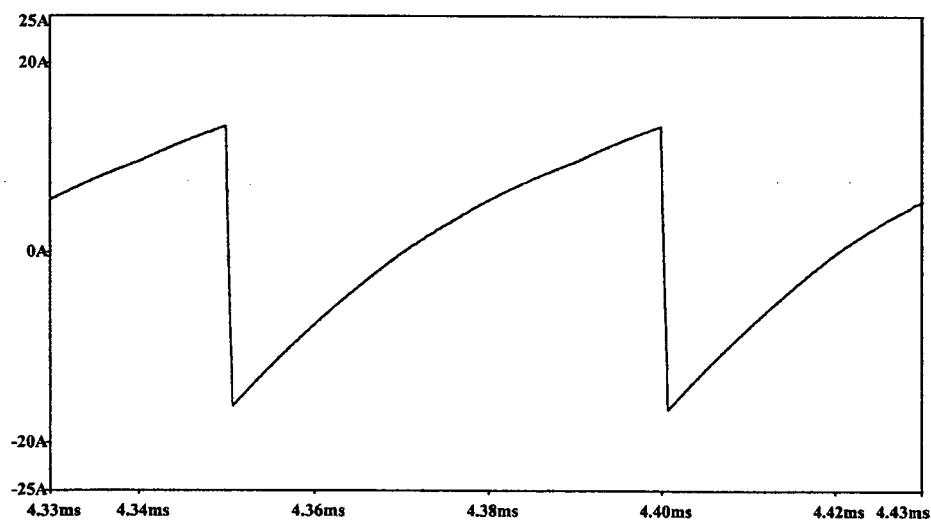
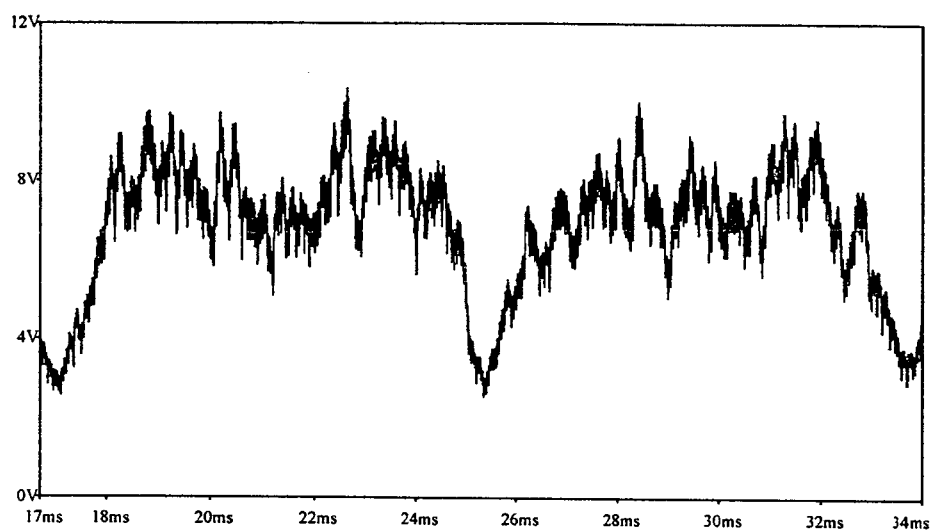


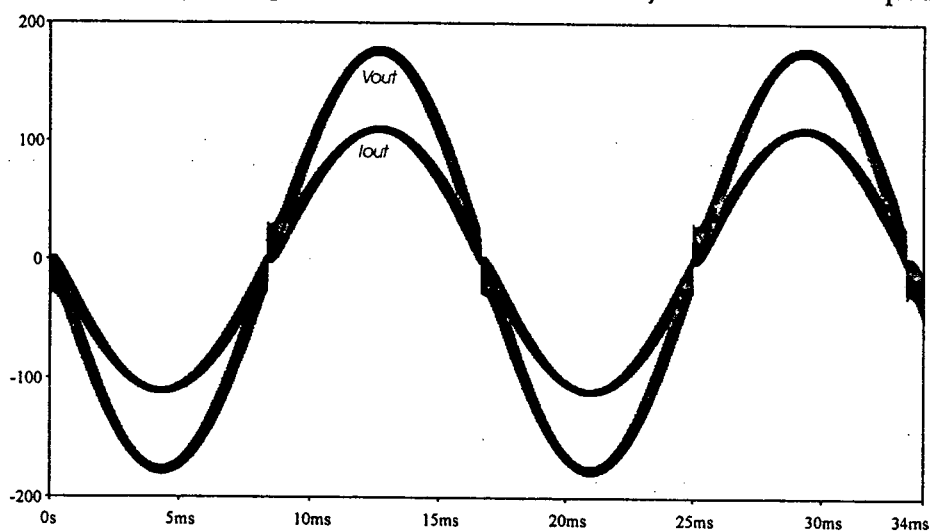
Fig. III. 17 – Corrente em  $L_s$ .

Na Fig. III. 18 pode-se observar a evolução da tensão de grameamento em um período de frequência da carga. A envoltória da tensão corresponde à vista anteriormente na Fig. III. 5 e o valor máximo corresponde ao calculado na Eq. III.125.



*Fig. III. 18 - Tensão de Grameamento.*

A Fig. III. 19 mostra a tensão e a corrente de saída após o indutor de carga. A ondulação de alta frequência pode ser eliminada com a utilização de um filtro adequado.



*Fig. III. 19 - Tensão e Corrente de Saída.*

### III.8. RESULTADOS ESPERIMENTAIS

Com o objetivo de comprovar os estudos teóricos e realizados por simulação foi construído um protótipo de laboratório. O circuito de potência implementado pode ser observado na Fig. III. 20 e o circuito de controle e comando pode ser encontrado no **Anexo A**.

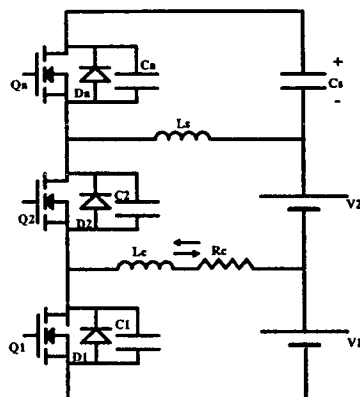


Fig. III. 20 – Circuito Implementado no Laboratório.

As especificações para o protótipo encontram-se abaixo relacionadas.

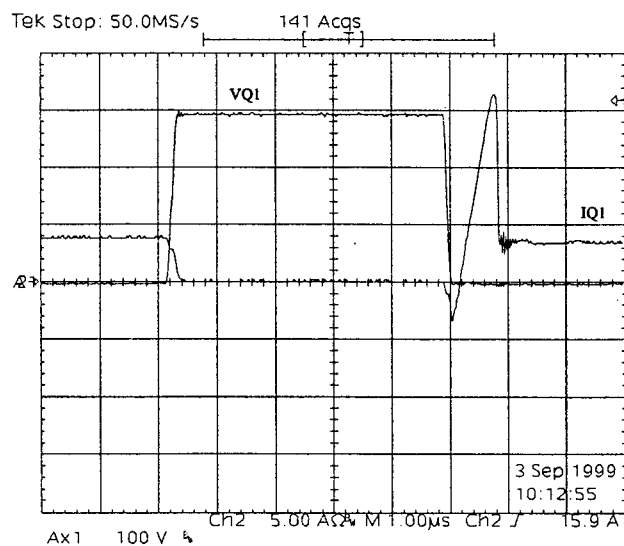
$P_{out} = 1.000 \text{ W}$	<i>Potência de Saída</i>
$E = V_1 + V_2 = 400\text{V}$	<i>Tensão de Barramento</i>
$V_{out} = 127\text{V}$	<i>Tensão Eficaz de Saída</i>
$f = 60\text{Hz}$	<i>Frequência da Carga</i>
$f_s = 20 \text{ kHz}$	<i>Frequência de Chaveamento</i>
Q1, Q2, Qa	<i>Interruptores IGBT IRG4PC50U</i>
D1, D2, Da	<i>Diodo Intrínseco do Mosfet IRFP460</i>
C1, C2, Ca	<i>Capacitância Intrínseca dos Interruptores</i>
Ls	<i>Núcleo EE30/7 N=14 voltas, 6 fios 20AWG //</i>



Cs	Capacitor Eletrolítico 2 x 220uF/63V
Lout	Indutor de Carga $L = 2,5mH$
Rout	Resistor de Carga $R = 16\Omega$
Dissipador	P 14/120 da SEMIKRON

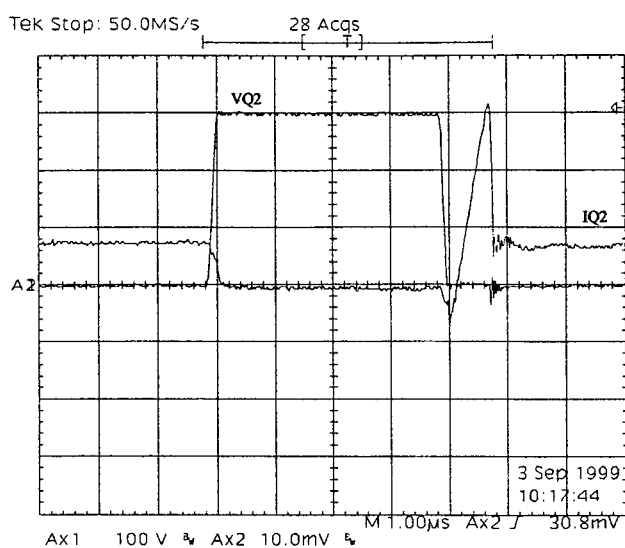
### III.8.1. Formas de Onda Experimentais

O conversor foi experimentalmente testado até sua potência nominal e suas formas de onda foram adquiridas com um osciloscópio digital. Alguns resultados experimentais são apresentados para uma tensão de barramento um pouco inferior à nominal. Isso ocorreu devido a problemas de sobre-tensão nas chaves gerados pelos “jumpers” de medição de corrente.



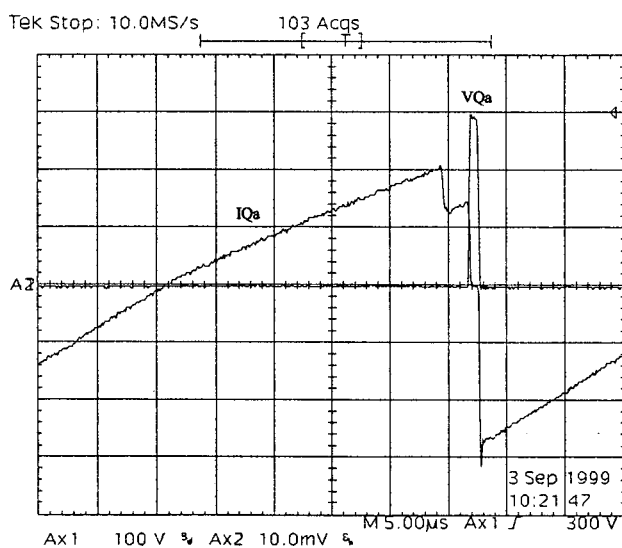
**Fig. III. 21 - Tensão e Corrente em Q1, D1 e C1.**

*Escalas: 100V/div, 5A/div, 1µs/div.*



**Fig. III. 22 - Tensão e corrente em Q2, D2 e C2.**

**Escalas: 100V/div, 5A/div, 1µs/div.**

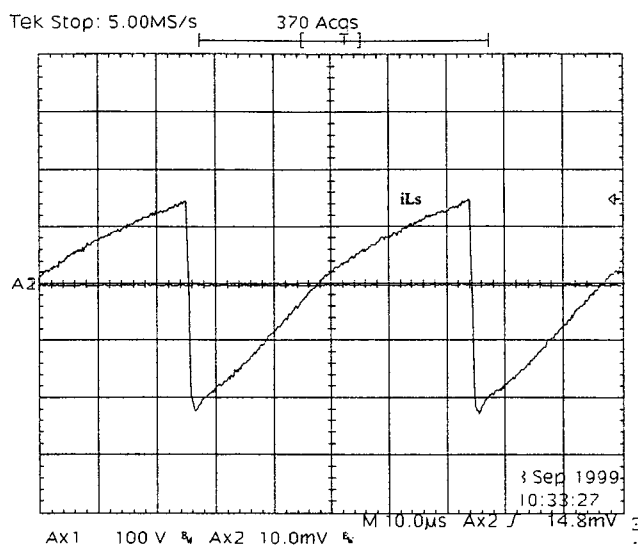


**Fig. III. 23 - Tensão e Corrente em Qa e Da e Ca**

**Escalas: 100V/div, 5A/div, 1µs/div.**

Nas Fig. III. 21, Fig. III. 22 e Fig. III. 23 são apresentadas as formas de onda de tensão e de corrente nos interruptores. Nota-se que eles operam com comutação suave comprovando os estudos teóricos e por simulação.

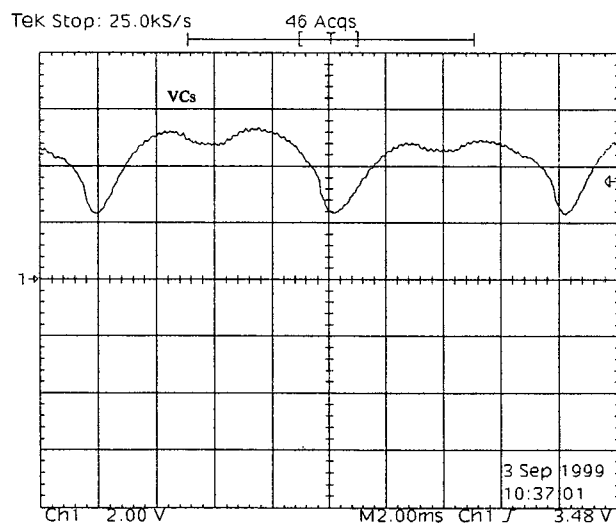
A Fig. III. 24 mostra a corrente no indutor auxiliar.



**Fig. III. 24 - Corrente em Ls**

*Escalas: 5A/div, 10µs/div.*

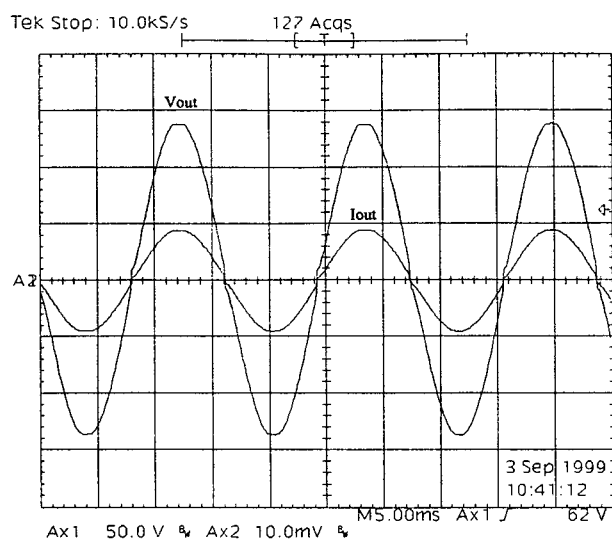
Observa-se na Fig. III. 25 o comportamento da tensão no capacitor de grameamento. Nota-se que as oscilações em alta frequência presentes nas simulações aparecem aqui bem reduzidas.



**Fig. III. 25 - Tensão em Cs**

*Escalas: 2V/div, 2ms/div.*

Na Fig. III. 26 estão a tensão e a corrente de saída do conversor. Como se pode ver, o conversor atingiu uma potência de saída de aproximadamente 1.500VA. Isso se dá pelo fato de ter-se escolhido interruptores com capacidade superior a projetada.

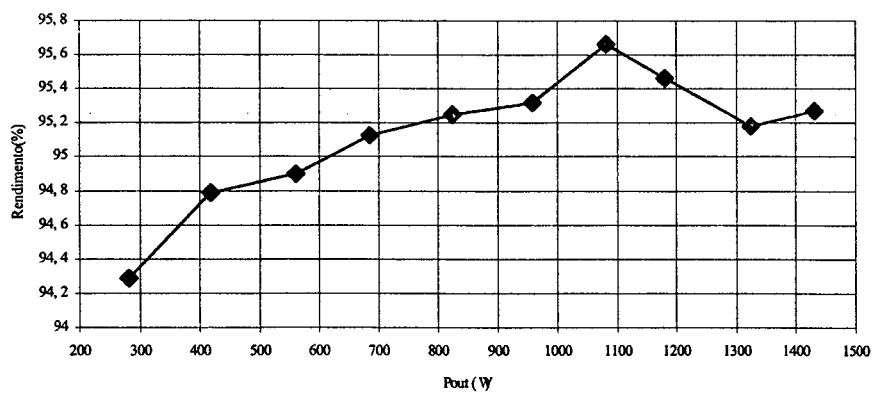


**Fig. III. 26 - Tensão e Corrente de Saída.**

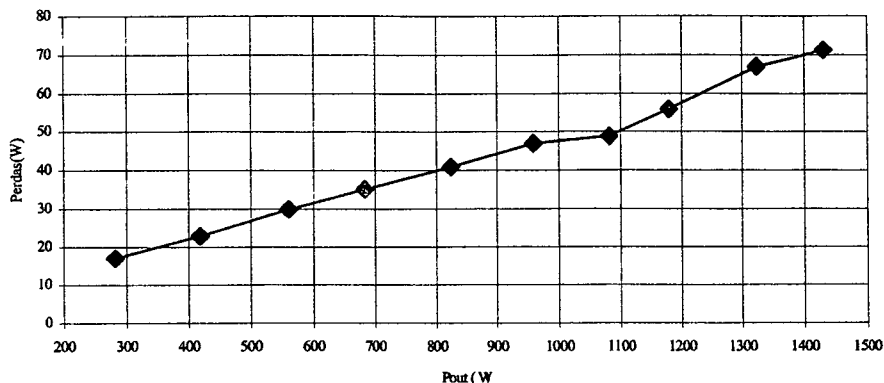
*Escalas: 50V/div, 20A/div, 5ms/div.*

### III.8.2. Rendimento e Perdas

Após efetuados os ensaios necessários, foram traçadas curvas de rendimento e perdas verso potência de saída que podem ser observadas nas Fig. III. 27 e Fig. III. 28 respectivamente.



**Fig. III. 27 - Rendimento do Inversor Proposto.**



*Fig. III. 28 - Perdas no Inversor.*

### III.9. PROJETO DE UM INVERSOR DE 10KVA

Para comprovar a boa eficiência deste inversor em potências altas decidiu-se pela construção de um protótipo de 10KVA.

#### III.9.1. Especificações Gerais

$$E = 400V$$

*Tensão de Barramento*

$$V_{out,rms} = 127 V$$

*Tensão Eficaz de Saída*

$$P_{out} = 10.000VA$$

*Potência de Saída*

$$I_{out} = 78,8A$$

*Corrente Eficaz de Saída*

$$f_s = 20kHz$$

*Frequência de Comutação*

$$f = 60Hz$$

*Frequência de Carga*

$$R_c = 1,6\Omega$$

*Resistência de Carga*

#### III.9.2. Dimensionamento do Filtro de Saída

Foi escolhida uma frequência de corte uma década abaixo da frequência de chaveamento.

$$f_c = \frac{f_s}{10} = \frac{20.000}{10} = 2.000Hz \quad (III.152)$$

Optando-se por um coeficiente de amortecimento ( $\xi$ ) de 0,9 e utilizando a Eq. III.77 tem-se o valor para o capacitor de filtro.

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot R_c \cdot \xi} = \frac{1}{2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 2000 \text{Hz} \cdot 1,6\Omega \cdot 0,9} = 27\mu\text{F} \quad (\text{III.153})$$

O indutor de filtragem pode ser calculado com a Eq. III.81.

$$L_f = \frac{1}{C_f \cdot \omega_c^2} = \frac{1}{27\mu\text{F} \cdot (2 \cdot \pi \cdot 2000 \text{Hz})^2} = 235\mu\text{H} \quad (\text{III.154})$$

### III.9.3. Escolha do Indutor Auxiliar

Optou-se pela utilização de uma derivada de 40A/ $\mu\text{s}$ .

Sabendo que:

$$L_s = \frac{E}{di/dt} = \frac{400\text{V}}{40 \text{A}/\mu\text{s}} = 10\mu\text{H} \quad (\text{III.155})$$

### III.9.4. Dimensionamento dos Diodos Anti-paralelo

Utilizando a Eq. III.59

$$m_a = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 127\text{V}}{400\text{V}} = 0,9 \quad (\text{III.156})$$

A impedância de carga é dada pela Eq. III.67.

$$Z_c = \sqrt{1,6\Omega^2 + (2 \cdot \pi \cdot 60 \text{Hz} \cdot 235 \text{mH})^2} \cong 1,6\Omega \quad (\text{III.157})$$

A corrente média pode ser obtida pela Eq. III.101.

$$iD1_{med} = \frac{400\text{V} \cdot 0,9}{1,6} \cdot \left( \frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{0,9}{8} \right) = 10,49\text{A} \quad (\text{III.158})$$

A tensão máxima nos diodos é dada pela Eq. III.3.

Como já foi descrito anteriormente, é interessante para o desempenho do inversor que o diodo escolhido seja lento. Optou-se pela utilização do diodo de rede da SEMIKRON SKKD 81/12, cujas características podem ser observadas abaixo. Devido à dificuldade de

obtenção de informações sobre a energia de recuperação reversa do diodo lento em questão, o valor de  $Q_{rr}$  foi levantado experimentalmente.

$$V_{rrm} = 1.200V$$

*Tensão Reversa Máxima*

$$I_{fav} = 80A$$

*Corrente Média do Diodo*

$$Q_{rr} = 120\mu C$$

*Carga de Recuperação Reversa*

Calculando o período de comutação:

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{20KHz} = 50\mu s \quad (III.159)$$

A corrente de recuperação é obtida com a Eq. III.69.

$$I_r = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot 120\mu C \cdot \frac{400V}{10\mu H}} = 80A \quad (III.160)$$

Utilizando a Eq. III.68 obtém-se o gráfico da Fig. III. 29. Observando que para  $ma=0,9$  a tensão máxima parametrizada é aproximadamente 0,11. Aplicando a Eq. III.70 tem-se:

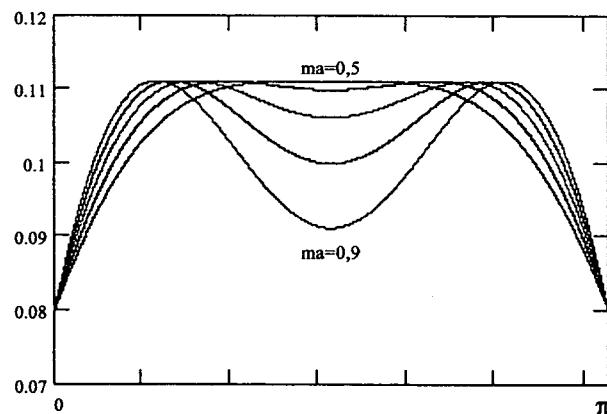


Fig. III. 29 – Tensão de Grampeamento.

$$V_g = 400V \cdot 0,11 = 44V \quad (III.161)$$

Dessa forma, a Eq. III.3 dá o valor exato da tensão reversa no diodo que é a mesma para todos os diodos e interruptores.

$$V_{DI} = 400V + 44V = 444V \quad (\text{III.162})$$

Como já destacou-se anteriormente, o acréscimo de tensão nos interruptores é muito pequeno em relação ao inversor convencional.

### III.9.5. Dimensionamento dos Interruptores Principais

A tensão máxima é a mesma aplicada nos diodos e foi calculada na Eq. III.12662.

A corrente média pode ser obtida utilizando a Eq. III.86.

$$iQ1_{med} = \frac{400V \cdot 0,9^2}{8 \cdot 1,6\Omega} = 25,3A \quad (\text{III.163})$$

A corrente eficaz pode ser obtida utilizando a Eq.III.89.

$$iQ1_{ef} = \sqrt{3} \cdot 25,3A = 43,8A \quad (\text{III.164})$$

O interruptor escolhido, devido à disponibilidade no laboratório, foi o módulo de IGBT's em braço GA250TS60U.

O IGBT proposto possui as seguintes características para uma temperatura de junção de 25°C.:

$$V_{ces} = 600V$$

*Tensão Reversa Máxima*

$$I_c = 250A$$

*Corrente Contínua Máxima*

$$V_{ce} = 1,9V$$

*Queda de Tensão em Condução*

### III.9.6. Dimensionamento do Diodo Auxiliar

Com a ajuda da Fig. III. 30 pode-se obter a corrente média parametrizada. Utilizando a Eq. III.109 obtém-se o valor da corrente média no diodo auxiliar.



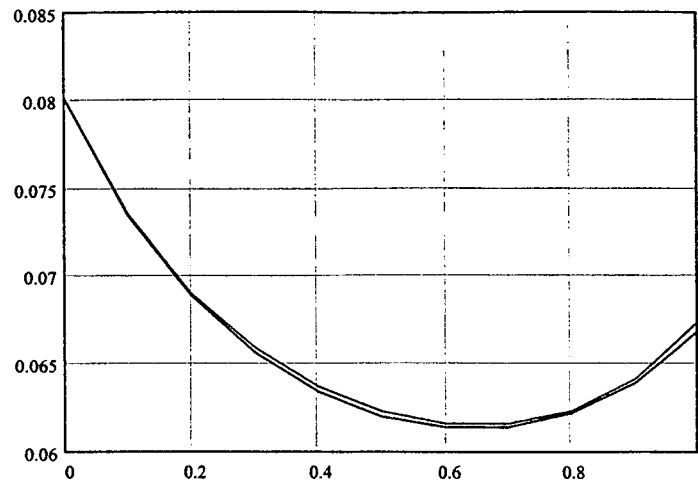


Fig. III. 30 – Corrente no Diodo Auxiliar Parametrizada.

$$iDa_{med} = \frac{0,064 \cdot 400V}{1,6\Omega} = 16A \quad (III.165)$$

Utilizando a Eq. III.111 obtém-se o valor da corrente eficaz no diodo auxiliar.

$$iDa_{ef} = \frac{0,065 \cdot 400V}{1,6\Omega} = 16,5A \quad (III.166)$$

Será utilizado o diodo SKKE81\12 cujas características já foram apresentadas anteriormente.

### III.9.7. Dimensionamento Do Interruptor Auxiliar

A corrente média pode ser obtida utilizando a Fig. III. 31 e a Eq.III.94.

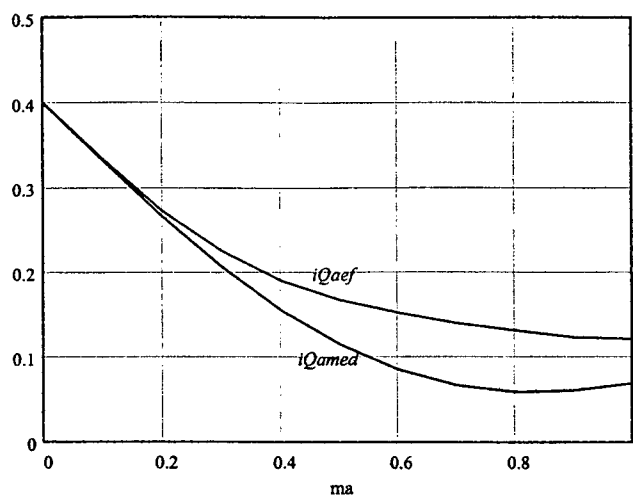


Fig. III. 31 – Corrente na Chave Auxiliar Parametrizada.

$$iQ_{amed} = \frac{0,06 \cdot 400V}{1,6\Omega} = 15A \quad (III.167)$$

A corrente eficaz pode ser obtida utilizando a Fig. III. 31 e a Eq.III.96.

$$iQ_{aef} = \frac{0,13 \cdot 400V}{1,6\Omega} = 32,5A \quad (III.168)$$

Dentre os interruptores disponíveis já descritos optou-se pelo IGBT GA250TS60U pelas mesmas razões anteriores.

### III.9.8. Dimensionamento do Capacitor Auxiliar

O valor máximo da tensão no capacitor foi calculado na Eq.III.161.

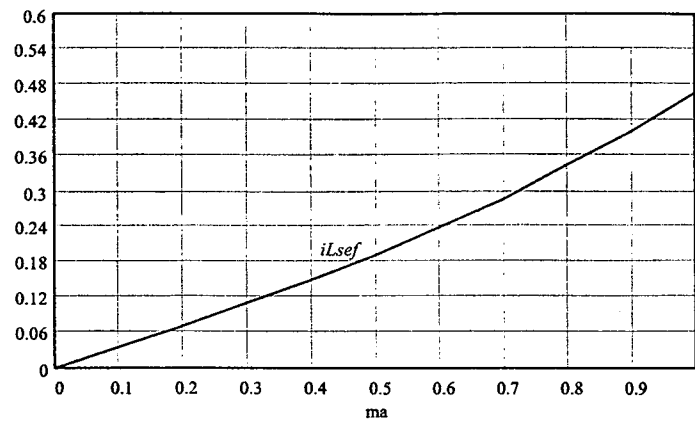
O valor da corrente eficaz pode ser obtido com a Eq. III.112.

$$iC_{s_{ef}} = \sqrt{16,5A^2 + 32,5A^2} = 36,45A \quad (III.169)$$

De acordo com a disponibilidade optou-se pela utilização de 4 capacitores de 1000 $\mu$ F/350V em paralelo.

### III.9.9. Dimensionamento do Indutor Auxiliar

A corrente eficaz no indutor auxiliar pode ser obtida através da Fig. III. 32 e da Eq III.118.



**Fig. III. 32 – Corrente Efcaz Parametrizada no Indutor Auxiliar**

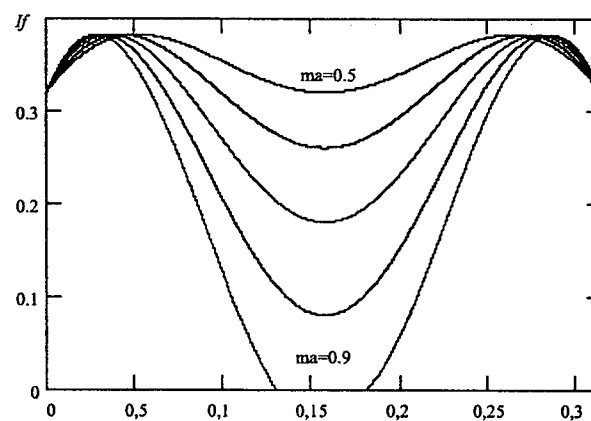
$$iL_{sef} = 0,44 \cdot \frac{400V}{1,6\Omega} = 100A \quad (\text{III.170})$$

A corrente de pico no indutor é a soma entre o valor máximo da corrente  $I_f$  e o valor de pico da corrente de carga. Utilizando a Fig. III. 33 e a Eq. III.75 obtém-se o valor máximo de  $I_f$ .

$$I_{f_{\max}} = 0,38 \cdot \frac{400V}{1,6\Omega} = 95A \quad (\text{III.171})$$

A corrente de pico nos indutores é dada por:

$$iL_{pico} = I_{f_{\max}} + \sqrt{2} \cdot I_{out} = 95A + \sqrt{2} \cdot 78,8A = 206,5A \quad (\text{III.172})$$



**Fig. III. 33 – Corrente  $I_f$  Parametrizada.**

O próximo passo consiste em fazer o dimensionamento físico do indutor.

Considerando:

$K_w = 0,7$	Fator de Utilização da Área do Enrolamento
$B_{\max} = 0,3 \text{ T}$	Densidade de Fluxo Magnético Máxima
$J_{\max} = 350 \text{ A/cm}^2$	Densidade de Corrente Máxima

O produto das áreas da janela e entreferro é determinada pela seguinte expressão:

$$AeAw = \frac{L_s \cdot iL_{s_{\text{pico}}} \cdot iL_{s_{\text{ef}}} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot J_{\max}} = \frac{10\mu\text{H} \cdot 206,5\text{A} \cdot 100\text{A} \cdot 10^4 \cdot \text{cm}^2}{0,3\text{T} \cdot 350\text{A/cm}^2} = 19,67 \quad (\text{III.173})$$

Escolhe-se o núcleo IP12 – EE55 .

$$Ae = 3,54 \text{ cm}^2 \quad \text{Área da Seção Transversal do Núcleo}$$

O número de espiras é determinada pela seguinte expressão:

$$N = \frac{L_s \cdot iL_{s_{\text{pico}}} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot Ae} = \frac{10\mu\text{H} \cdot 206,5\text{A} \cdot 10^4}{0,3 \cdot 3,54} = 20 \text{ espiras} \quad (\text{III.174})$$

Com a seguinte expressão determina-se o entreferro total :

$$\lg = \frac{N^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{L_s} = \frac{20^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 3,54 \cdot 10^{-2}}{10\mu\text{H}} = 18\text{mm} \quad (\text{III.175})$$

Entreferro em cada perna do núcleo:

$$\Delta \lg = \frac{\lg}{2} = 9\text{mm} \quad (\text{III.176})$$

Determina-se a seção do condutor:

$$S = \frac{iL_{s_{\text{ef}}}}{J_{\max}} = \frac{100\text{A}}{350\text{A/cm}^2} = 0,28\text{cm}^2 \quad (\text{III.177})$$

Considerando-se o efeito pelicular, o diâmetro máximo admitido pode ser encontrado por:

$$diam = 2 \cdot \frac{6,2}{\sqrt{fs}} = \frac{2 \cdot 6,2}{\sqrt{20KHz}} = 0,088cm \quad (III.178)$$

Optou-se pela utilização do fio 22 AWG que possui diâmetro de 0,064cm e seção de 0,00322cm<sup>2</sup>.

O número de fios em paralelo é dado por:

$$n = \frac{S}{S_{20}} = \frac{0,28cm^2}{0,00322cm^2} \cong 87 \text{ fios em paralelo} \quad (III.179)$$

### III.9.10. Projeto do Indutor de Filtragem

O projeto do indutor de filtragem segue a metodologia de indutores para baixa frequência, devido à pequena ondulação de corrente de saída.

#### III.9.10.1. Especificações:

$L_f = 235 \mu H$	<i>Indutância de filtragem</i>
$X = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_f = 0,0886 \Omega$	<i>Reatância da bobina</i>
$\Delta V = X \cdot I_{out} = 6,98 V$	<i>Queda de tensão no indutor</i>
$S_{L_f} = \Delta V \cdot I_{out} = 550 VA$	<i>Potência aparente nominal</i>
$S_L = S_{L_f} / 2 = 275 VA$	<i>Potência de projeto</i>

#### III.9.10.2. Escolha das Lâminas do Núcleo

O primeiro passo para a escolha das lâminas é o cálculo da seção magnética do núcleo, ou seja, da área transversal da perna central do núcleo, que pode ser obtida através da seguinte expressão <sup>1</sup>.

$$S_m = 7,5 \sqrt{\frac{S_L}{f}} = 7,5 \sqrt{\frac{275VA}{60Hz}} = 16cm^2 \quad (III.180)$$

Onde:

$S_m$  - Seção magnética do núcleo

O próximo passo é o cálculo da seção geométrica do núcleo, que é o produto entre a largura ( $l$ ) da coluna central pelo comprimento ( $c$ ) do pacote laminado.

<sup>1</sup> Válida apenas para indutor.

$$S_g = 1,1 S_m = 17,6 \text{ cm}^2 \quad (\text{III.181})$$

Onde:

$S_g$  = Seção geométrica do núcleo

Como construtivamente é vantajoso que a forma do núcleo seja aproximadamente quadrada, a largura da perna central do núcleo pode ser obtida por:

$$l \approx \sqrt{S_g} \approx \sqrt{17,6} \approx 4,2 \quad (\text{III.182})$$

Optou-se pela utilização de uma chapa com 5 cm de largura da perna central.

$$l = 5 \text{ cm}$$

$$c = 5 \text{ cm}$$

Então:

$$S_g = l \cdot c = 25 \text{ cm}^2$$

$$S_m = S_g / 1,1 = 22,7 \text{ cm}^2$$

### III.9.10.3. Cálculo do número de espiras:

Para o cálculo do número de espiras foi empregada a seguinte expressão:

$$N_{Lin} = \frac{\Delta V \cdot 10^8}{4,44 \cdot B_m \cdot S_m \cdot f} = \frac{6,98 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 11300 \cdot 22,7 \cdot 60} = 10 \quad (\text{III.183})$$

Onde:

$N_{Lin}$  - Número de espiras do indutor

### III.9.10.4. Seção dos Condutores

Para indutores, utiliza-se uma densidade de corrente ( $d$ ) de 3,5 A/mm<sup>2</sup>.

$$S = I_{out} / d = 22,5 \text{ mm}^2 \quad (\text{III.184})$$

Optou-se pela utilização do fio 22 AWG que possui diâmetro de 0,064cm e seção de 0,00322cm<sup>2</sup>.

O número de fios em paralelo é dado por:

$$n = \frac{S}{S_{20}} = \frac{0,225 \text{ cm}^2}{0,00322 \text{ cm}^2} \cong 70 \text{ fios em paralelo} \quad (\text{III.185})$$

### III.9.11. Cálculo de Perdas

Para o dimensionamento do dissipador é necessário que se calculem as perdas nos semicondutores. Como o inversor trabalha com comutação suave, considerou-se que existem apenas perdas por condução.

Interruptores principais:

$$P_{Q1} = V_{ce} \cdot i_{Q1_{med}} = 1,9V \cdot 25,3A = 48W \quad (\text{III.186})$$

Interruptor auxiliar:

$$P_{Qa} = V_{ce} \cdot i_{Qa_{med}} = 1,9V \cdot 15A = 28,5W \quad (\text{III.187})$$

Diodos principais:

$$P_{D1} = V_{ce} \cdot i_{D1_{med}} = 1,55V \cdot 10,5A = 16,27W \quad (\text{III.188})$$

Diodo Auxiliar

$$P_{Da} = V_{ce} \cdot i_{Da_{med}} = 1,55V \cdot 16A = 24,8W \quad (\text{III.189})$$

As perdas totais é dada por:

$$\begin{aligned} P_T &= 2 \cdot P_{Q1} + P_{Qa} + 2 \cdot P_{D1} + P_{Da} \\ P_T &= 2 \cdot 48W + 28,5W + 2 \cdot 16,27W + 24,8W \quad (\text{III.190}) \\ P_T &= 181,84W \end{aligned}$$

## III.10. RESULTADOS ESPERIMENTAIS PARA 10KVA

O circuito de potência implementado pode ser observado na Fig. III. 34 e o circuito de controle e comando pode ser encontrado no Anexo A. A lista de componentes encontra-se abaixo relacionada.

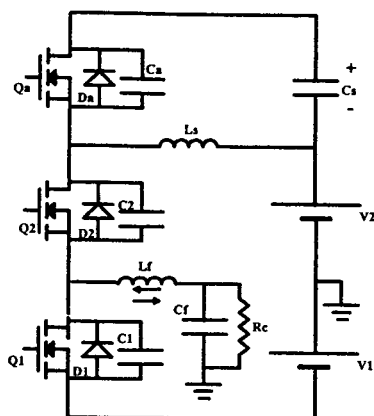


Fig. III. 34 – Circuito Implementado no Laboratório.

### III.11. DESCRIÇÃO DOS COMPONENTES

- Q1 – Q2** Braço de interruptores IGBT GA250TS60U da International Rectifier.
- Qa** Interruptor IGBT GA250TS60U da International Rectifier.
- D1, D2, Da** Diodos retificadores SKKD 81/12 da SEMIKRON.
- C1, C2, Ca** Capacitâncias parasitas dos interruptores.
- Cs** Capacitor de grampeamento composto por 4 capacitores de 1000uF/350V em paralelo.
- Ls** Indutor auxiliar. Cabo composto por 87 fios 22 AWG em paralelo. 20 espiras envoltas em um núcleo E55/39 com entreferro total de 1cm.
- Lf** Indutor de filtragem. Cabo composto por 70 fios 22 AWG em paralelo. 10 espiras envoltas em um carretel de 5cm x 5cm preenchidos com chapas de ferro silício nº 5.
- Cf** Capacitor de filtragem. Polipropileno 20u/380V.
- Rc** Resistor de carga. Banco de resistores.
- V1 e V2** Fontes de alimentação. 2 Capacitores de 3400uF/350V em paralelo.
- Dissipador** P16/300 da SEMIKRON com 2 ventiladores

#### III.11.1. Formas de Onda Experimentais

O conversor foi experimentalmente testado até sua potência nominal e suas formas de onda foram adquiridas com um osciloscópio digital. Alguns resultados



experimentais são apresentados para uma tensão de barramento um pouco inferior à nominal. Isso ocorreu devido a problemas de sobre-tensão nas chaves gerados pelos “jumpers” de medição de corrente.

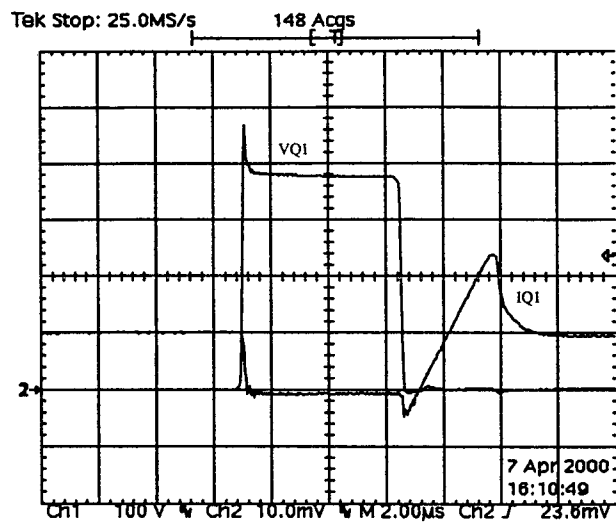


Fig. III. 35 - Tensão e Corrente em Q1, D1 e C1.

Escalas: 100V/div, 50A/div, 2µs/div.

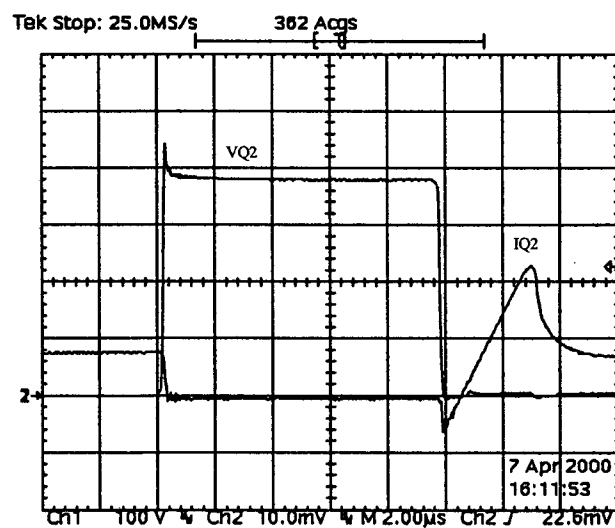
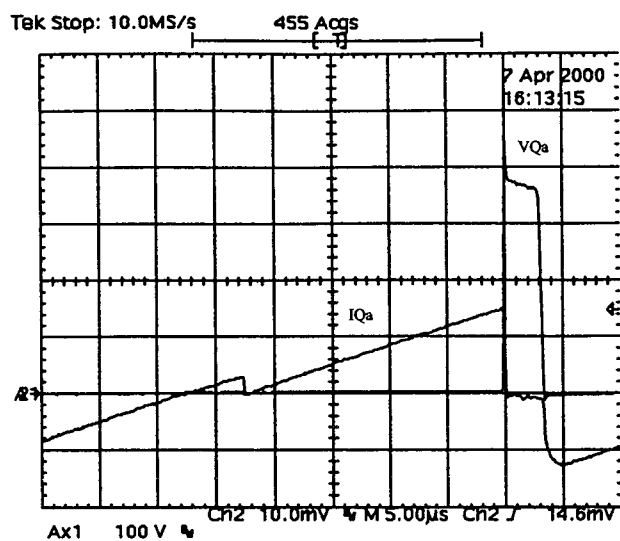


Fig. III. 36 - Tensão e corrente em Q2, D2 e C2.

Escalas: 100V/div, 50A/div, 2µs/div.

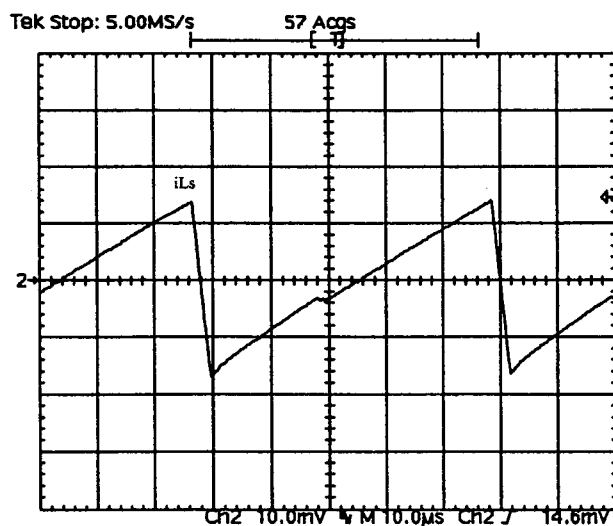


**Fig. III. 37 - Tensão e Corrente em Qa e Da e Ca**

*Escalas: 100V/div, 50A/div, 10us/div.*

Nas Fig. III. 35, Fig. III. 36 E Fig. III. 37 são apresentadas as formas de onda de tensão e de corrente nos interruptores. Nota-se que eles operam com comutação suave comprovando os estudos teóricos.

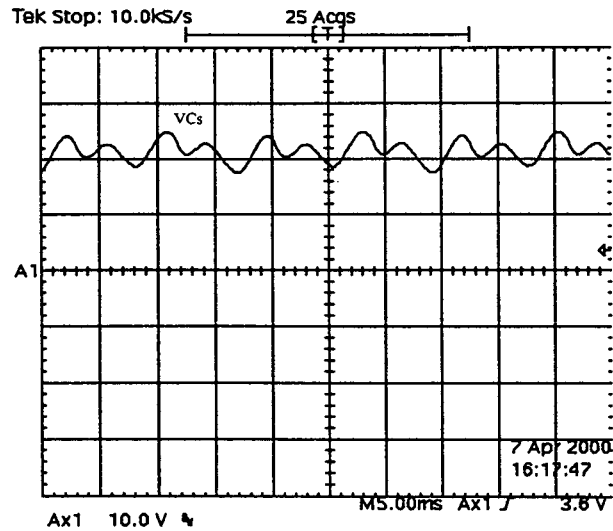
A Fig. III. 38 mostra a corrente no indutor auxiliar.



**Fig. III. 38 - Corrente em Ls.**

*Escalas: 50A/div, 10us/div.*

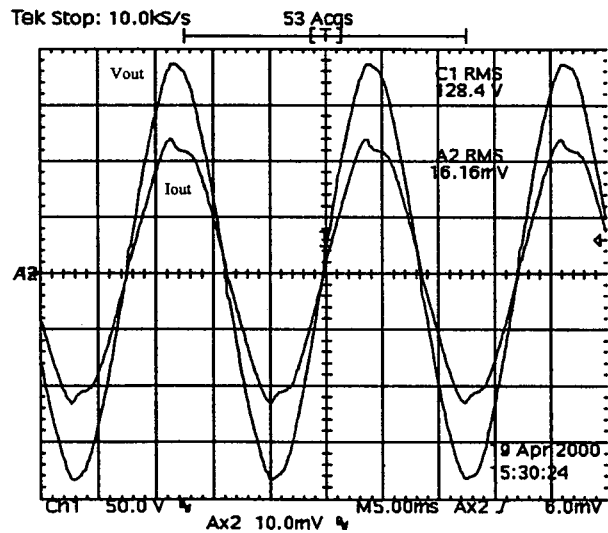
Observa-se na Fig. III. 39 o comportamento da tensão no capacitor de grameamento.



*Fig. III. 39 - Tensão em Cs*

*Escalas: 10V/div, 5ms/div.*

Na Fig. III. 40 estão a tensão e a corrente de saída do conversor.



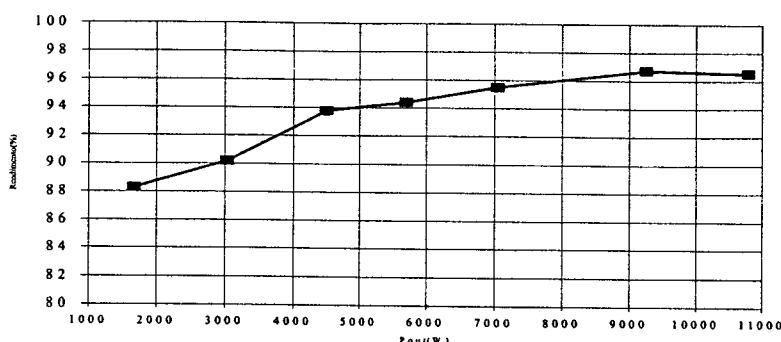
*Fig. III. 40 - Tensão e Corrente de Saída.*

*Escalas: 50V/div, 50A/div, 5ms/div*

A ondulação que ocorre no pico da senóide de corrente é um indício da saturação do indutor de filtragem.

### III.11.2. Rendimento e Perdas

Após efetuados os ensaios necessários, foi traçada a curva de rendimento verso potência de saída que pode ser observada na Fig. III. 41.



*Fig. III. 41 - Rendimento do Inversor Proposto.*

## III.12. CONCLUSÕES

Neste capítulo, foi apresentado um novo inversor PWM com comutação ZVS e grampeamento da tensão nos interruptores com o auxílio de apenas um interruptor controlado.

Esse inversor possui características muito semelhantes ao inversor apresentado no capítulo II. Foram apresentadas as etapas de operação, equacionamento básico, principais formas de onda, análise quantitativa, metodologia de projeto, simulações e resultados experimentais.

A metodologia de projeto mostrou-se simples e com poucas restrições. O número de interruptores é reduzido, aumentando assim a robustez do conversor.

A tensão de grampeamento mostrou-se baixa, privilegiando o dimensionamento dos interruptores, que não vêem acrescidos seus esforços de tensão.

O inversor proposto apresentou comutação suave em toda a faixa de carga confirmando os estudos teóricos.

A possibilidade de utilização de diodos lentos, geralmente de baixo custo, impulsiona ainda mais a justificativa de utilização dessa topologia.

## CAPÍTULO IV

# INVERSOR PONTE COMPLETA ZVS PWM COM TENSÃO GRAMPEADA UTILIZANDO TOPOLOGIA COM INDUTOR SIMPLES

### IV.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado um inversor ponte completa com modulação PWM convencional que opera com comutação suave do tipo ZVS em toda a faixa de carga e possui tensão grampeada sobre os interruptores. Esse inversor possui as mesmas características já apresentadas para os inversores estudados nos Capítulos II e III. Este inversor possui um circuito de ajuda a comutação assimétrico que utiliza apenas um indutor, um capacitor e um interruptor controlado. Este circuito foi obtido a partir do circuito do capítulo III.

Serão descritos o princípio de funcionamento, etapas de operação com equacionamento básico e principais formas de onda.

### IV.2. APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO

O conversor proposto possui a configuração ponte completa básica com a inclusão de um circuito de ajuda a comutação que será responsável pela comutação suave dos interruptores. O circuito “snubber” é composto por um interruptor controlado com diodo anti-paralelo, um capacitor de grampeamento e um pequeno indutor. O capacitor  $C_s$  é responsável pelo armazenamento da energia da recuperação reversa dos diodos e grampeamento da tensão nos interruptores. O indutor  $L_s$  é responsável pelo controle da derivada de corrente na recuperação dos diodos. O interruptor auxiliar opera com razão cíclica fixa em toda a faixa de operação.

O circuito proposto pode ser observado na Fig. IV. 1.

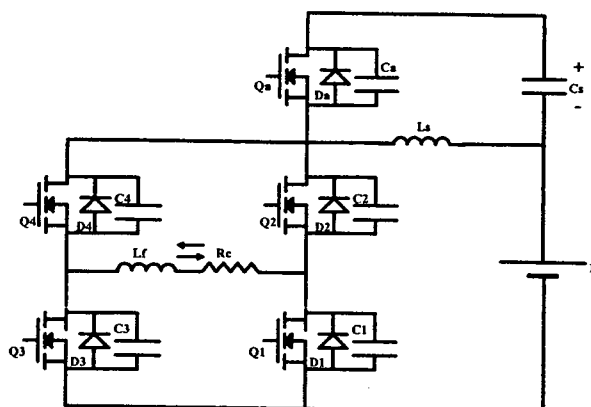


Fig. IV. 1 – Inversor Ponte Completa ZVS PWM

### IV.3. ANÁLISE QUALITATIVA.

A seguir serão apresentadas as etapas de operação do inversor com seu equacionamento básico e principais formas de onda. O inversor possui simetria em seu funcionamento, por isso serão apresentadas as etapas para apenas um semiciclo de corrente de saída.

#### IV.3.1. Etapas de Operação (semiciclo positivo):

Para a análise das etapas de operação do conversor são consideradas algumas simplificações: A tensão no capacitor  $C_s$  e a corrente no indutor  $L_f$  são consideradas constantes durante um período de chaveamento. Define-se  $E$  a tensão total de barramento.

O circuito equivalente das etapas de operação pode ser observado na Fig. IV. 2.

#### Primeira etapa: ( $t_0$ - $t_1$ ):

Este intervalo inicia com a corrente de saída sendo levada para  $E$  através dos diodos  $D_1$  e  $D_4$ . Ao mesmo tempo a corrente adicional  $i_{L_s}$  está fluindo no laço formado por  $Q_a$ ,  $L_s$  e  $C_s$ .

$$V_g = V_{C_s} \quad (\text{IV.1})$$

$$V_{C_2}(t) = V_{C_3}(t) = E + V_g \quad (\text{IV.2})$$

$$V_{C_1}(t) = V_{C_4}(t) = 0 \quad (\text{IV.3})$$

$$i_{L_s}(t) = \frac{V_g}{L_s} t \quad (\text{IV.4})$$

No final desta etapa a corrente  $i_{L_s}$  atingirá seu máximo valor,  $I_f + I_{out}$ . A duração desta etapa é dada por:

$$\Delta t_1 = \frac{(I_f + I_{out}) \cdot L_s}{V_g} \quad (\text{IV.5})$$

#### Segunda etapa (t1-t2):

Inicia com o bloqueio do interruptor auxiliar **Qa**. A corrente  $i_{L_s}$  se divide iniciando a carga da capacitância **Ca** de  $\theta$  à  $E + V_g$  e a descarga de **C2** e **C3** de  $E + V_g$  à zero.

$$V_{C_2}(t) = V_{C_3}(t) = (E + V_g) - \frac{I_f}{3 \cdot C_1} t \quad (\text{IV.6})$$

$$V_{C_1}(t) = V_{C_4}(t) = 0 \quad (\text{IV.7})$$

$$V_{C_a}(t) = \frac{I_f}{3 \cdot C_a} t \quad (\text{IV.8})$$

$$i_{L_s}(t) = I_f + I_{out} \quad (\text{IV.9})$$

$$i_{C_s}(t) = I_f \quad (\text{IV.10})$$

#### Terceira etapa (t2-t3):

Inicia quando a tensão sobre **C2** e **C3** atinge zero e são grampeadas pelos diodos antiparalelo **D2** e **D3** possibilitando a entrada em condução ZVS para **Q2** e **Q3**. É aplicada sobre o indutor **Ls** a tensão de entrada **E** fazendo com que a corrente decresça linearmente.

$$V_{C2}(t) = V_{C3}(t) = 0 \quad (\text{IV.11})$$

$$V_{C1}(t) = V_{C4}(t) = 0 \quad (\text{IV.12})$$

$$V_{Ca}(t) = E + Vg \quad (\text{IV.13})$$

$$i_{Ls}(t) = (If + Iout) - \frac{E}{Ls} \cdot t \quad (\text{IV.14})$$

$$i_{Cs}(t) = 0 \quad (\text{IV.15})$$

$$\Delta t3 = \frac{(If + Iout) \cdot Ls}{E} \quad (\text{IV.16})$$

**Quarta etapa (t3-t4):**

Começa quando a corrente  $i_{Ls}$  atinge o valor da corrente de carga e passa a circular por **Q2** e **Q3**, iniciando a recuperação dos diodos **D1** e **D4**, com sua corrente reversa limitada pela derivada de corrente no indutor.

$$V_{C2}(t) = V_{C3}(t) = 0 \quad (\text{IV.17})$$

$$V_{C1}(t) = V_{C4}(t) = 0 \quad (\text{IV.18})$$

$$V_{Ca}(t) = E + Vg \quad (\text{IV.19})$$

$$i_{Ls}(t) = Iout - \frac{E}{Ls} \cdot t \quad (\text{IV.20})$$

$$i_{Cs}(t) = 0 \quad (\text{IV.21})$$

No final desta etapa a corrente em  $Ls$  é igual a  $2Ir + Iout$ . Sendo assim a duração desta etapa é dada por:



$$\Delta t4 = \frac{(Ir + Iout) \cdot 2Ls}{E} \quad (IV.22)$$

**Quinta etapa (t4-t5):**

Inicia com o término da recuperação de **D1** e **D4**. A corrente  $i_{Ls}$  se divide e inicia a carga de **C1** e **C4** de  $\theta$  a  $E + Vg$  e a descarga de **Ca** de  $E + Vg$  a  $\theta$ .

$$V_{C2}(t) = V_{C3}(t) = 0 \quad (IV.23)$$

$$V_{C1}(t) = V_{C4}(t) = \frac{2Ir}{3Ca}t \quad (IV.24)$$

$$V_{Ca}(t) = (E + Vg) - \frac{2Ir}{3Ca}t \quad (IV.25)$$

$$i_{Ls}(t) = 2Ir + Iout \quad (IV.26)$$

$$i_{Cs}(t) = \frac{2Ir}{3} \quad (IV.27)$$

**Sexta etapa (t5-t6):**

Começa quando a tensão sobre o capacitor **Ca** zera e é grampeada pela entrada em condução de **Da**, possibilitando a entrada em condução de **Qa** com comutação ZVS. A corrente  $i_{Ls}$  cresce devido a aplicação da tensão  $Vg$ .

$$V_{C2}(t) = V_{C3}(t) = 0 \quad (IV.28)$$

$$V_{C1}(t) = V_{C4}(t) = E + Vg \quad (IV.29)$$

$$V_{Ca}(t) = 0 \quad (IV.30)$$

$$i_{Ls}(t) = \frac{Vg}{Ls}t - (2Ir + Iout) \quad (IV.31)$$

$$i_{Cs}(t) = \frac{Vg}{Ls}t - 2Ir \quad (\text{IV.32})$$

No final desta etapa a corrente em Cs chega a zero. A duração desta etapa é dada por:

$$\Delta t6 = \frac{2Ir \cdot Ls}{Vg} \quad (\text{IV.33})$$

#### Sétima etapa (t6-t7):

Inicia quando a corrente  $iCs$  inverte seu sentido e passa a circular pelo interruptor Qa. A corrente  $iLs$  continua a crescer linearmente.

$$V_{C2}(t) = V_{C3}(t) = 0 \quad (\text{IV.34})$$

$$V_{C1}(t) = V_{C4}(t) = E + Vg \quad (\text{IV.35})$$

$$V_{Ca}(t) = 0 \quad (\text{IV.36})$$

$$i_{Cs}(t) = \frac{Vg}{Ls}\Delta t6 + \frac{Vg}{Ls}t - 2Ir \quad (\text{IV.37})$$

$$i_{Cs}(t) = \frac{Vg}{Ls}t \quad (\text{IV.38})$$

A duração da etapa pode ser simplificada por:

$$\Delta t7 = DTs - \Delta t6 \quad (\text{IV.39})$$

Dessa forma tem-se:

$$\Delta t7 = DTs - \frac{2Ir \cdot Ls}{Vg} \quad (\text{IV.40})$$

**Oitava etapa ( $t_7$ - $t_0$ ):**

Inicia quando as chaves **Q2** e **Q3** são bloqueadas. Devido à  **$I_{out}$** , os capacitores **C2** e **C3** passam a se carregar de **0** a  **$E + Vg$**  e os capacitores **C1** e **C4** passam a se descarregar de  **$E + Vg$**  a **0**. Este intervalo termina quando os capacitores **C1** e **C4** se descarregam e são grampeados pelos diodos anti-paralelos, retornando à primeira etapa de operação. Em alguns casos, nessa etapa, a corrente  **$i_C$** s se inverte e é forçada a passar por **Da**, acrescentando uma etapa de operação.

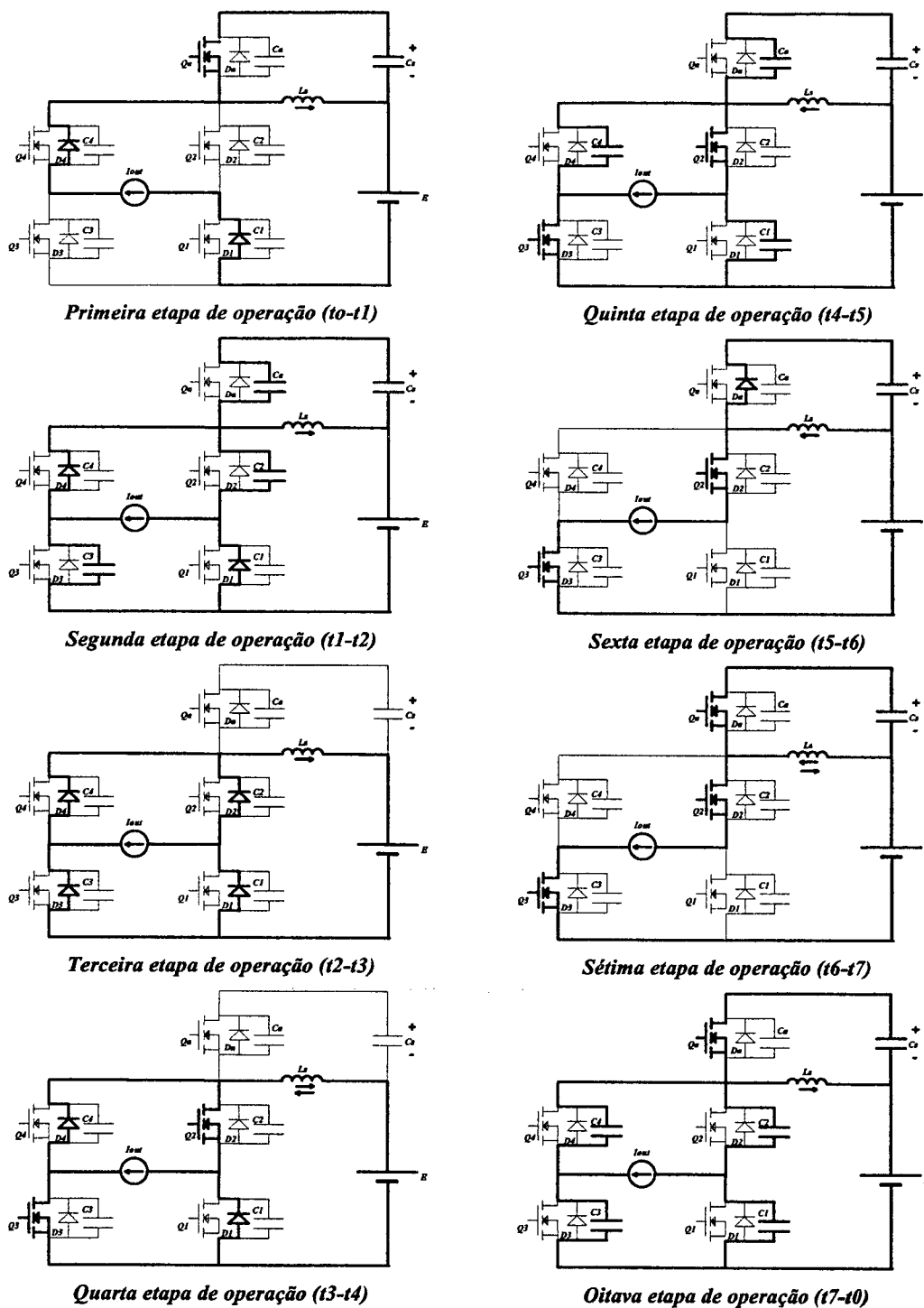
$$V_{C2}(t) = V_{C3}(t) = \frac{I_{out}}{4C1} t \quad (\text{IV.41})$$

$$V_{C1}(t) = V_{C4}(t) = (E + Vg) - \frac{I_{out}}{4C1} t \quad (\text{IV.42})$$

$$V_{Ca}(t) = 0 \quad (\text{IV.43})$$

$$i_{Ls}(t) = I1 \quad (\text{IV.44})$$

$$i_{Cs}(t) = I2 \quad (\text{IV.45})$$



**Fig. IV. 2 – Etapas de Operação**

## IV.3.2. Formas de Onda

As principais formas de onda da operação do conversor podem ser observadas na Fig. IV. 3.

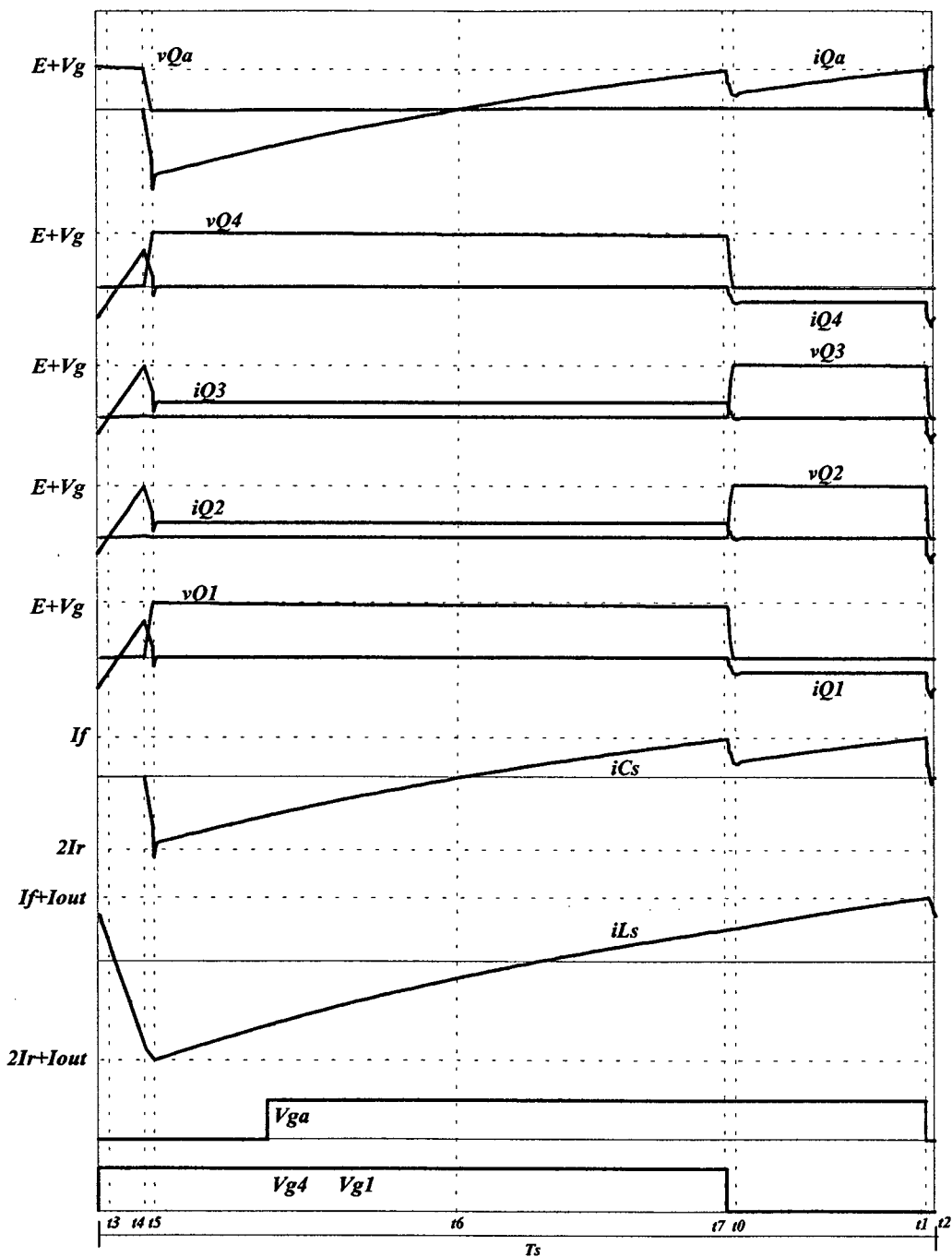


Fig. IV. 3 – Principais Formas de Onda

## IV.4. ANÁLISE QUANTITATIVA DO INVERSOR

Neste ítem será apresentada a análise matemática completa do inversor proposto, com a obtenção de ábacos e equações fundamentais para o projeto e dimensionamento.

### IV.4.1. Estratégia de Modulação

A modulação utilizada é a modulação PWM, obtida a partir da comparação de uma referência do sinal desejado na saída com um sinal modulador dente de serra. O resultado da comparação é um sinal PWM com frequência e amplitude fixas que será utilizado para comandar os interruptores principais complementarmente.

Estudos realizados mostraram que para o perfeito funcionamento do inversor com comutação suave nos quatro quadrantes, ou seja, com qualquer combinação na polaridade da tensão e corrente de saída, é necessário que o interruptor auxiliar seja sincronizado, hora com o interruptor Q2 e Q3, hora com o interruptor Q1 e Q4, dependendo do sentido da corrente de carga.

Isso se deve ao fato de que a cada semiciclo da corrente de carga, Q2, Q3 e Q1, Q4 alternam-se no papel de interruptor principal do circuito.

Na Fig. IV. 4 pode-se observar alguns sinais da estratégia de modulação utilizada.

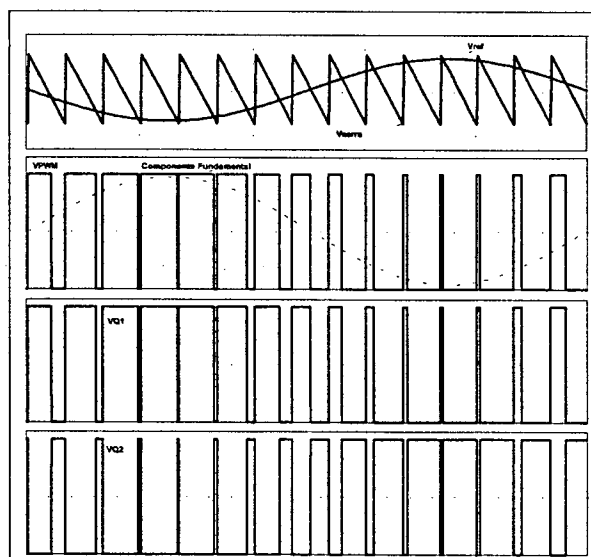


Fig. IV. 4 – Estratégia de Modulação.

O inversor poderá possuir em sua saída um filtro que será responsável pela demodulação da tensão modulada obtida, extraindo dela sua componente senoidal fundamental.

A tensão de saída do conversor é controlada pelo índice de modulação de amplitude ( $ma$ ), que é obtido pela razão do valor de pico do sinal de referência senoidal pelo valor de pico do sinal dente de serra.

$$ma = \frac{V_{p,ref}}{V_{p,serra}} \quad (IV.46)$$

A tensão de saída do inversor para um período de chaveamento pode ser expressa por:

$$V_{out} = E \cdot D \quad (IV.47)$$

Manipulando a Eq. IV.47 obtém-se a razão cíclica instantânea para o inversor.

$$D = \frac{V_{out}}{E} \quad (IV.48)$$

A tensão de saída do inversor pode ser expressa por:

$$V_{out} = \sqrt{2} \cdot V_{out_{rms}} \cdot \text{sen}\omega t \quad (IV.49)$$

Onde  $\omega$  é expresso por:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad (IV.50)$$

$f$  – Frequência da carga.

Combinando as Eqs. IV.48 e IV.49 obtém-se:

$$D = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{out_{rms}} \cdot \text{sen}\omega t}{E} \quad (IV.51)$$

A máxima tensão de saída pode ser obtida pelo produto da tensão de entrada com a razão de modulação de amplitude. Dessa forma tem-se:

$$V_{out_p} = E \cdot ma \quad (IV.52)$$

O valor da tensão eficaz de saída é dado por:

$$V_{out_{rms}} = \frac{E \cdot ma}{\sqrt{2}} \quad (\text{IV.53})$$

Combinando as Eqs. IV.51 e IV.53 obtém-se a expressão da razão cíclica do inversor.

$$D = ma \cdot \text{sen}\omega t \quad (\text{IV.54})$$

#### IV.4.2. Estudo da Tensão de Grampeamento

Uma das características mais importantes do inversor proposto é o grampeamento da tensão sobre os interruptores. A tensão máxima aplicada a cada interruptor é a tensão de barramento somada à tensão no capacitor de grampeamento Cs.

Para o dimensionamento dos interruptores e do capacitor é necessário que se conheça o comportamento da tensão de grampeamento, Vg.

A corrente média no capacitor de grampeamento deve ser zero para um período de chaveamento em regime permanente. Dessa forma, pode-se obter a expressão para Vg.

A corrente média instantânea em Cs é dada por:

$$iC_{s_{mi}} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{t1} \left( \frac{V_g}{L_s} \cdot t - 2Ir \right) dt + \int_{t1}^t \left( \frac{V_g}{L_s} \cdot t - 2I_{out} - 2Ir \right) dt \right] \quad (\text{IV.55})$$

$T_s$  – Período de Chaveamento

Resolvendo a integral e considerando:

$$D = \frac{t1}{T_s} \quad (\text{IV.56})$$

$$t1 \approx T_s \quad (\text{IV.57})$$

$$iC_{s_{mi}} = 0 \quad (\text{IV.58})$$

Tem-se:

$$V_g = \frac{4L_s}{T_s} [Ir + I_{out}(1 - D)] \quad (\text{IV.59})$$

A corrente de saída é dada por:



$$I_{out} = \frac{E \cdot ma}{Z_c} \cdot \text{sen}\alpha t \quad (\text{IV.60})$$

Onde  $Z_c$  é a impedância de carga que é expressa por:

$$Z_c = \sqrt{R_c^2 + (\omega \cdot L_c)^2} \quad (\text{IV.61})$$

$R_c$  – Resistência de Carga

$L_c$  – Indutância de Carga

Combinando as Eqs. IV.54, IV.59 e IV.60 obtém-se a expressão para tensão em Cs.

$$V_g(t) = \frac{4 \cdot L_s}{T_s} \left[ I_r + \frac{E \cdot ma}{Z_c} \cdot \text{sen}\alpha t \cdot (1 - ma \cdot \text{sen}\alpha t) \right] \quad (\text{IV.62})$$

Onde  $I_r$  é o pico de recuperação reversa do diodo antiparalelo e pode ser obtido por:

$$I_r = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot Q_{rr} \cdot \frac{E}{L_s}} \quad (\text{IV.63})$$

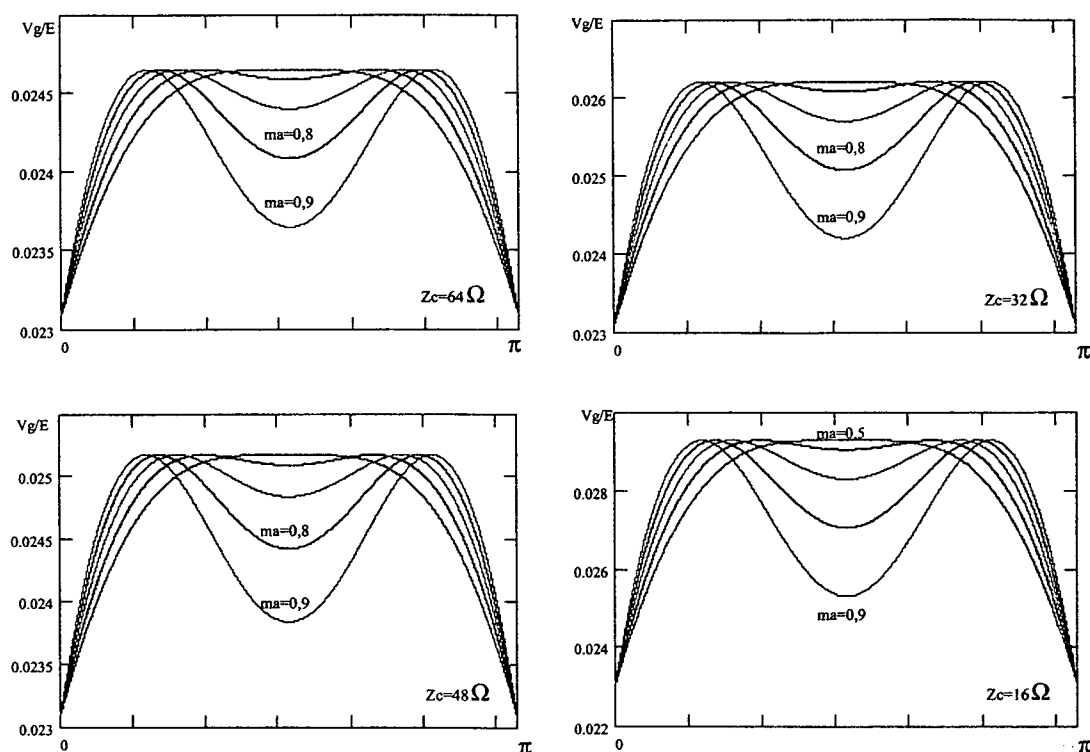
$Q_{rr}$  – Carga de Recuperação Reversa

Parametrizando a Eq. IV.62 tem-se:

$$\overline{V_g(t)} = \frac{V_g(t)}{E} \quad (\text{IV.64})$$

A Eq. IV.64 permite traçar algumas curvas mostrando o comportamento da tensão de grameamento em função da carga para diversos índices de modulação em amplitude e uma determinada combinação de parâmetros que serão implementados em laboratório.

São eles:  $L_s = 5\mu\text{H}$ ;  $I_r = 11,5\text{A}$ ;  $T_s = 50\mu\text{s}$ ;  $E = 200\text{V}$



*Fig. IV. 5 – Tensão de Grampeamento Parametrizada em Função da Carga.*

Observa-se que a tensão de grampeamento apresenta valores proporcionais muito reduzidos e sofrem uma pequena elevação com o aumento da carga.

Com isso conclui-se que a utilização deste circuito “snubber” implica numa elevação muito pequena da tensão nos interruptores em relação ao inversor meia ponte convencional, o que justifica ainda mais sua aplicação.

#### IV.4.3. Estudo da Comutação Suave

O inversor proposto possui a característica de operar com comutação suave para toda a faixa de carga, ou seja, uma vez projetado para uma determinada condição nominal a comutação suave irá ocorrer para qualquer valor de carga inferior.

Para garantir a comutação sob tensão nula é necessário que na segunda etapa de operação, a corrente que circula em  $L_s$  seja suficientemente grande para efetuar a descarga da

capacitância  $C2$  e  $C3$  e carga da capacitância  $Ca$ . Desta forma, por inspeção pode ser formulada a seguinte condição:

$$LsIf^2 \geq (Ca + C2 + C3)(E + Vg)^2 \quad (IV.65)$$

Onde  $Vg$  é a tensão sobre  $Cs$  (aproximadamente constante para um período de chaveamento). Como já foi observado anteriormente,  $Vg \ll E$ . Desta forma pode-se admitir:

$$If \min \geq E \sqrt{\frac{C2 + C3 + Ca}{Ls}} \quad (IV.66)$$

A Eq. IV.66 indica o mínimo valor que a corrente  $If$  deve assumir para garantir a comutação suave em toda a faixa de operação para uma determinada condição de carga.

A expressão da corrente  $If$  pode ser obtida analisando o comportamento da corrente no capacitor  $Cs$ .

$$If(t) = \frac{Vg}{Ls} \cdot Ts - 2 \cdot Iout - 2 \cdot Ir \quad (IV.67)$$

Combinando a Eq. IV.67 com a Eq. IV.62 e fazendo algumas simplificações obtém-se a expressão que representa a evolução da corrente  $If$ .

$$If(t) = 2 \cdot Ir + \frac{2 \cdot E \cdot ma}{Zc} \cdot \text{sen} \omega t - \frac{4 \cdot E \cdot ma^2}{Zc} \cdot \text{sen}^2 \omega t \quad (IV.68)$$

Parametrizando a Eq. IV.68 têm-se:

$$\overline{If(t)} = \frac{If(t) \cdot Zc}{E} \quad (IV.69)$$

As Eq. IV.69 e IV.66 permitem traçar algumas curvas mostrando o comportamento da corrente  $If$  em função da carga para diversas razões de modulação em amplitude e uma determinada combinação de parâmetros que serão implementados em laboratório. São eles:  $Ls = 5\mu\text{H}$ ;  $Ir = 11,5\text{A}$ ;  $Ts = 50\mu\text{s}$ ;  $E = 200\text{V}$ .

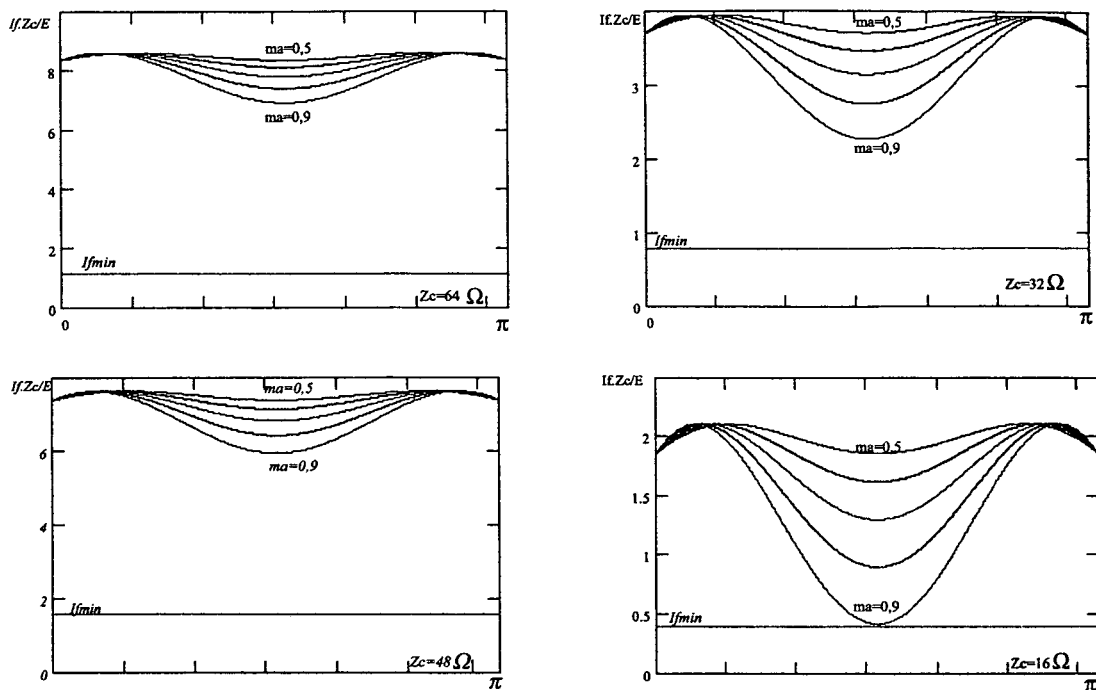


Fig. IV. 6 – Comportamento de  $I_f$  Parametrizado em Função da Carga

Observa-se que a corrente  $I_f$  possui um ponto de mínimo que está situado em  $\pi/2$  e a corrente diminui sua intensidade com o aumento da carga. Para garantir a comutação suave em toda faixa de carga o valor mínimo da corrente  $I_f$  deve ser obtido a partir da Eq. IV.69 e esse valor deve ser superior ao encontrado a partir da Eq. IV.66.

#### IV.4.4. Filtro de Saída

O projeto do filtro de saída é de fundamental importância para que o inversor opere com tensão de saída senoidal com conteúdo harmônico reduzido. Para uma melhor eficiência na eliminação dos harmônicos poderá ser utilizado um filtro composto por um indutor ( $L_f$ ) em série com um capacitor ( $C_f$ ).

Um procedimento de cálculo muito eficiente foi retirado da referência [9], que recomenda os seguintes cálculos:

$$R_c = \frac{V_{out_p}^2}{2 \cdot P_{out}} \quad (\text{IV.70})$$

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot R_c \cdot \xi} \quad (\text{IV.71})$$

Para o coeficiente de amortecimento  $\xi$  recomenda-se um valor superior a 0,7 para evitar oscilações indesejáveis.

$$0,7 \leq \xi \leq 1,0 \quad (\text{IV.72})$$

A frequência de corte do filtro é definida a seguir, de onde pode-se extrair a expressão para o cálculo da indutância  $L_f$ .

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} \quad (\text{IV.73})$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (\text{IV.74})$$

$$L_f = \frac{1}{C_f \cdot \omega_c^2} \quad (\text{IV.75})$$

A frequência de corte deve estar posicionada uma década abaixo da frequência de chaveamento e ser pelo menos cinquenta vezes maior que a frequência da rede para que não haja deslocamento de fase.

## IV.5. ESFORÇOS NOS COMPONENTES:

Para efeitos de projeto e dimensionamento dos componentes serão obtidas as expressões e ábacos dos esforços de tensão e corrente nos componentes. Para o cálculo dos esforços nos interruptores serão desprezados os efeitos de comutação.

### IV.5.1. Interruptores Principais (Q1, Q2, Q3 e Q4)

A corrente média instantânea, ou seja, a corrente média durante um período de comutação pode ser obtida através da seguinte expressão:

$$iQ1_{mi} = iQ2_{mi} = iQ3_{mi} = iQ4_{mi} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} I_{out} \cdot dt \quad (IV.76)$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iQ1_{mi} = I_{out} \cdot D \quad (IV.77)$$

Combinando a Eq. IV.77 com as Eq. IV.54 e IV.60 encontra –se :

$$iQ1_{mi} = \frac{E \cdot ma^2 \cdot \text{sen}^2 \omega t}{Z_c} \quad (IV.78)$$

As correntes média e eficaz para um período de carga são obtidas aplicando a definição sobre a corrente média instantânea obtida na Eq. IV.78. Sendo assim, a corrente média nos interruptores principais é dada por:

$$iQ1_{med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{E \cdot ma^2}{Z_c} \cdot \text{sen}^2 \omega t \cdot d\omega t \quad (IV.79)$$

Resolvendo a integral têm-se:

$$iQ1_{med} = \frac{E \cdot ma^2}{4 \cdot Z_c} \quad (IV.80)$$

Parametrizando:

$$\overline{iQ1_{med}} = \frac{iQ1_{med} \cdot Z_c}{E} = \frac{ma^2}{4} \quad (IV.81)$$

De maneira semelhante obtém-se a expressão para corrente eficaz.

$$iQ1_{ef}^2 = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} \left( \frac{E \cdot ma^2}{Z_c} \cdot \text{sen}^2 \omega t \right)^2 d\omega t \quad (IV.82)$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iQ1_{ef} = \frac{\sqrt{3} \cdot E \cdot ma^2}{4 \cdot Z_c} = \sqrt{3} \cdot iQ1_{med} \quad (IV.83)$$

Parametrizando tem-se:

$$\overline{iQ1_{ef}} = \frac{iQ1_{ef} \cdot Zc}{E} = \frac{\sqrt{3} \cdot ma^2}{4} \quad (IV.84)$$

A partir das Eqs. IV.81 e IV.84 podemos traçar as curvas das correntes média e eficaz parametrizadas nos interruptores principais.

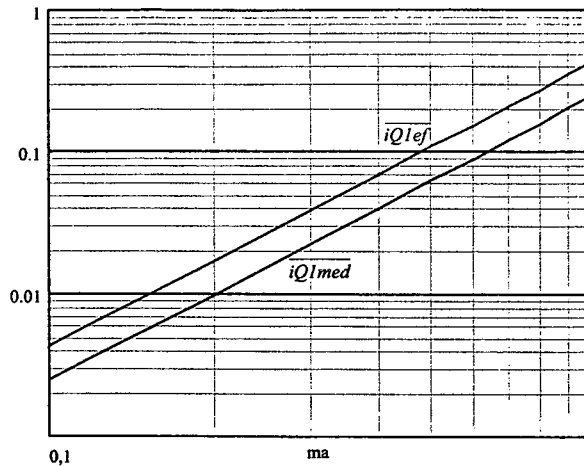


Fig. IV. 7 – Correntes Média e Eficaz Parametrizadas nos Interruptores Principais.

#### IV.5.2. Interruptor Auxiliar

A corrente média instantânea é obtida pela seguinte expressão:

$$iQa_{mi} = \frac{1}{Ts} \cdot \left[ \int_0^{\Delta t} \frac{Vg}{Ls} \cdot t \, dt + \int_0^{(1-D)Ts} \frac{Vg}{Ls} \cdot t \, dt - \int_0^{(1-D)Ts} 2 \cdot Iout \, dt \right] \quad (IV.85)$$

Resolvendo tem-se:

$$iQa_{mi} = \frac{1}{Ts} \cdot \left[ \frac{Vg \cdot \Delta t^2}{2 \cdot Ls} + \frac{Ts \cdot (D-1) \cdot (-Vg \cdot Ts + Vg \cdot Ts \cdot D + 4 \cdot Iout \cdot Ls)}{2 \cdot Ls} \right] \quad (IV.86)$$

A corrente média é obtida pela seguinte expressão:

$$iQa_{med} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{1}{Ts} \cdot \left[ \frac{Vg \cdot \Delta t^2}{2 \cdot Ls} + \frac{Ts \cdot (D-1) \cdot (-Vg \cdot Ts + Vg \cdot Ts \cdot D + 4 \cdot Iout \cdot Ls)}{2 \cdot Ls} \right] d\omega t \quad (IV.87)$$

Parametizando:

$$\overline{iQa_{med}} = \frac{iQa_{med} \cdot Zc}{E} \quad (IV.88)$$

A corrente eficaz é obtida por:

$$iQa_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left\{ \frac{1}{Ts} \left[ \frac{Vg \cdot \Delta t^2}{2 \cdot Ls} + \frac{Ts \cdot (D-1) \cdot (-Vg \cdot Ts + Vg \cdot Ts \cdot D + 4 \cdot Iout \cdot Ls)}{2 \cdot Ls} \right]^2 \right\} d\alpha} \quad (IV.89)$$

Parametrizando:

$$\overline{iQa_{ef}} = \frac{iQa_{ef} \cdot Zc}{E} \quad (IV.90)$$

A partir das Eqs. IV.88 e IV.90 pode-se traçar as curvas das correntes média e eficaz parametrizadas no interruptor auxiliar para alguns parâmetros. São eles:  $Ls = 5\mu H$ ;  $I_r = 11,5A$ ;  $Ts = 50\mu s$ ;  $E = 200V$ .

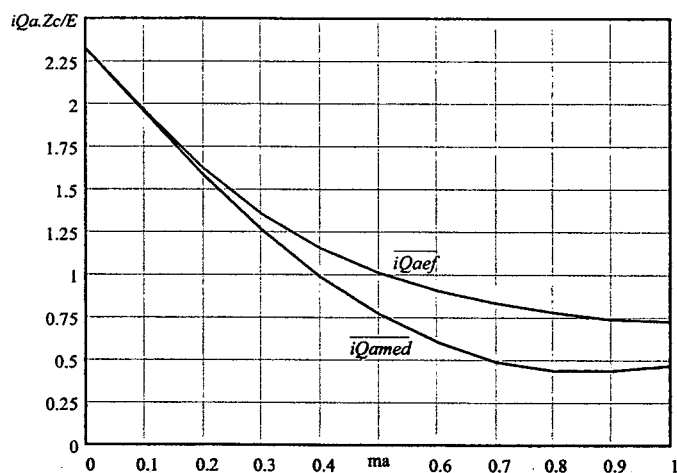


Fig. IV. 8 – Correntes Média e Eficaz Parametrizadas no Interruptor Auxiliar.

### IV.5.3. Diodos Principais

A corrente média instantânea para os diodos principais é dada por:

$$iD1_{mi} = iD2_{mi} = iD3_{mi} = iD4_{mi} = \frac{1}{Ts} \cdot \int_0^{(1-D)Ts} Iout \cdot dt \quad (IV.91)$$

Resolvendo a integral tem-se:



$$iD1_{mi} = I_{out} \cdot (1 - D) \quad (\text{IV.92})$$

Combinando a Eq. IV.92 com as Eq. IV.54 e IV.60 encontra-se :

$$iD1_{mi} = \frac{E \cdot ma \cdot \text{sen} \omega t}{Z_c} - \frac{E \cdot ma^2 \cdot \text{sen}^2 \omega t}{Z_c} \quad (\text{IV.93})$$

A corrente média é obtida pela seguinte expressão:

$$iD1_{med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \left( \frac{E \cdot ma \cdot \text{sen} \omega t}{Z_c} - \frac{E \cdot ma^2 \cdot \text{sen}^2 \omega t}{Z_c} \right) d\omega t \quad (\text{IV.94})$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iD1_{med} = \frac{E \cdot ma}{Z_c} \cdot \left( \frac{1}{\pi} - \frac{ma}{4} \right) \quad (\text{IV.95})$$

Parametrizando:

$$\overline{iD1_{med}} = \frac{iD1_{med} \cdot Z_c}{E} \quad (\text{IV.96})$$

De maneira semelhante obtém-se a expressão para corrente eficaz.

$$iD1_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \left( \frac{E \cdot ma \cdot \text{sen} \omega t}{Z_c} - \frac{E \cdot ma^2 \cdot \text{sen}^2 \omega t}{Z_c} \right)^2 d\omega t} \quad (\text{IV.97})$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iD1_{ef} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left[ \frac{E^2 \cdot ma^2 \cdot (-32 \cdot ma + 12 \cdot \pi + 9 \cdot ma^2)}{48 \cdot Z_c^2} - \frac{4 \cdot E^2 \cdot ma^3}{3 \cdot Z_c^2} \right]} \quad (\text{IV.98})$$

Parametrizando tem-se:

$$\overline{iD1_{ef}} = \frac{iD1_{ef} \cdot Z_c}{E} \quad (\text{IV.99})$$

A partir das Eqs. IV.96 e IV.99 pode-se traçar as curvas das correntes média e eficaz parametrizadas nos diodos principais.

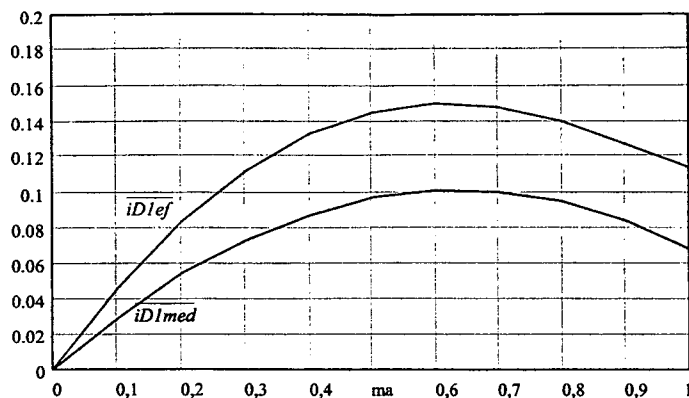


Fig. IV. 9 – Correntes Média e Eficaz Parametrizadas nos Diodos Principais.

#### IV.5.4. Diodo Auxiliar

A corrente média instantânea para o diodo auxiliar é dada por:

$$iDa_{mi} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_6} \left( \frac{V_g}{L_s} \cdot t - 2 \cdot I_r \right) dt \quad (\text{IV.100})$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iDa_{mi} = \frac{2 \cdot I_r^2 \cdot L_s}{T_s \cdot V_g} \quad (\text{IV.101})$$

A corrente média é obtida pela seguinte expressão:

$$iDa_{med} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left( \frac{2 \cdot I_r^2 \cdot L_s}{T_s \cdot V_g} \right) d\omega t \quad (\text{IV.102})$$

Parametrizando:

$$\overline{iDa_{med}} = \frac{iDa_{med} \cdot Z_c}{E} \quad (\text{IV.103})$$

De maneira semelhante obtém-se a expressão para corrente eficaz.

$$iDa_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left( \frac{2 \cdot I_r^2 \cdot L_s}{T_s \cdot V_g} \right)^2 d\omega t} \quad (\text{IV.104})$$

Parametrizando tem-se:

$$\overline{iD_{a_{ef}}} = \frac{iD_{a_{ef}} \cdot Z_c}{E} \quad (\text{IV.105})$$

A partir das Eqs. IV.103 e IV.105 podemos traçar as curvas das correntes média e eficaz parametrizadas nos diodos auxiliares para alguns parâmetros. São eles:  $L_s = 5\mu\text{H}$ ;  $I_r = 11,5\text{A}$ ;  $T_s = 50\mu\text{s}$ ;  $E = 200\text{V}$ .

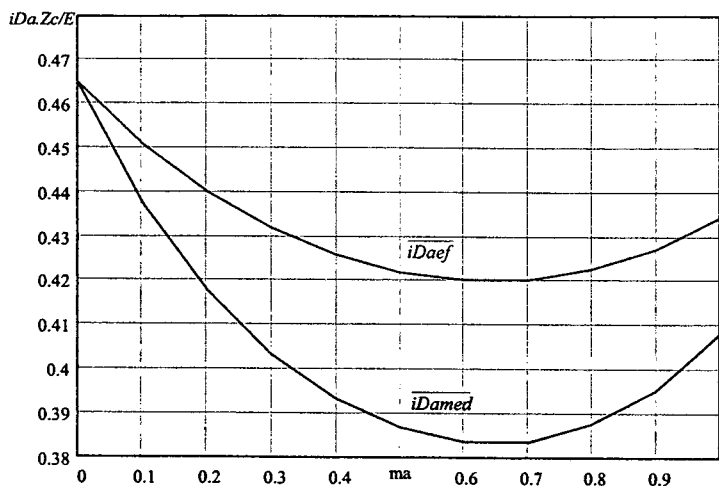


Fig. IV. 10 – Correntes Média e Eficaz Parametrizadas no Diodo Auxiliar.

#### IV.5.5. Capacitor Auxiliar

A corrente eficaz no capacitor auxiliar pode ser obtida pela seguinte expressão:

$$iC_{s_{ef}} = \sqrt{iQ_{a_{ef}}^2 + iD_{a_{ef}}^2} \quad (\text{IV.106})$$

Parametrizando:

$$\overline{iC_{s_{ef}}} = \frac{iC_{s_{ef}} \cdot Z_c}{E} \quad (\text{IV.107})$$

A partir da Eq. IV.107 obtém-se a curva da corrente eficaz parametrizada no capacitor auxiliar para alguns parâmetros:

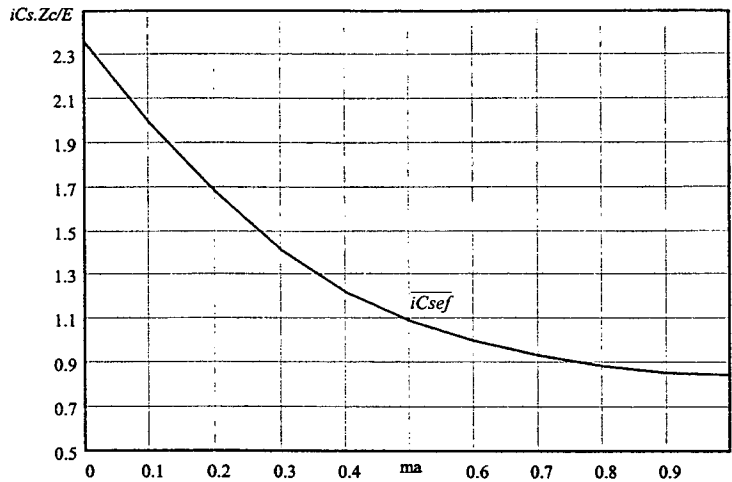


Fig. IV. 11 – Corrente Eficaz Parametrizada no Capacitor Auxiliar.

#### IV.5.6. Indutor auxiliar

A corrente média instantânea no indutor auxiliar é dada pela seguinte expressão:

$$iLs_{mi} = \frac{1}{Ts} \cdot \int_0^{Ts} \left( \frac{Vg}{Ls} \cdot t - (2 \cdot Ir + Iout) \right) dt \quad (IV.108)$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iLs_{mi} = \frac{Vg \cdot Ts - 2 \cdot (2 \cdot Ir + Iout) \cdot Ls}{2 \cdot Ls} \quad (IV.109)$$

A corrente eficaz no enrolamento é dada pela seguinte expressão:

$$iLs_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[ \int_0^{2\pi} (iLs_{mi})^2 dt \right]} \quad (IV.110)$$

Parametrizando tem-se:

$$\frac{iLs_{ef}}{E} = \frac{iLs_{ef} \cdot Zc}{E} \quad (IV.111)$$

A partir da Eq. IV.110 obtém-se a curva da corrente eficaz parametrizada nos indutores auxiliares:

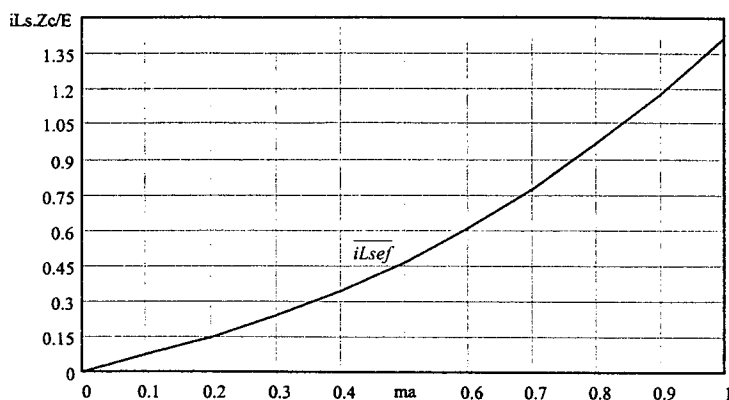


Fig. IV. 12 – Corrente Eficaz Parametrizada no Indutor Auxiliar

## IV.6. PROCEDIMENTO DE PROJETO

Devido a similaridade entre o procedimento de projeto deste inversor e do inversores apresentados no capítulo II e III, optou-se por um projeto com as mesmas especificações, para fins de comparação entre eles. Neste caso porém, o projeto será comprovado apenas por simulação, sem implementação em laboratório. Será implementado em laboratório um protótipo de maior potência.

O projeto de inversores geralmente é dividido em duas etapas distintas: dimensionamento básico e projeto físico. Neste caso esse procedimento padrão deve ser um pouco alterado devido ao fato que a característica dos componentes influencia diretamente na operação do circuito.

### IV.6.1. Especificações Gerais

$$E = 200V$$

$$V_{out,rms} = 127 V$$

$$P_{out} = 1.000VA$$

$$I_{out} = 7,88A$$

$$f_s = 20kHz$$

$$f = 60Hz$$

$$L_c = 2,5mH$$

$$R_c = 16\Omega$$

*Tensão de Barramento*

*Tensão Eficaz de Saída*

*Potência de Saída*

*Corrente Eficaz de Saída*

*Frequência de Comutação*

*Frequência de Carga*

*Indutância de Carga*

*Resistência de Carga*

### IV.6.2. Escolha do Indutor Auxiliar

O indutor auxiliar é responsável pelo controle da derivada de corrente no funcionamento do inversor. A derivada de corrente está diretamente relacionada com o máximo valor que atingirá a corrente de recuperação reversa dos diodos anti-paralelo. Além disso, uma derivada de corrente muito alta implica numa elevada taxa de interferência eletromagnética emitida.

Para favorecer o projeto, escolhe-se uma derivada de corrente que seja usual em catálogos de diodos fornecidos pelos fabricantes de maneira a facilitar a obtenção de parâmetros fundamentais para o dimensionamento do inversor. Sendo assim, optou-se pela utilização de uma derivada de 40A/μs.

Sabendo que:

$$L_s = \frac{E}{di/dt} = \frac{200V}{40 \frac{A}{\mu s}} = 5\mu H \quad (IV.112)$$

### IV.6.3. Dimensionamento dos Diodos Anti-paralelo

O segundo passo na execução do projeto é o dimensionamento dos diodos. Isso se deve à dependência do conversor à corrente de recuperação reversa dos diodos. Quanto mais lento for o diodo, melhor é a comutação dos interruptores e maior é a faixa de potência onde pode ser aplicado o inversor.

Sendo assim, dadas as especificações, deve-se calcular os esforços para os diodos e realizar a escolha dentro da disponibilidade.

Utilizando a Eq. IV.53

$$m_a = \frac{\sqrt{2} \cdot 127V}{200V} = 0,9 \quad (IV.113)$$

A impedância de carga é dada pela Eq. IV.61.

$$Z_c = \sqrt{16\Omega^2 + (2 \cdot \pi \cdot 60Hz \cdot 2,5mH)^2} \cong 16\Omega \quad (IV.114)$$

A corrente média pode ser obtida pela Eq. IV.95.

$$iD1_{med} = \frac{200V \cdot 0,9}{16} \cdot \left( \frac{1}{\pi} - \frac{0,9}{4} \right) = 1,05A \quad (IV.115)$$

A tensão máxima nos diodos é dada pela Eq. IV.2.

Na Fig. IV. 5 pode-se observar que a tensão máxima em Cs chega a aproximadamente 3% da tensão de barramento. Sendo assim considera-se 500V como um valor razoável para a tensão nos diodos.

Nota-se na Eq. IV.62 que um cálculo preciso da tensão de grampeamento só pode ser realizado após a escolha do diodo e da respectiva corrente de recuperação reversa.

Como já foi descrito anteriormente, é interessante para o desempenho do inversor que o diodo escolhido seja lento. Optou-se pela utilização do diodo intrínseco do Mosfet **IRFP 460** que possui as características abaixo relacionadas.

Vdss = 500V

*Tensão Reversa Máxima*

Is = 20A

*Corrente Média do Diodo*

Qrr = 2.5µC @200V

*Carga de Recuperação Reversa*

A escolha do diodo do Mosfet se deu devido a imprecisão dos modelos de simulação para diodos lentos, que não apresentam o efeito da recuperação reversa, impossibilitando a análise do inversor. Nos modelos de simulação para os Mosfets e diodos rápidos essa característica é bem explorada. Desta forma, o projeto pode ser confirmado pela simulação numérica do conversor.

Calculando o período de comutação:

$$Ts = \frac{1}{fs} = \frac{1}{20KHz} = 50\mu s \quad (IV.116)$$

A corrente de recuperação é obtida com a Eq. IV.63.

$$Ir = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot 2,5\mu C \cdot \frac{200V}{5\mu H}} = 11,5A \quad (IV.117)$$

Utilizando a Eq. IV.62 obtém-se o gráfico da Fig. IV. 5. Observando que para Zc=16Ω e ma=0,9 a tensão máxima parametriza é aproximadamente 0,029. Aplicando a Eq. IV.64 tem-se:

$$V_g = 200V \cdot 0,029 = 5,8V \quad (\text{IV.118})$$

Dessa forma, a Eq. IV.2 dá o valor exato da tensão reversa no diodo que é a mesma para todos os diodos e interruptores.

$$V_{D1} = 200V + 5,8V = 205,8V \quad (\text{IV.119})$$

Como já destacou-se anteriormente, o acréscimo de tensão nos interruptores é muito pequeno em relação ao inversor convencional.

#### IV.6.4. Dimensionamento dos Interruptores Principais

A tensão máxima é a mesma aplicada nos diodos e foi calculada na Eq. IV.119.

A corrente média pode ser obtida utilizando a Eq. IV.80.

$$i_{Q1_{med}} = \frac{200V \cdot 0,9^2}{4 \cdot 16\Omega} = 2,55A \quad (\text{IV.120})$$

A corrente eficaz pode ser obtida utilizando a Eq. IV.83.

$$i_{Q1_{ef}} = \sqrt{3} \cdot 2,55A = 4,42A \quad (\text{IV.121})$$

Dentre os interruptores disponíveis no laboratório, duas opções foram analisadas, Mosfet **IRFP460** e IGBT **IRG4PC50W**.

O Mosfet em questão possui as seguintes características para uma temperatura de junção de 100°C.:

$$V_{dss} = 500V$$

*Tensão Reversa Máxima*

$$I_d = 13A$$

*Corrente Contínua Máxima*

$$R_{ds} = 0,485\Omega$$

*Resistência de Condução*

As perdas em condução podem ser simplificadas por:

$$P_{Mos} = R_{ds} \cdot i_{Q1_{ef}}^2 = 0,485\Omega \cdot 4,42A^2 = 9,5W \quad (\text{IV.122})$$

O IGBT proposto possui as seguintes características para uma temperatura de junção de 100°C.:



$$V_{ces} = 600V$$

*Tensão Reversa Máxima*

$$I_c = 27A$$

*Corrente Contínua Máxima*

$$V_{ce} = 1,75V$$

*Queda de Tensão em Condução*

As perdas em condução podem ser simplificadas por:

$$P_{IGBT} = V_{ce} \cdot i_{Q1_{med}} = 1,75V \cdot 2,55A = 4,46W \quad (IV.123)$$

O interruptor escolhido foi o IGBT **IRG4PC50W**. A escolha foi feita pelas seguintes razões:

- ⇒ As perdas por condução no IGBT atingiram menos da metade do valor encontrado para o Mosfet.
- ⇒ A queda de tensão em condução do IGBT diminui com o aumento da temperatura, enquanto a resistência de condução do Mosfet aumenta com a temperatura.
- ⇒ As perdas no Mosfet elevam-se quadraticamente em relação a corrente eficaz tornando seu uso mais restrito ainda para potências maiores.

Os interruptores IGBT geralmente não são recomendados para conversores com comutação ZVS, devido à presença de sua corrente de cauda. Neste caso, o interruptor escolhido possui um tempo de bloqueio de aproximadamente 150ns e é recomendado pelo fabricante para utilização até a frequência de 150 kHz. Uma análise criteriosa de perdas totais considerando as perdas por comutação no bloqueio deverão ser objeto de estudo futuro.

#### IV.6.5. Dimensionamento do Diodo Auxiliar

Com a ajuda da Fig. IV. 10 pode-se obter a corrente média parametrizada. Utilizando a Eq. IV.103 obtém-se o valor da corrente média no diodo auxiliar.

$$i_{Da_{med}} = \frac{0,395 \cdot 200V}{16\Omega} = 4,94A \quad (IV.124)$$

Utilizando a Eq. IV.105 obtém-se o valor da corrente eficaz no diodo auxiliar.

$$iD_{a_{ef}} = \frac{0,427 \cdot 200V}{16\Omega} = 5,34A \quad (\text{IV.125})$$

A tensão reversa máxima foi obtida na Eq. IV.119.

Será utilizado o diodo intrínseco do Mosfet **IRFP 460** cujas características já foram apresentadas anteriormente.

#### IV.6.6. Dimensionamento Do Interruptor Auxiliar

A tensão máxima é a mesma aplicada nos diodos e foi calculada na Eq. IV.119.

A corrente média pode ser obtida utilizando a Fig. IV. 8 e a Eq.IV.88.

$$iQ_{a_{med}} = \frac{0,4 \cdot 200V}{16\Omega} = 5A \quad (\text{IV.126})$$

A corrente eficaz pode ser obtida utilizando a Fig. IV. 8 e a Eq.IV.90.

$$iQ_{a_{ef}} = \frac{0,75 \cdot 200V}{16\Omega} = 9,375A \quad (\text{IV.127})$$

Dentre os interruptores disponíveis já descritos optou-se pelo IGBT **IRG4PC50W** pelas mesmas razões anteriores.

As perdas em condução no IGBT auxiliar podem ser simplificadas por:

$$P_{IGBTa} = V_{ce} \cdot iQ_{a_{med}} = 1,75V \cdot 5A = 8,75W \quad (\text{IV.128})$$

#### IV.6.7. Dimensionamento do Capacitor Auxiliar

O valor máximo da tensão no capacitor foi calculado na Eq. IV.118.

O valor da corrente eficaz pode ser obtido com a Eq. IV.106.

$$iC_{s_{ef}} = \sqrt{5,34A^2 + 9,34A^2} = 10,75A \quad (\text{IV.129})$$

De acordo com a disponibilidade optou-se pela utilização de 2 capacitores de 220μF/63V em paralelo.

#### IV.6.8. Dimensionamento do Indutor Auxiliar

A corrente eficaz no indutor auxiliar pode ser obtida através da Fig. IV. 12 e da Eq.IV.111.

$$iLs_{ef} = 1,2 \cdot \frac{200V}{16\Omega} = 15A \quad (\text{IV.130})$$

A corrente de pico nos indutores é a soma entre o valor máximo da corrente  $I_f$  e o valor de pico da corrente de carga. Utilizando a Fig. IV. 6 e a Eq. IV.69 obtém-se o valor máximo de  $I_f$ .

$$I_{f_{\max}} = 2,2 \cdot \frac{200V}{16\Omega} = 27,5A \quad (\text{IV.131})$$

A corrente de pico nos indutores é dada por:

$$iLs_{pico} = I_{f_{\max}} + \sqrt{2} \cdot I_{out} = 27,5A + \sqrt{2} \cdot 7,88A = 38,65A \quad (\text{IV.132})$$

O próximo passo consiste em fazer o dimensionamento físico do indutor.

Considerando:

$K_w = 0,7$	Fator de Utilização da Área do Enrolamento
$B_{\max} = 0,3 \text{ T}$	Densidade de Fluxo Magnético Máxima
$J_{\max} = 350 \text{ A/cm}^2$	Densidade de Corrente Máxima

O produto das áreas da janela e entreferro é determinada pela seguinte expressão:

$$AeAw = \frac{Ls \cdot iLs_{pico} \cdot iLs_{ef} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot J_{\max}} = \frac{5\mu H \cdot 38,65A \cdot 15A \cdot 10^4 \cdot \text{cm}^2}{0,3T \cdot 350A/\text{cm}^2} = 0,276 \quad (\text{IV.133})$$

Escolhe-se o núcleo IP12 – EE30/7 .

$$Ae = 0,6 \text{ cm}^2 \quad \text{Área da Seção Transversal do Núcleo}$$

O número de espiras é determinada pela seguinte expressão:

$$N = \frac{Ls \cdot iLs_{pico} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot Ae} = \frac{5\mu H \cdot 38,65A \cdot 10^4}{0,3 \cdot 0,6} = 11 \text{ espiras} \quad (\text{IV.134})$$

Com a seguinte expressão determina-se o entreferro total :

$$lg = \frac{N^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{Ls} = \frac{11^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,6 \cdot 10^{-2}}{5\mu H} = 1,8mm \quad (\text{IV.135})$$

Entreferro em cada perna do núcleo:

$$\Delta l_g = \frac{l_g}{2} = 0,9mm \quad (\text{IV.136})$$

Determina-se a seção do condutor:

$$S = \frac{iLs_{ef}}{J_{\max}} = \frac{15A}{350A/cm^2} = 0,043cm^2 \quad (\text{IV.137})$$

Considerando-se o efeito pelicular, o diâmetro máximo admitido pode ser encontrado por:

$$diam = 2 \cdot \frac{6,2}{\sqrt{fs}} = \frac{2 \cdot 6,2}{\sqrt{20KHz}} = 0,088cm \quad (\text{IV.138})$$

Optou-se pela utilização do fio 20 AWG que possui diâmetro de 0,081cm e seção de 0,0051cm<sup>2</sup>.

O número de fios em paralelo é dado por:

$$n = \frac{S}{S_{20}} = \frac{0,043cm^2}{0,0051cm^2} \cong 8 \text{ fios em paralelo} \quad (\text{IV.139})$$

#### IV.6.9. Cálculo de Perdas

Para o dimensionamento do dissipador é necessário que se calculem as perdas nos semicondutores. Como o inversor trabalha com comutação suave, consideramos que existem apenas perdas por condução.

Interruptores principais:

$$P_{Q1} = V_{ce} \cdot i_{Q1_{med}} = 1,75V \cdot 2,55A = 4,46W \quad (\text{IV.140})$$

Interruptor auxiliar:

$$P_{Qa} = V_{ce} \cdot i_{Qa_{med}} = 1,75V \cdot 5A = 8,75W \quad (\text{IV.141})$$

Diodos principais:

$$P_{D1} = V_{ce} \cdot i_{D1_{med}} = 1,8V \cdot 1,05A = 1,89W \quad (IV.142)$$

Diodo Auxiliar

$$P_{Da} = V_{ce} \cdot i_{Da_{med}} = 1,8V \cdot 4,94A = 8,89W \quad (IV.143)$$

As perdas totais são dadas por:

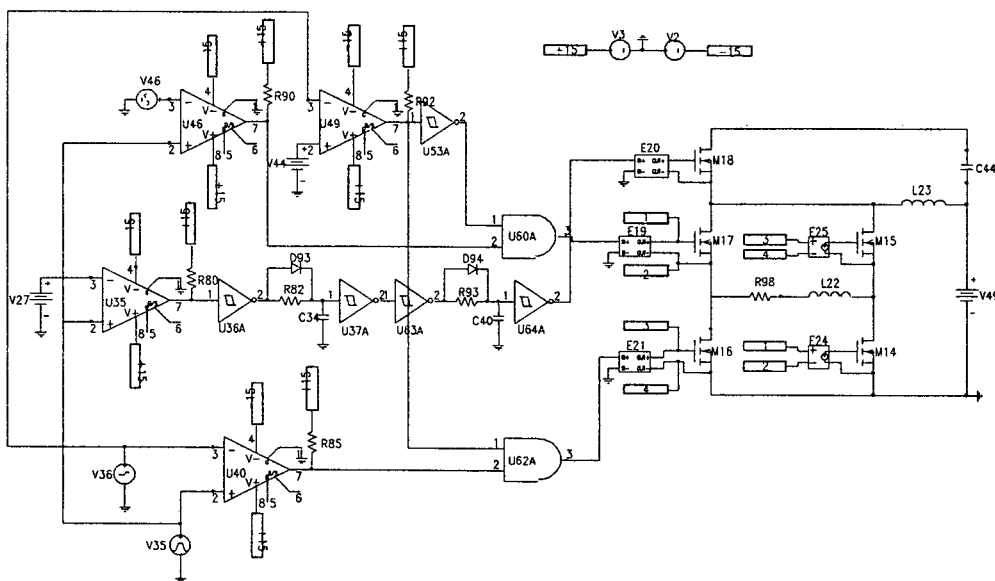
$$\begin{aligned} P_T &= 4 \cdot P_{Q1} + P_{Qa} + 4 \cdot P_{D1} + P_{Da} \\ P_T &= 4 \cdot 4,46W + 8,75W + 4 \cdot 1,89W + 8,89W \quad (IV.144) \\ P_T &= 31W \end{aligned}$$

## IV.7. SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Para a confirmação do funcionamento e do projeto do conversor foram realizadas simulações numéricas utilizando o programa Pspice.

### IV.7.1. Circuito Utilizado

O diagrama esquemático do circuito utilizado para a simulação pode ser observado na Fig. IV. 13



**Fig. IV. 13 – Esquemático Utilizado na Simulação.**

O arquivo texto de entrada de dados gerado pelo circuito esquemático acima pode ser visto a seguir:

```
* Schematics Netlist *
V_V46    $N_0001 0
+SIN 2 1.8 60 0 0
X_U35    $N_0003 $N_0004 +15 -15 $N_0002 0 LM311
X_U46    $N_0003 $N_0001 +15 -15 $N_0007 0 LM311
R_R90    $N_0007 +15 4.7k
V_V44    $N_0010 0 2V
X_U49    $N_0010 $N_0012 +15 -15 $N_0011 0 LM311
R_R92    $N_0011 +15 4.7k
X_U53A   $N_0011 $N_0015 +15 0 CD40106B PARAMS:
+IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
V_V2     0 -15 DC 15
V_V3     +15 0 DC 15
X_U63A   $N_0016 $N_0017 +15 0 CD40106B PARAMS:
+IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
C_C40    0 $N_0018 5n
R_R93    $N_0017 $N_0018 1k
D_D94    $N_0017 $N_0018 D1N4148
X_U62A   $N_0011 $N_0019 $N_0020 15 0 CD4081B PARAMS:
+IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
X_U37A   $N_0021 $N_0016 +15 0 CD40106B PARAMS:
+IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
C_C34    0 $N_0021 5n
R_R82    $N_0022 $N_0021 1k
D_D93    $N_0022 $N_0021 D1N4148
X_U36A   $N_0002 $N_0022 +15 0 CD40106B PARAMS:
+IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
R_R80    $N_0002 +15 4.7k
V_V27    $N_0004 0 .2V
V_V36    $N_0012 0
+SIN 2 -1.8 60 0 0
V_V35    $N_0003 0 DC 0 AC 0
+PULSE 0 4 0 1n 49.9u 1n 50u
X_U40    $N_0003 $N_0012 +15 -15 $N_0019 0 LM311
R_R85    $N_0019 +15 4.7k
X_U64A   $N_0018 $N_0025 +15 0 CD40106B PARAMS:
+IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
E_E20    $N_0026 $N_0027 TABLE { V($N_0025, 0) }
+((0,0) (15,15))
X_U60A   $N_0015 $N_0007 $N_0028 15 0 CD4081B PARAMS:
+IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
E_E25    $N_0029 $N_0030 3 0 1
E_E24    $N_0031 0 1 2 1
M_M18    $N_0032 $N_0026 $N_0027 $N_0027 IRFP460
M_M14    $N_0030 $N_0031 0 0 IRFP460
M_M15    $N_0027 $N_0029 $N_0030 $N_0030 IRFP460
V_V49    $N_0033 0 200V
E_E19    1 2 TABLE { V($N_0028, 0) }
+((5,0) (15,15))
E_E21    3 0 TABLE { V($N_0020, 0) }
+((5,0) (15,15))
C_C44    $N_0032 $N_0033 440u
R_R98    2 $N_0034 16
M_M16    2 3 0 0 IRFP460
M_M17    $N_0027 1 2 2 IRFP460
L_L23    $N_0027 $N_0033 5uH
L_L22    $N_0034 $N_0030 2.5m
```

Foram utilizados nas simulações os valores calculados no projeto do conversor. Foram utilizados os modelos dos interruptores fornecidos pelos fabricantes.

### IV.7.2. Formas de Onda

As formas de onda obtidas por simulação podem ser observadas a seguir.

Na Fig. IV. 14 são apresentadas a tensão e a corrente no conjunto interruptor **Q1**, diodo **D1** e capacitância parasita **C1**. Observa-se que a entrada em condução é suave e possui derivada limitada. Após o curto período de comutação o interruptor passa a conduzir somente a corrente de carga. Os interruptores **Q2**, **Q3** e **Q4** possuem formas de onda análogas.

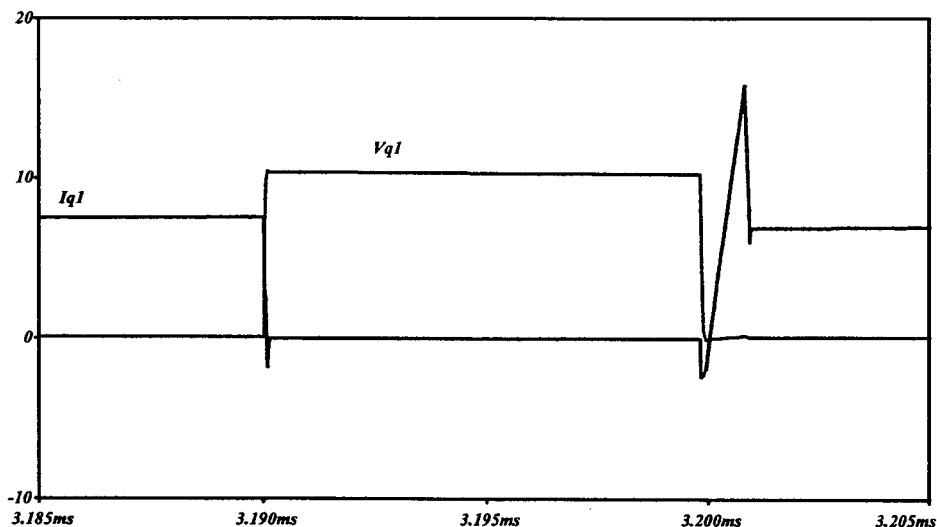


Fig. IV. 14 – Tensão e Corrente em **Q1**, **D1** e **C1**.

A tensão e a corrente no conjunto **Qa**, **Da** e **Ca** podem ser observadas na Fig. IV.

15. Verifica-se também a presença da comutação suave.

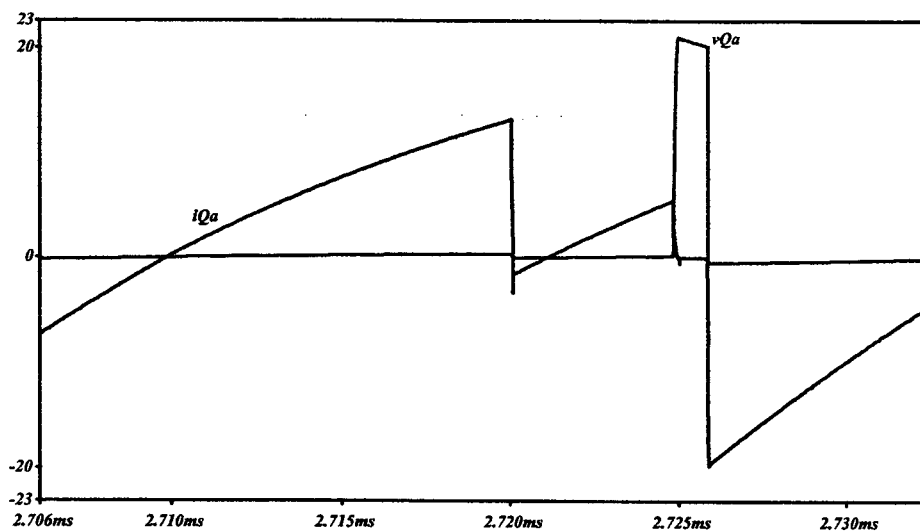


Fig. IV. 15 – Tensão e Corrente em **Qa**, **Da** e **Ca**.

Nos dois casos, uma pequena sobreposição entre tensão e corrente pode ser vista durante o bloqueio. Isso se dá principalmente pela carga das capacitâncias parasitas dos componentes, não caracterizando perdas por comutação.

A corrente no indutor auxiliar pode ser observada na Fig. IV. 16.

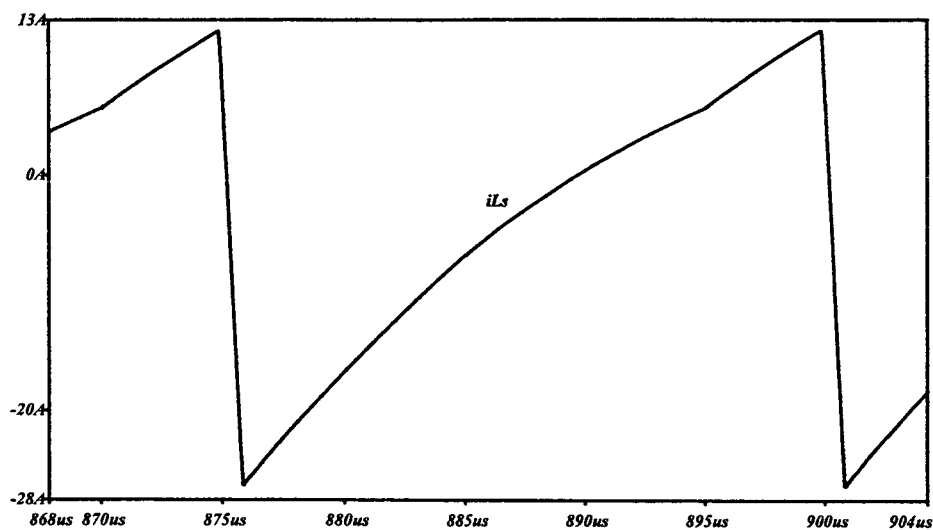
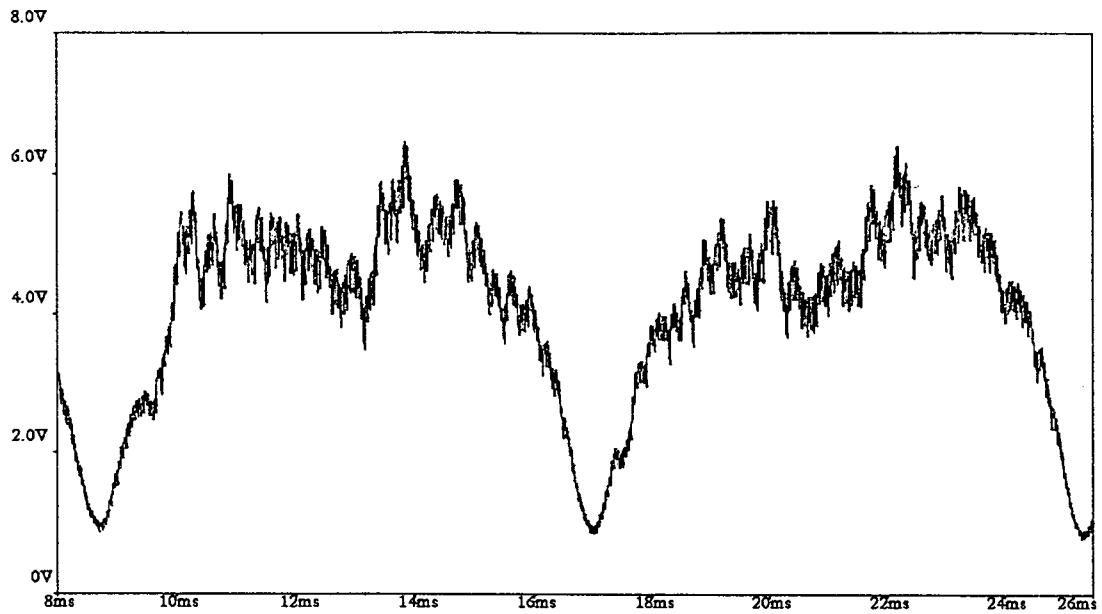


Fig. IV. 16 – Corrente em  $L_s$ .

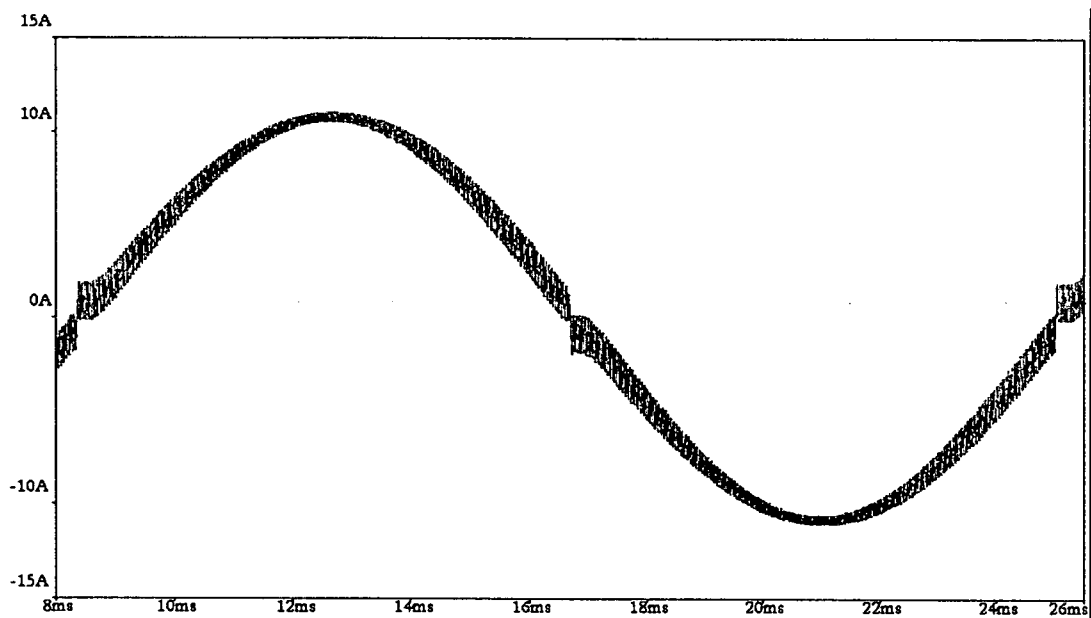
Na Fig. IV. 17 pode-se observar o comportamento da tensão de grampeamento em um período de frequência da carga.





*Fig. IV. 17 - Tensão de Grampeamento.*

A Fig. IV. 18 mostra a corrente de saída após o indutor de carga. A ondulação de alta frequência pode ser eliminada com a utilização de um filtro adequado.



*Fig. IV. 18 - Corrente de Saída.*

## IV.8. PROJETO DE UM INVERSOR DE 10KVA

Para comprovar a boa eficiência deste inversor, optou-se pela construção de um protótipo em uma potência superior. A princípio deseja-se construir um protótipo em torno de 10KVA, para poder comparar com o projeto do capítulo III.

### IV.8.1. Especificações Gerais

$E = 200V$	<i>Tensão de Barramento</i>
$V_{out,rms} = 127 V$	<i>Tensão Eficaz de Saída</i>
$P_{out} = 10.000VA$	<i>Potência de Saída</i>
$I_{out} = 78,8A$	<i>Corrente Eficaz de Saída</i>
$f_s = 20kHz$	<i>Frequência de Comutação</i>
$f = 60Hz$	<i>Frequência de Carga</i>
$R_c = 1,6\Omega$	<i>Resistência de Carga</i>

### IV.8.2. Dimensionamento do Filtro de Saída

Foi escolhida uma frequência de corte uma década abaixo da frequência de chaveamento.

$$f_c = \frac{f_s}{10} = \frac{20.000}{10} = 2.000Hz \quad (IV.145)$$

Optando-se por um coeficiente de amortecimento ( $\xi$ ) de 0,9 e utilizando a Eq. IV.71 temos o valor para o capacitor de filtro.

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot R_c \cdot \xi} = \frac{1}{2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 2000Hz \cdot 1,6\Omega \cdot 0,9} = 27\mu F \quad (IV.146)$$

O indutor de filtragem pode ser calculado com a Eq. IV.75.

$$L_f = \frac{1}{C_f \cdot \omega_c^2} = \frac{1}{27\mu F \cdot (2 \cdot \pi \cdot 2000Hz)^2} = 235\mu H \quad (IV.147)$$

### IV.8.3. Escolha do Indutor Auxiliar

Optou-se pela utilização de uma derivada de 40A/ $\mu$ s.

Sabendo que:

$$L_s = \frac{E}{\frac{di}{dt}} = \frac{200V}{40 \frac{A}{\mu s}} = 5\mu H \quad (\text{IV.148})$$

#### IV.8.4. Dimensionamento dos Diodos Anti-paralelo

Utilizando a Eq. IV.53

$$m_a = \frac{\sqrt{2} \cdot 127V}{200V} = 0,9 \quad (\text{IV.149})$$

A impedância de carga é dada pela Eq. IV.61.

$$Z_c = \sqrt{1,6\Omega^2 + (2 \cdot \pi \cdot 60Hz \cdot 235mH)^2} \cong 1,6\Omega \quad (\text{IV.150})$$

A corrente média pode ser obtida pela Eq. IV.95.

$$i_{D1_{med}} = \frac{200V \cdot 0,9}{1,6} \cdot \left( \frac{1}{\pi} - \frac{0,9}{4} \right) = 10,49A \quad (\text{IV.151})$$

A tensão máxima nos diodos é dada pela Eq. IV.2.

Como já foi descrito anteriormente, é interessante para o desempenho do inversor que o diodo escolhido seja lento. Optou-se pela utilização do diodo de rede da SEMIKRON **SKKD 81/12**, cujas características podem ser observadas abaixo. Devido à dificuldade de obtenção de informações sobre a energia de recuperação reversa do diodo lento em questão, o valor de **Q<sub>rr</sub>** foi levantado experimentalmente.

$V_{rrm} = 1.200V$

*Tensão Reversa Máxima*

$I_{fav} = 80A$

*Corrente Média do Diodo*

$Q_{rr} = 60\mu C @ 200V$

*Carga de Recuperação Reversa*

Calculando o período de comutação:

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{20KHz} = 50\mu s \quad (\text{IV.152})$$

A corrente de recuperação é obtida com a Eq. IV.63.

$$I_r = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot 60\mu C \cdot \frac{200V}{5\mu H}} = 56A \quad (\text{IV.153})$$

Utilizando a Eq. IV.62 obtém-se o gráfico da Fig. IV. 19. Observando que para  $m_a=0,9$  a tensão máxima parametrizada é aproximadamente 0,18 Aplicando a Eq. IV.64 tem-se:

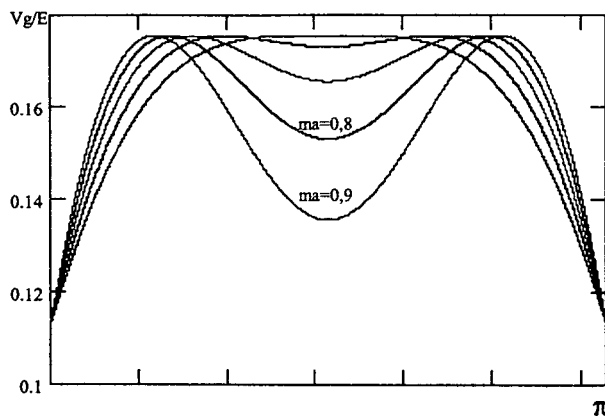


Fig. IV. 19 – Tensão de Grameamento.

$$V_g = 200V \cdot 0,18 = 36V \quad (\text{IV.154})$$

Dessa forma, a Eq. IV.2 dá o valor exato da tensão reversa no diodo que é a mesma para todos os diodos e interruptores.

$$V_{D1} = 200V + 36V = 236V \quad (\text{IV.155})$$

Como já destacou-se anteriormente, o acréscimo de tensão nos interruptores é muito pequeno em relação ao inversor convencional.

#### IV.8.5. Dimensionamento dos Interruptores Principais

A tensão máxima é a mesma aplicada nos diodos e foi calculada na Eq. IV.119.

A corrente média pode ser obtida utilizando a Eq. IV.80.

$$iQ1_{med} = \frac{200V \cdot 0,9^2}{4 \cdot 1,6\Omega} = 25,3A \quad (\text{IV.156})$$

A corrente eficaz pode ser obtida utilizando a Eq. IV.83.

$$iQ_{1_{ef}} = \sqrt{3} \cdot 25,3A = 43,8A \quad (IV.157)$$

O interruptor escolhido, devido à disponibilidade no laboratório, foi o módulo de IGBT's em braço GA250TS60U.

O IGBT proposto possui as seguintes características para uma temperatura de junção de 25°C.:

$$V_{ces} = 600V$$

*Tensão Reversa Máxima*

$$I_c = 250A$$

*Corrente Contínua Máxima*

$$V_{ce} = 1,9V$$

*Queda de Tensão em Condução*

#### IV.8.6. Dimensionamento do Diodo Auxiliar

Com a ajuda da Fig. IV. 20 pode-se obter a corrente média parametrizada. Utilizando a Eq. IV.103 obtém-se o valor da corrente média no diodo auxiliar.

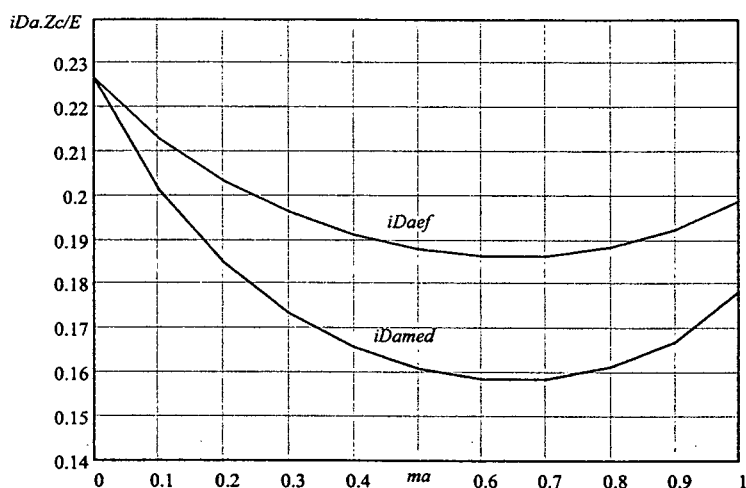


Fig. IV. 20 – Corrente no Diodo Auxiliar Parametrizada.

$$iD_{a_{med}} = \frac{0,167 \cdot 200V}{1,6\Omega} = 20,9A \quad (IV.158)$$

Utilizando a Eq. IV.105 obtém-se o valor da corrente eficaz no diodo auxiliar.

$$iDa_{ef} = \frac{0,193 \cdot 400V}{1,6\Omega} = 24,1A \quad (IV.159)$$

Será utilizado o diodo **SKKE81\12** cujas características já foram apresentadas anteriormente.

#### IV.8.7. Dimensionamento Do Interruptor Auxiliar

A corrente média pode ser obtida utilizando a Fig. IV. 21 e a Eq.IV.88.

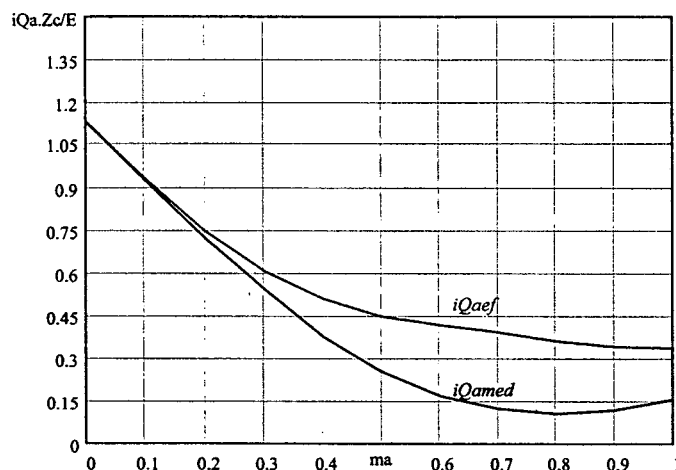


Fig. IV. 21 – Corrente na Chave Auxiliar Parametrizada.

$$iQa_{med} = \frac{0,13 \cdot 200V}{1,6\Omega} = 16,25A \quad (IV.160)$$

A corrente eficaz pode ser obtida utilizando a Fig. IV. 21 e a Eq.IV.90.

$$iQa_{ef} = \frac{0,35 \cdot 200V}{1,6\Omega} = 43,75A \quad (IV.161)$$

Dentre os interruptores disponíveis já descritos optou-se pelo IGBT **GA250TS60U** pelas mesmas razões anteriores.

#### IV.8.8. Dimensionamento do Capacitor Auxiliar

O valor máximo da tensão no capacitor foi calculado na Eq.IV.154.

O valor da corrente eficaz pode ser obtido com a Eq. IV.106.

$$iC_{s_{ef}} = \sqrt{24,1A^2 + 43,75A^2} = 50A \quad (\text{IV.162})$$

De acordo com a disponibilidade optou-se pela utilização de 4 capacitores de 1000 $\mu$ F/350V em paralelo.

#### IV.8.9. Dimensionamento do Indutor Auxiliar

A corrente eficaz no indutor auxiliar pode ser obtida através da Fig. IV. 22 e da Eq. IV.111.

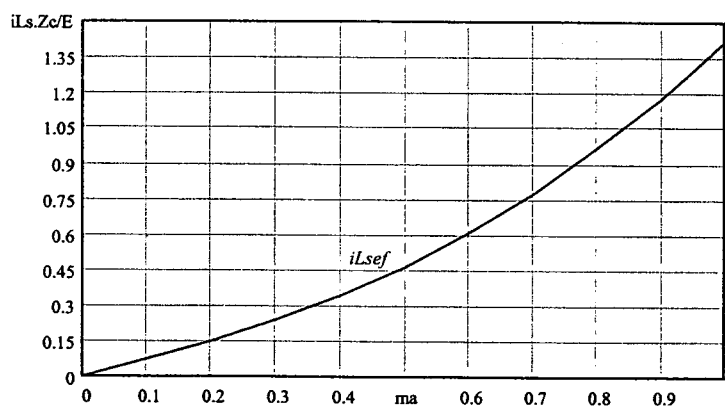


Fig. IV. 22 – Corrente Eficaz Parametrizada no Indutor Auxiliar

$$iL_{s_{ef}} = 1,2 \cdot \frac{200V}{1,6\Omega} = 150A \quad (\text{IV.163})$$

A corrente de pico nos indutores é a soma entre o valor máximo da corrente  $I_f$  e o valor de pico da corrente de carga. Utilizando a Fig. IV. 23 e a Eq. IV.69 obtém-se o valor máximo de  $I_f$ .

$$I_{f_{max}} = 1,2 \cdot \frac{200V}{1,6\Omega} = 150A \quad (\text{IV.164})$$

A corrente de pico nos indutores é dada por:

$$iL_{s_{pico}} = I_{f_{max}} + \sqrt{2} \cdot I_{out} = 150A + \sqrt{2} \cdot 78,8A = 228,8A \quad (\text{IV.165})$$

Observa-se que para uma carga superior à 6 kVA (2,7  $\Omega$ ) o conversor passa a operar sem comutação suave em algumas regiões.

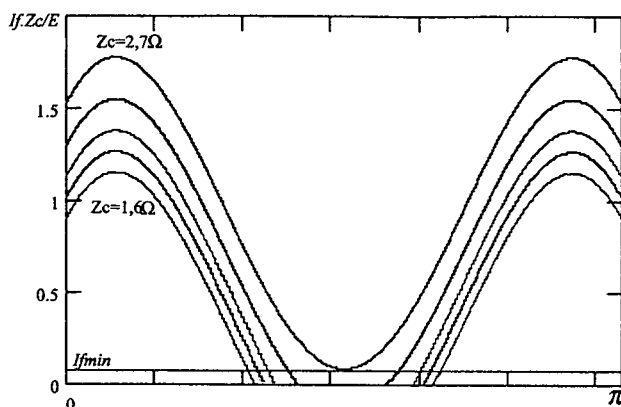


Fig. IV. 23 – Corrente  $I_f$  Parametrizada.

O próximo passo consiste em fazer o dimensionamento físico do indutor.

Considerando:

$K_w = 0,7$	Fator de Utilização da Área do Enrolamento
$B_{\max} = 0,3 \text{ T}$	Densidade de Fluxo Magnético Máxima
$J_{\max} = 350 \text{ A/cm}^2$	Densidade de Corrente Máxima

O produto das áreas da janela e entreferro é determinado pela seguinte expressão:

$$A_e A_w = \frac{L_s \cdot i L_{s_{\text{pico}}} \cdot i L_{s_{\text{ef}}} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot J_{\max}} = \frac{5 \mu\text{H} \cdot 228,8 \text{ A} \cdot 150 \text{ A} \cdot 10^4 \cdot \text{cm}^2}{0,3 \text{ T} \cdot 350 \text{ A/cm}^2} = 16,34 \quad (\text{IV.166})$$

Escolhe-se o núcleo IP12 – EE55 .

$$A_e = 3,54 \text{ cm}^2 \quad \text{Área da Seção Transversal do Núcleo}$$

O número de espiras é determinada pela seguinte expressão:

$$N = \frac{L_s \cdot i L_{s_{\text{pico}}} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot A_e} = \frac{5 \mu\text{H} \cdot 228,8 \text{ A} \cdot 10^4}{0,3 \cdot 3,54} = 11 \text{ espiras} \quad (\text{IV.167})$$

Com a seguinte expressão determina-se o entreferro total :

$$l_g = \frac{N^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_s} = \frac{11^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 3,54 \cdot 10^{-2}}{5 \mu\text{H}} = 10 \text{ mm} \quad (\text{IV.168})$$

Entreferro em cada perna do núcleo:



$$\Delta l_g = \frac{l_g}{2} = 5mm \quad (\text{IV.169})$$

Determina-se a seção do condutor:

$$S = \frac{iL_{s_{ef}}}{J_{\max}} = \frac{150A}{350A/cm^2} = 0,43cm^2 \quad (\text{IV.170})$$

Considerando-se o efeito pelicular, o diâmetro máximo admitido pode ser encontrado por:

$$diam = 2 \cdot \frac{6,2}{\sqrt{fs}} = \frac{2 \cdot 6,2}{\sqrt{20KHz}} = 0,088cm \quad (\text{IV.171})$$

Optou-se pela utilização do fio 22 AWG que possui diâmetro de 0,064cm e seção de 0,00322cm<sup>2</sup>.

O número de fios em paralelo é dado por:

$$n = \frac{S}{S_{20}} = \frac{0,43cm^2}{0,00322cm^2} \cong 133 \text{ fios em paralelo} \quad (\text{IV.172})$$

#### IV.8.10. Projeto do Indutor de Filtragem

O projeto do indutor de filtragem segue a metodologia de indutores para baixa frequência, devido à pequena ondulação de corrente de saída.

##### IV.8.10.1. Especificações:

$L_f = 235 \mu H$	<i>Indutância de filtragem</i>
$X = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_f = 0,0886 \Omega$	<i>Reatância da bobina</i>
$\Delta V = X \cdot I_{out} = 6,98 V$	<i>Queda de tensão no indutor</i>
$S_{L_f} = \Delta V \cdot I_{out} = 550 VA$	<i>Potência aparente nominal</i>
$S_L = S_{L_f} / 2 = 275 VA$	<i>Potência de projeto</i>

#### IV.8.10.2. Escolha das Lâminas do Núcleo

O primeiro passo para a escolha das lâminas é o cálculo da seção magnética do núcleo, ou seja, da área transversal da perna central do núcleo, que pode ser obtida através da seguinte expressão <sup>1</sup>.

$$S_m = 7,5 \sqrt{\frac{S_L}{f}} = 7,5 \sqrt{\frac{275VA}{60Hz}} = 16cm^2 \quad (IV.173)$$

Onde:

$S_m$  - Seção magnética do núcleo

O próximo passo é o cálculo da seção geométrica do núcleo, que é o produto entre a largura ( $l$ ) da coluna central pelo comprimento ( $c$ ) do pacote laminado.

$$S_g = 1,1 S_m = 17,6 cm^2 \quad (IV.174)$$

Onde:

$S_g$  = Seção geométrica do núcleo

Como construtivamente é vantajoso que a forma do núcleo seja aproximadamente quadrada, a largura da perna central do núcleo pode ser obtida por:

$$l \approx \sqrt{S_g} \approx \sqrt{17,6} \approx 4,2 \quad (IV.175)$$

Optou-se pela utilização de uma chapa com 5 cm de largura da perna central.

$$l = 5 \text{ cm}$$

$$c = 5 \text{ cm}$$

Então:

$$S_g = l \cdot c = 25 \text{ cm}^2$$

$$S_m = S_g / 1,1 = 22,7 \text{ cm}^2$$

#### IV.8.10.3. Cálculo do número de espiras:

Para o cálculo do número de espiras foi empregada a seguinte expressão:

$$N_{Lin} = \frac{\Delta V \cdot 10^8}{4,44 \cdot B_m \cdot S_m \cdot f} = \frac{6,98 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 11300 \cdot 22,7 \cdot 60} = 10 \quad (IV.176)$$

Onde:

---

<sup>1</sup> Válida apenas para indutor.

$N_{Lin}$  - Número de espiras do indutor

#### IV.8.10.4. Seção dos Condutores

Para indutores, utiliza-se uma densidade de corrente ( $d$ ) de 3,5 A/mm<sup>2</sup>.

$$S = I_{out} / d = 22,5\text{mm}^2 \quad (\text{IV.177})$$

Optou-se pela utilização do fio 22 AWG que possui diâmetro de 0,064cm e seção de 0,00322cm<sup>2</sup>.

O número de fios em paralelo é dado por:

$$n = \frac{S}{S_{20}} = \frac{0,225\text{cm}^2}{0,00322\text{cm}^2} \cong 70 \text{ fios em paralelo} \quad (\text{IV.178})$$

#### IV.8.11. Cálculo de Perdas

Para o dimensionamento do dissipador é necessário que se calculem as perdas nos semicondutores. Como o inversor trabalha com comutação suave, considerou-se que existem apenas perdas por condução.

Interruptores principais:

$$P_{Q1} = V_{ce} \cdot i_{Q1_{med}} = 1,9V \cdot 25,3A = 48W \quad (\text{IV.179})$$

Interruptor auxiliar:

$$P_{Qa} = V_{ce} \cdot i_{Qa_{med}} = 1,9V \cdot 16,25A = 30,9W \quad (\text{IV.180})$$

Diodos principais:

$$P_{D1} = V_{ce} \cdot i_{D1_{med}} = 1,55V \cdot 10,5A = 16,27W \quad (\text{IV.181})$$

Diodo Auxiliar

$$P_{Da} = V_{ce} \cdot i_{Da_{med}} = 1,55V \cdot 20,9A = 32,4W \quad (\text{IV.182})$$

As perdas totais são dadas por:

$$P_T = 4 \cdot P_{Q1} + P_{Qa} + 4 \cdot P_{D1} + P_{Da}$$

$$P_T = 4 \cdot 48W + 30,9W + 4 \cdot 16,27W + 32,4W \text{ (IV.183)}$$

$$P_T = 320,4W$$

## IV.9. RESULTADOS ESPERIMENTAIS PARA 10KVA

O circuito de potência implementado pode ser observado na Fig. IV. 24 e o circuito de controle e comando pode ser encontrado no Anexo 1. A lista de componentes encontra-se abaixo relacionada.

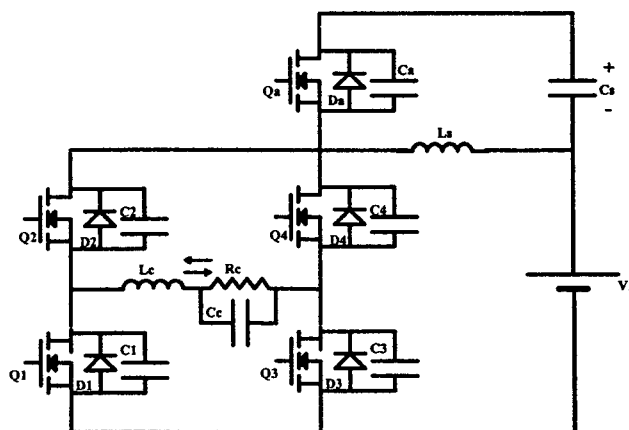


Fig. IV. 24 – Circuito Implementado no Laboratório.

## IV.10. DESCRIÇÃO DOS COMPONENTES

- Q1, Q2, Q3, Q4** Braço de interruptores IGBT GA250TS60U da International Rectifier.
- Qa** Interruptor IGBT GA250TS60U da International Rectifier.
- D1, D2, D3, D4, Da** Diodos retificadores SKKD 81/12 da SEMIKRON.
- C1, C2, C3, C4 Ca** Capacitâncias parasitas dos interruptores.
- Cs** Capacitor de grameamento composto por 4 capacitores de 1000uF/350V em paralelo.
- Ls** Indutor auxiliar. Cabo composto por 133 fios 22 AWG em paralelo. 11 espiras envoltas em um núcleo E55/39 com entreferro total de 1cm.
- Lf** Indutor de filtragem. Cabo composto por 70 fios 22 AWG em paralelo. 10 espiras envoltas em um carretel de 5cm x 5cm preenchidos com chapas de ferro silício nº 5.
- Cf** Capacitor de filtragem. Polipropileno 20u/380V.

<b>Rc</b>	Resistor de carga. Banco de resistores.
<b>V1 e V2</b>	Fontes de alimentação. 2 Capacitores de 3400uF/350V em paralelo.
<b>Dissipador</b>	P16/300 da SEMIKRON com 2 ventiladores

#### IV.10.1. Formas de Onda Experimentais

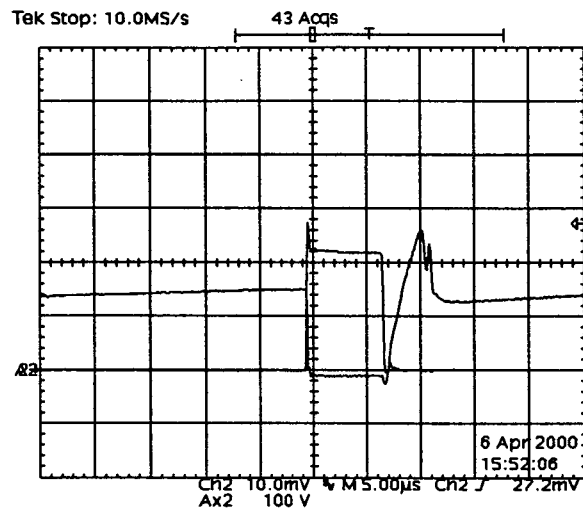


Fig. IV. 25 - Tensão e Corrente em Q2, D2 e C2.

Escalas: 100V/div, 20A/div, 5us/div.

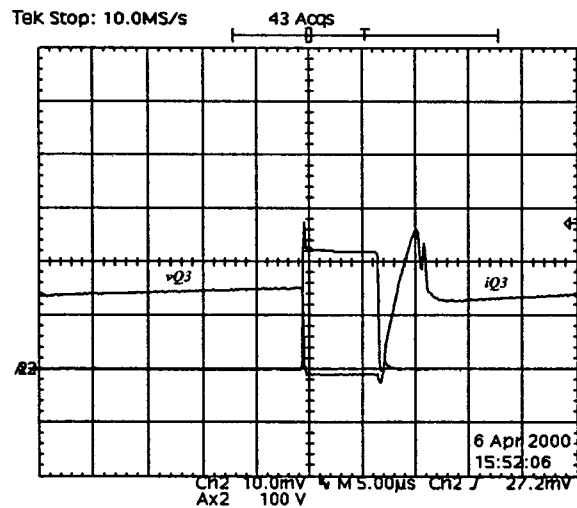
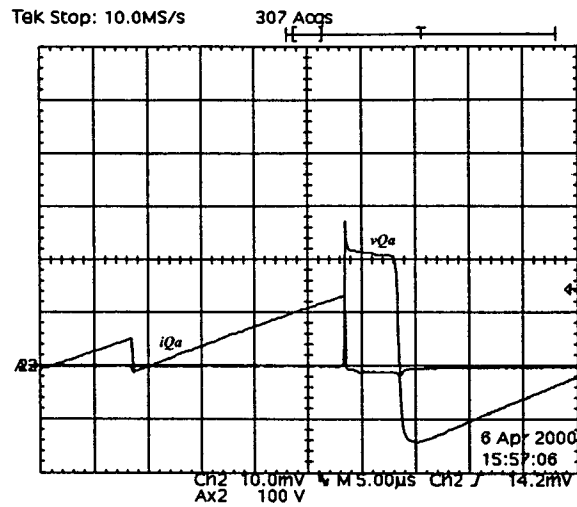


Fig. IV. 26 - Tensão e corrente em Q3, D3 e C3.

Escalas: 100V/div, 20A/div, 5us/div.

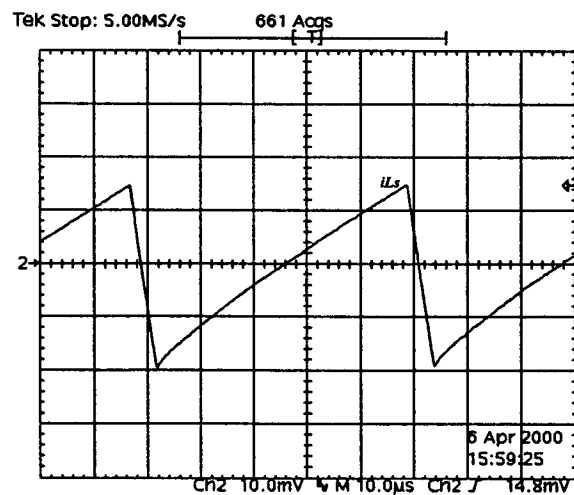


**Fig. IV. 27 - Tensão e Corrente em  $Q_a$  e  $D_a$  e  $C_a$**

**Escalas: 100V/div, 50A/div, 5us/div.**

Nas Fig. IV. 25, Fig. IV. 26 E Fig. IV. 27 são apresentadas as formas de onda de tensão e de corrente em dois interruptores. Nota-se que eles operam com comutação suave comprovando os estudos teóricos.

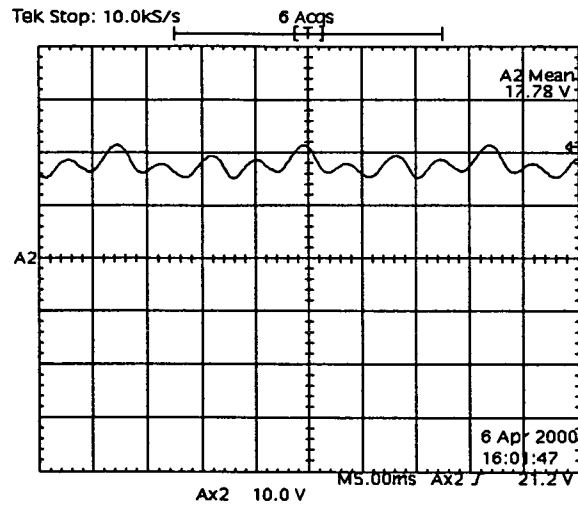
A Fig. IV. 28 mostra a corrente no indutor auxiliar.



**Fig. IV. 28 - Corrente em  $L_s$ .**

**Escalas: 50A/div, 10us/div.**

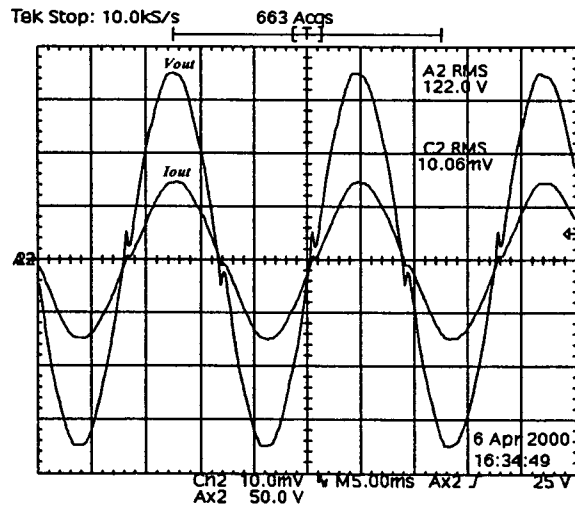
Observa-se na Fig. IV. 29 o comportamento da tensão no capacitor de grampeamento.



**Fig. IV. 29 - Tensão em Cs**

*Escalas: 10V/div, 5ms/div.*

Na Fig. IV. 30 estão a tensão e a corrente de saída do conversor.

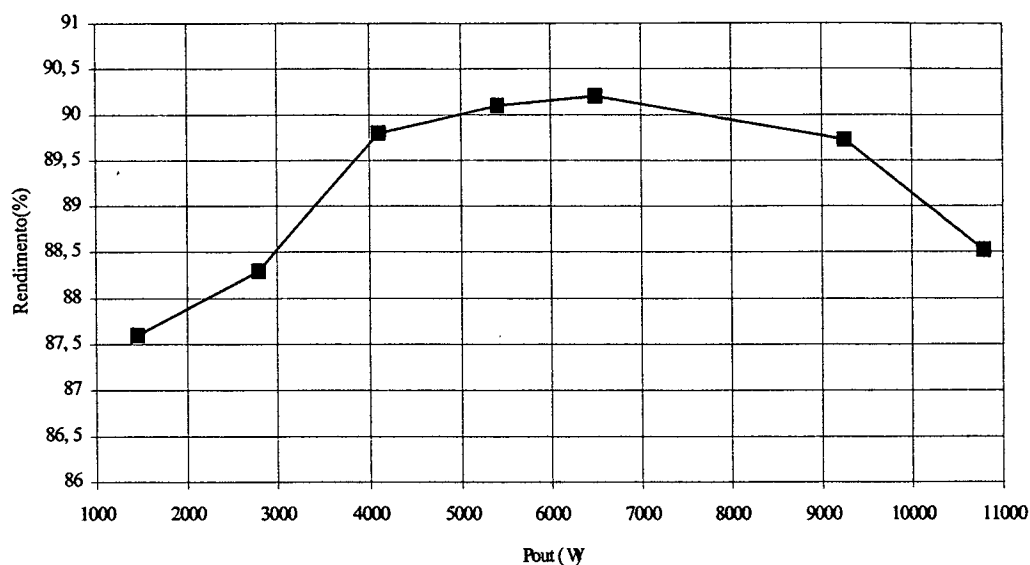


**Fig. IV. 30 - Tensão e Corrente de Saída.**

*Escalas: 50V/div, 50A/div, 5ms/div*

#### IV.10.2. Rendimento e Perdas

Após efetuados os ensaios necessários, foi traçada a curva de rendimento verso potência de saída que pode ser observada na Fig. IV. 31.



*Fig. IV. 31 - Rendimento do Inversor Proposto.*

Nota-se que o inversor ponte completa possui seu ponto máximo de rendimento em torno de 6,5kVA. Isso acontece devido a perda de comutação suave em algumas regiões, como foi demonstrado na Fig. IV. 23 do procedimento de projeto. A perda de comutação ocorre devido ao conversor estar operando acima da região segura estipulada pelo procedimento projeto.



## IV.11. CONCLUSÕES

Neste capítulo, foi apresentado um novo inversor Ponte Completa PWM com comutação ZVS e grampeamento da tensão nos interruptores com o auxílio de apenas um interruptor controlado.

Esse inversor possui características muito semelhantes aos inversores apresentados no capítulo II e III. Foram apresentadas as etapas de operação, equacionamento básico, principais formas de onda, análise quantitativa, metodologia de projeto, simulações e resultados experimentais.

A metodologia de projeto mostrou-se simples e com poucas restrições.

O número de interruptores é reduzido, aumentando assim a robustez do conversor.

A tensão de grampeamento mostrou-se baixa, privilegiando o dimensionamento dos interruptores, que não vêm acrescidos seus esforços de tensão.

O inversor proposto apresentou comutação suave dentro da faixa de carga estipulada pelo projeto, confirmando os estudos teóricos.

A possibilidade de utilização de diodos lentos, geralmente de baixo custo, impulsiona ainda mais a justificativa de utilização dessa topologia.

Um protótipo de 10kVA foi construído e testado, comprovando a alta eficiência do inversor em potências elevadas.

## CAPÍTULO V

# INVERSOR TRIFÁSICO ZVS PWM COM GRAMPEAMENTO ATIVO UTILIZANDO TOPOLOGIA COM INDUTOR SIMPLES

### V.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado um inversor trifásico com modulação PWM que opera com comutação suave do tipo ZVS em toda a faixa de carga e possui tensão grampeada sobre os interruptores. Esse inversor possui as mesmas características já apresentadas para os inversores estudados anteriormente nos Capítulos II e III e IV. Este inversor possui um circuito de ajuda a comutação que utiliza apenas um indutor, um capacitor e um interruptor controlado.

Serão descritos o princípio de funcionamento, etapas de operação com equacionamento básico e principais formas de onda.

### V.2. APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO

O conversor proposto possui a configuração trifásica básica com a inclusão de um circuito de ajuda a comutação que será responsável pela comutação suave dos interruptores. O circuito “snubber” é composto por um interruptor controlado com diodo anti-paralelo, um capacitor de grampeamento e um pequeno indutor. O capacitor  $C_s$  é responsável pelo armazenamento da energia da recuperação reversa dos diodos e grampeamento da tensão nos interruptores. O indutor  $L_s$  é responsável pelo controle da derivada de corrente na recuperação dos diodos. O interruptor auxiliar opera com razão cíclica fixa em toda a faixa de operação.

O circuito proposto pode ser observado na Fig. V. 1.

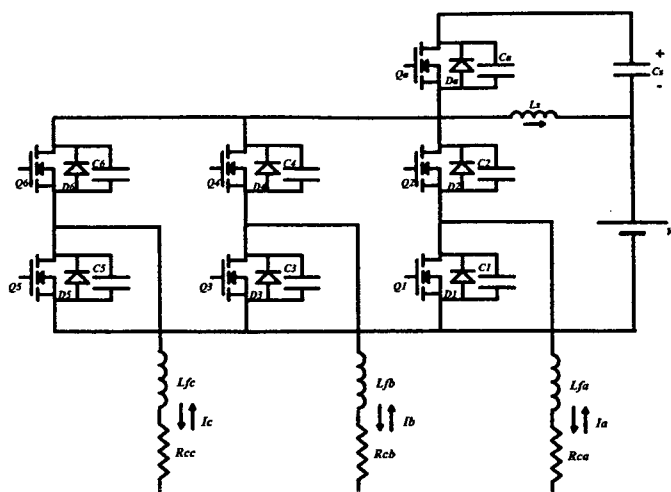


Fig. V. 1 – Inversor Ponte Completa ZVS PWM

### V.3. ANÁLISE QUALITATIVA.

A seguir serão apresentadas as etapas de operação do inversor com seu equacionamento básico e principais formas de onda. O inversor possui simetria em seu funcionamento, por isso serão apresentadas as etapas para apenas uma combinação de corrente nas saídas.

#### V.3.1. Etapas de Operação:

Para a análise das etapas de operação do conversor são consideradas algumas simplificações: A tensão no capacitor  $C_s$  e a corrente nos indutores de saída são consideradas constantes durante um período de chaveamento. Define-se  $E$  a tensão de barramento.

A corrente de saída  $I_a$  equivale a soma das correntes  $I_b$  e  $I_c$ .

O circuito equivalente das etapas de operação pode ser observado na Fig. V. 2.

##### Primeira etapa: ( $t_0-t_1$ ):

Neste intervalo, a corrente  $I_a$  é conduzida através do circuito formado pelo indutor  $L_s$ , pela fonte  $V_1$  e pelo diodo  $D_5$ . Ao encontrar o nó a corrente  $I_a$  se divide em duas parcelas,  $I_b$  e  $I_c$ . A corrente  $I_b$  é conduzida pelo diodo  $D_4$  enquanto  $I_c$  é conduzida pelo diodo  $D_2$ .

Ao mesmo tempo a corrente adicional  $iLs$  está fluindo no laço formado por  $Qa$ ,  $Ls$  e  $Cs$ .

$$Vg = V_{Cs}(t) \quad (V.1)$$

$$V_{C1}(t) = V_{C3}(t) = V_{C6}(t) = E + Vg \quad (V.2)$$

$$V_{C2}(t) = V_{C4}(t) = V_{C5}(t) = 0 \quad (V.3)$$

$$iCs(t) = I6 + \frac{Vg}{Ls} \cdot t \quad (V.4)$$

$$iLs(t) = Ia + iCs(t) \quad (V.5)$$

No final desta etapa a corrente  $iCs$  atingirá seu máximo valor,  $I_f$ . A duração desta etapa é dada por:

$$\Delta t1 = \frac{(I_f - I6)Ls}{Vg} \quad (V.6)$$

#### Segunda etapa (t1-t2):

Inicia com o bloqueio do interruptor auxiliar  $Qa$ . A corrente  $iLs$  se divide iniciando a carga da capacitância  $Ca$  de  $\theta$  à  $E+Vg$  e a descarga de  $C1$ ,  $C3$  e  $C6$  de  $E+Vg$  à zero.

$$V_{C1}(t) = V_{C3}(t) = V_{C6}(t) = (E + Vg) - \frac{I_f}{(Ca + C1 + C3 + C6)} \cdot t \quad (V.7)$$

$$V_{C2}(t) = V_{C4}(t) = V_{C5}(t) = 0 \quad (V.8)$$

$$V_{Ca}(t) = \frac{I_f}{(Ca + C1 + C3 + C6)} \cdot t \quad (V.9)$$

$$iCs(t) = I_f \quad (V.10)$$

$$iLs(t) = I_f + Ia \quad (V.11)$$

#### Terceira etapa (t2-t3):

Inicia quando a tensão sobre **C1**, **C3** e **C6** atingem zero e são grampeadas pelos diodos antiparalelo **D1**, **D3** e **D6** possibilitando a entrada em condução ZVS para **Q1**, **Q3** e **Q6**. É aplicada sobre o indutor  $L_s$  a tensão de entrada  $E$  fazendo com que a corrente decresça linearmente.

$$V_{C1}(t) = V_{C3}(t) = V_{C6}(t) = 0 \quad (\text{V.12})$$

$$V_{C2}(t) = V_{C4}(t) = V_{C5}(t) = 0 \quad (\text{V.13})$$

$$V_{Ca}(t) = E + Vg \quad (\text{V.14})$$

$$i_{Cs}(t) = 0 \quad (\text{V.15})$$

$$i_{Ls}(t) = (I_f + I_a) - \frac{E}{L_s} \cdot t \quad (\text{V.16})$$

$$\Delta t_3 = \frac{I_f \cdot L_s}{E} \quad (\text{V.17})$$

#### Quarta etapa (t3-t4):

Começa quando a corrente  $i_{Ls}$  atinge o valor da corrente de carga e passa a circular por **Q1**, **Q3** e **Q6**, iniciando a recuperação dos diodos **D2**, **D4** e **D5** com sua corrente reversa limitada pela derivada de corrente no indutor.

$$V_{C1}(t) = V_{C3}(t) = V_{C6}(t) = 0 \quad (\text{V.18})$$

$$V_{C2}(t) = V_{C4}(t) = V_{C5}(t) = 0 \quad (\text{V.19})$$

$$V_{Ca}(t) = E + Vg \quad (\text{V.20})$$

$$i_{Cs}(t) = 0 \quad (\text{V.21})$$

$$i_{Ls}(t) = I_a - \frac{E}{L_s} \cdot t \quad (\text{V.22})$$

No final desta etapa a corrente em  $L_s$  é igual a  $3 \cdot I_r + I_a$ . Sendo assim a duração desta etapa é dada por:

$$\Delta t4 = \frac{(3 \cdot Ir + 2 \cdot Ia)Ls}{E} \quad (V.23)$$

**Quinta etapa (t4-t5):**

Inicia com o término da recuperação de **D2, D4 e D5**. A corrente  $iLs$  se divide e inicia a carga de **C2, C4 e C5** de  $\theta$  a  $E + Vg$  e a descarga de **Ca** de  $E + Vg$  a  $\theta$ .

$$V_{C1}(t) = V_{C3}(t) = V_{C6}(t) = 0 \quad (V.24)$$

$$V_{C2}(t) = V_{C4}(t) = V_{C5}(t) = \frac{3 \cdot Ir + Ia}{(Ca + C2 + C4 + C5)} \cdot t \quad (V.25)$$

$$V_{Ca}(t) = (E + Vg) - \frac{3 \cdot Ir + Ia}{(Ca + C2 + C4 + C5)} \cdot t \quad (V.26)$$

$$iCs(t) = \frac{3 \cdot Ir + Ia}{4} \quad (V.27)$$

$$iLs(t) = 3Ir + Ia \quad (V.28)$$

**Sexta etapa (t5-t6):**

Começa quando a tensão sobre o capacitor **Ca** zera e é grampeada pela entrada em condução de **Da**, possibilitando a entrada em condução de **Qa** com comutação **ZVS**. A corrente  $iLs$  cresce devido a aplicação da tensão  $Vg$ .

$$V_{C1}(t) = V_{C3}(t) = V_{C6}(t) = 0 \quad (V.29)$$

$$V_{C2}(t) = V_{C4}(t) = V_{C5}(t) = E + Vg \quad (V.30)$$

$$V_{Ca}(t) = 0 \quad (V.31)$$

$$iCs(t) = \frac{Vg}{Ls} \cdot t - 3Ir \quad (V.32)$$

$$iLs(t) = \frac{Vg}{Ls} \cdot t - 3Ir - Ia \quad (\text{V.33})$$

No final desta etapa a corrente em  $Cs$  chega a zero. A duração desta etapa é dada por:

$$\Delta t6 = \frac{3Ir \cdot Ls}{Vg} \quad (\text{V.34})$$

#### Sétima etapa (t6-t7):

Inicia quando a corrente  $iCs$  inverte seu sentido e passa a circular pelo interruptor  $Qa$ . A corrente  $iLs$  continua a crescer linearmente.

$$V_{C1}(t) = V_{C3}(t) = V_{C6}(t) = 0 \quad (\text{V.35})$$

$$V_{C2}(t) = V_{C4}(t) = V_{C5}(t) = E + Vg \quad (\text{V.36})$$

$$V_{Ca}(t) = 0 \quad (\text{V.37})$$

$$iCs(t) = \frac{Vg}{Ls} \cdot t \quad (\text{V.38})$$

$$iLs(t) = \frac{Vg}{Ls} \cdot t - Ia \quad (\text{V.39})$$

A duração da etapa pode ser simplificada por:

$$\Delta t7 = D1 \cdot Ts - \Delta t6 \quad (\text{V.40})$$

Dessa forma tem-se:

$$\Delta t7 = D1 \cdot Ts - \frac{3Ir \cdot Ls}{Vg} \quad (\text{V.41})$$

#### Oitava etapa (t7-t8):

Inicia quando a chave  $Q1$  é bloqueada. Devido à  $Ic$ , o capacitor  $C1$  passa a se carregar de  $0$  a  $E + Vg$  e o capacitor  $C2$  passa a se descarregar de  $E + Vg$  a  $0$ . Este intervalo termina quando o capacitor  $C2$  se descarrega e é grampeado pelo diodo anti-paralelo  $D2$ . Em alguns casos, nessa etapa, a corrente  $iCs$  se inverte e é forçada a passar por  $Da$ .

$$V_{C1}(t) = \frac{I_c}{C1 + C2} \cdot t \quad (\text{V.42})$$

$$V_{C2}(t) = (E + Vg) - \frac{I_c}{C1 + C2} \cdot t \quad (\text{V.43})$$

$$V_{C3}(t) = V_{C6}(t) = 0 \quad (\text{V.44})$$

$$V_{C4}(t) = V_{C5}(t) = E + Vg \quad (\text{V.45})$$

$$V_{Ca}(t) = 0 \quad (\text{V.46})$$

$$i_{Cs}(t) = I1 - \frac{I_c}{2} \quad (\text{V.47})$$

$$i_{Ls}(t) = i_{Cs}(t) - I_a \quad (\text{V.48})$$

$$I1 = \frac{Vg}{Ls} \cdot \Delta t7 \quad (\text{V.49})$$

**Nona etapa (t8-t9):**

Inicia quando o capacitor  $C2$  se descarrega e é grampeado pelo diodo  $D2$ . A corrente  $i_{Ls}$  continua crescendo.

$$V_{C2}(t) = V_{C3}(t) = V_{C6}(t) = 0 \quad (\text{V.50})$$

$$V_{C1}(t) = V_{C4}(t) = V_{C5}(t) = E + Vg \quad (\text{V.51})$$

$$V_{Ca}(t) = 0 \quad (\text{V.52})$$

$$i_{Cs}(t) = \frac{Vg}{Ls} \cdot t - I2 \quad (\text{V.53})$$

$$i_{Ls}(t) = i_{Cs}(t) - I_a \quad (\text{V.54})$$

$$I2 = I1 - I_c \quad (\text{V.55})$$



$$\Delta t_9 = D_3 \cdot T_s - D_1 \cdot T_s \quad (\text{V.56})$$

**Décima etapa (t9-t10):**

Inicia quando a chave  $Q_3$  é bloqueada. Devido à  $I_b$ , o capacitor  $C_3$  passa a se carregar de  $\theta$  a  $E + V_g$  e o capacitor  $C_4$  passa a se descarregar de  $E + V_g$  a  $\theta$ . Este intervalo termina quando o capacitor  $C_4$  se descarrega e é grampeado pelo diodo anti-paralelo  $D_4$ . Em alguns casos, nessa etapa, a corrente  $i_{Cs}$  se inverte e é forçada a passar por  $D_a$ .

$$V_{C_3}(t) = \frac{I_b}{C_3 + C_4} \cdot t \quad (\text{V.57})$$

$$V_{C_2}(t) = (E + V_g) - \frac{I_b}{C_3 + C_4} \cdot t \quad (\text{V.58})$$

$$V_{C_2}(t) = V_{C_6}(t) = 0 \quad (\text{V.59})$$

$$V_{C_1}(t) = V_{C_5}(t) = E + V_g \quad (\text{V.60})$$

$$V_{C_a}(t) = 0 \quad (\text{V.61})$$

$$i_{C_s}(t) = I_3 - \frac{I_b}{2} \quad (\text{V.62})$$

$$i_{L_s}(t) = i_{C_s}(t) - I_a \quad (\text{V.63})$$

$$I_3 = \frac{V_g}{L_s} \cdot \Delta t_9 - I_2 \quad (\text{V.64})$$

**Décima primeira etapa (t10 –t11):**

Inicia quando o capacitor  $C_4$  se descarrega e é grampeado pelo diodo  $D_4$ . A corrente  $i_{L_s}$  continua crescendo.

$$V_{C_2}(t) = V_{C_4}(t) = V_{C_6}(t) = 0 \quad (\text{V.65})$$

$$V_{C_1}(t) = V_{C_3}(t) = V_{C_5}(t) = E + V_g \quad (\text{V.66})$$

$$V_{Ca}(t) = 0 \quad (\text{V.67})$$

$$i_{Cs}(t) = \frac{Vg}{Ls} \cdot t - I4 \quad (\text{V.68})$$

$$i_{Ls}(t) = i_{Cs}(t) \quad (\text{V.69})$$

$$I4 = I3 - Ib \quad (\text{V.70})$$

$$\Delta t11 = D6 \cdot Ts - D3 \cdot Ts \quad (\text{V.71})$$

**Décima segunda etapa (t11-t0):**

Inicia quando a chave *Q6* é bloqueada. Devido à *Ia*, o capacitor *C6* passa a se carregar de 0 a  $E + Vg$  e o capacitor *C5* passa a se descarregar de  $E + Vg$  a 0. Este intervalo termina quando o capacitor *C5* se descarrega e é grameado pelo diodo anti-paralelo *D5*. Em alguns casos, nessa etapa, a corrente *iCs* se inverte e é forçada a passar por *Da*.

Essa etapa termina quando a tensão em *C5* zera e é grameada pelo diodo *D5*, retornando à primeira etapa de operação.

$$V_{C6}(t) = \frac{Ia}{C5 + C6} \cdot t \quad (\text{V.72})$$

$$V_{C5}(t) = (E + Vg) - \frac{Ia}{C5 + C6} \cdot t \quad (\text{V.73})$$

$$V_{C2}(t) = V_{C4}(t) = 0 \quad (\text{V.74})$$

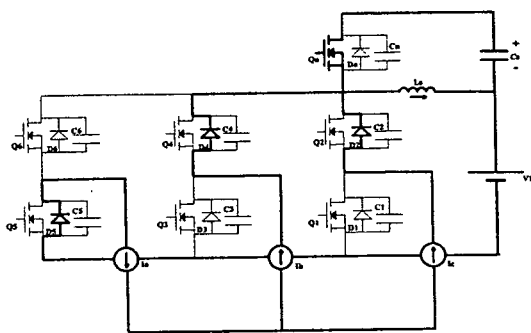
$$V_{C1}(t) = V_{C3}(t) = E + Vg \quad (\text{V.75})$$

$$V_{Ca}(t) = 0 \quad (\text{V.76})$$

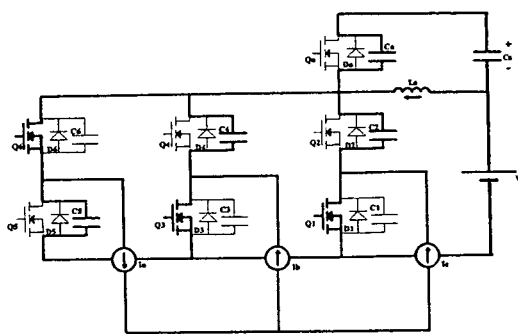
$$i_{Cs}(t) = I5 - \frac{Ia}{2} \quad (\text{V.77})$$

$$i_{Ls}(t) = i_{Cs}(t) + Ia \quad (\text{V.78})$$

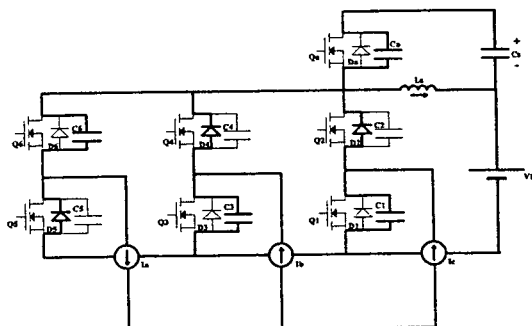
$$I5 = \frac{Vg}{Ls} \cdot \Delta t11 - I4 \quad (\text{V.79})$$



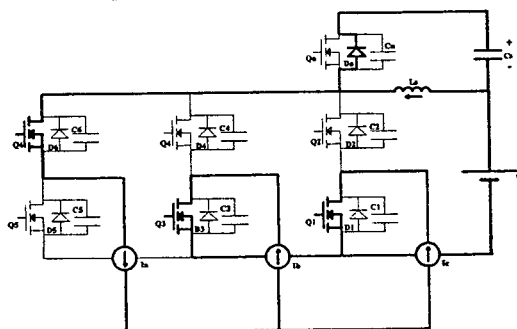
Primeira etapa de operação (t0-t1)



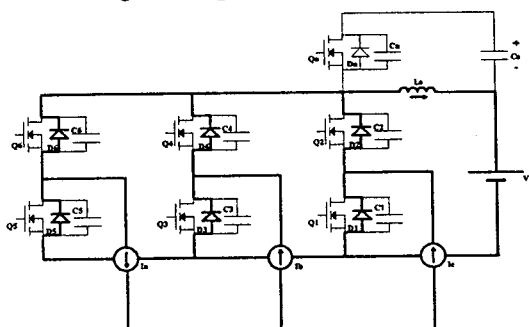
Quinta etapa de operação (t4-t5)



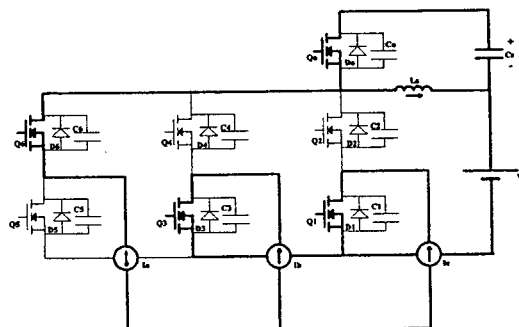
Segunda etapa de operação (t1-t2)



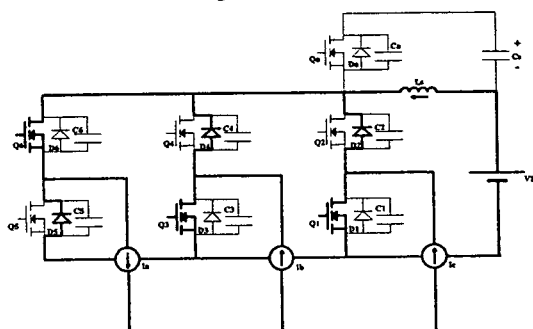
Sexta etapa de operação (t5-t6)



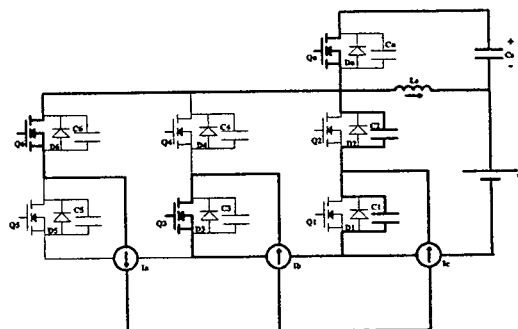
Terceira etapa de operação (t2-t3)



Sétima etapa de operação (t6-t7)



Quarta etapa de operação (t3-t4)



Oitava etapa de operação (t7-t8)

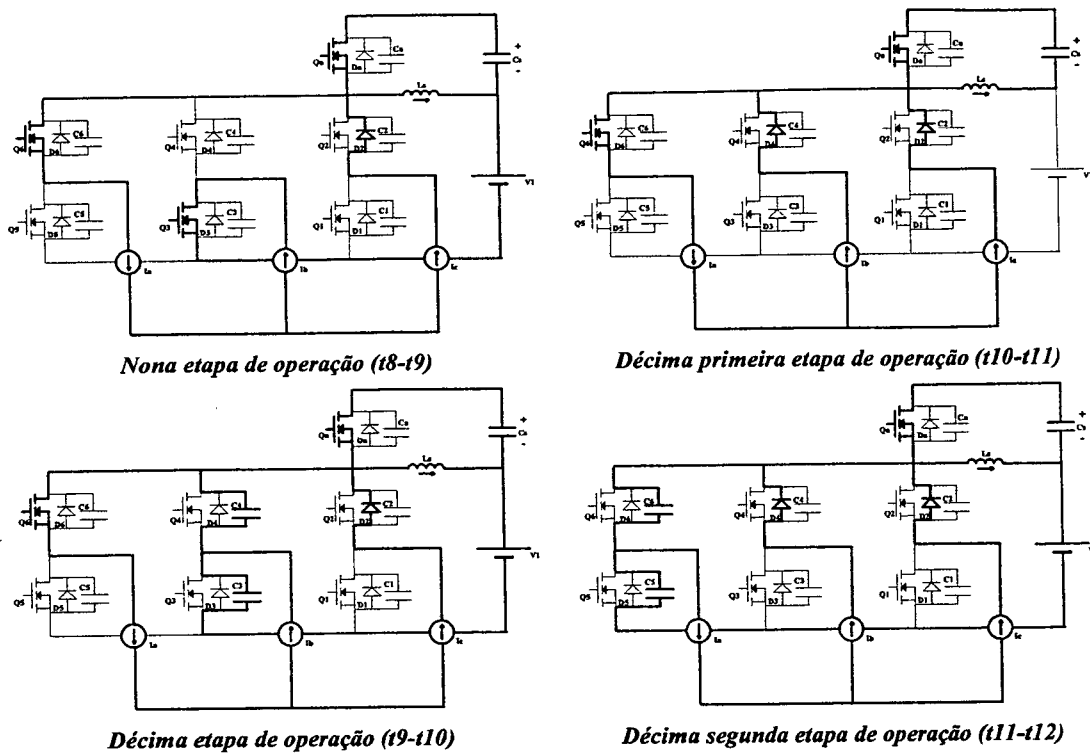


Fig. V. 2 – Etapas de Operação

### V.3.2. Formas de Onda

As principais formas de onda da operação do conversor podem ser observadas na Fig. V. 3.

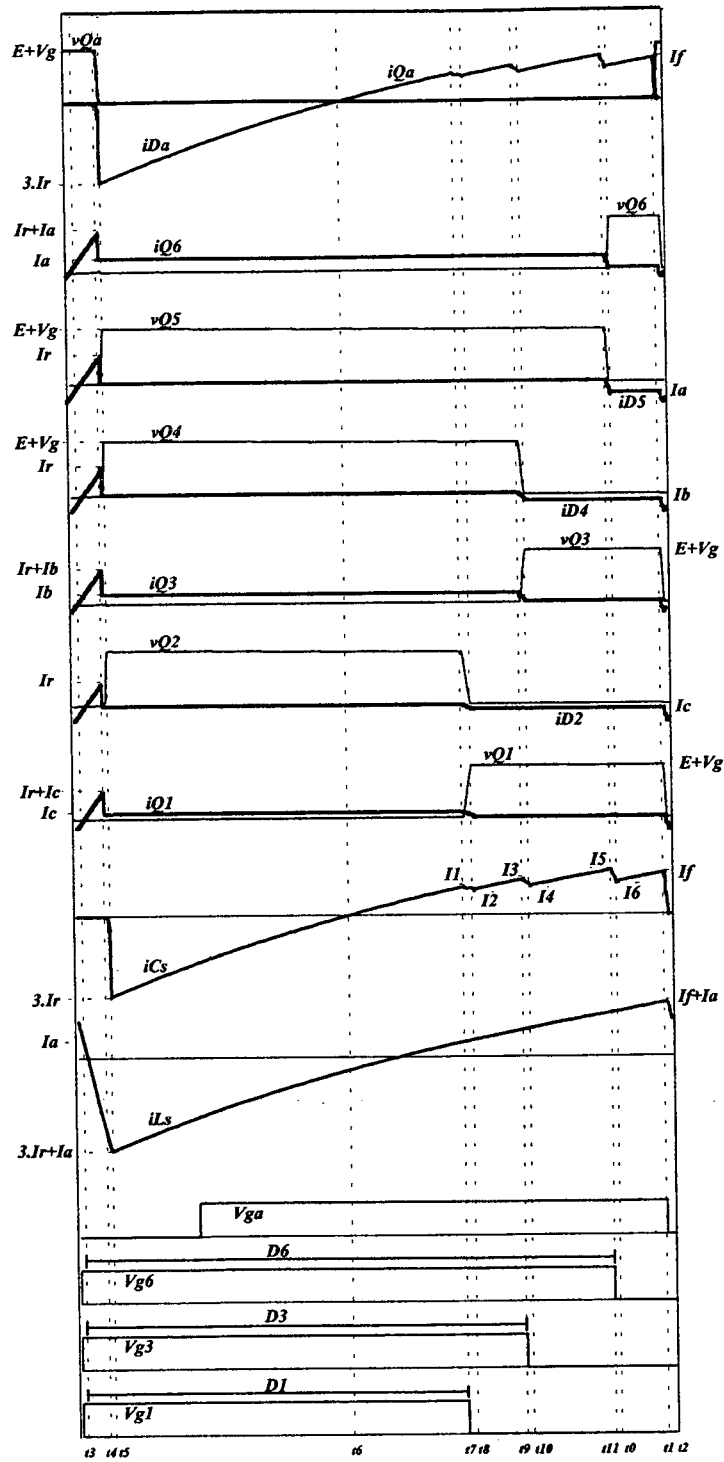


Fig. V. 3 – Principais Formas de Onda

## V.4. ANÁLISE QUANTITATIVA DO INVERSOR

Neste ítem será apresentada a análise matemática completa do inversor proposto, com a obtenção de ábacos e equações fundamentais para o projeto e dimensionamento.

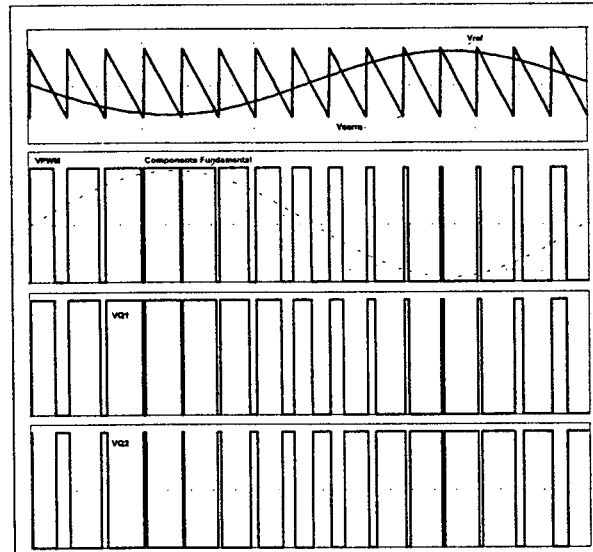
### V.4.1. Estratégia de Modulação

A modulação utilizada é a modulação PWM, obtida a partir da comparação de uma referência do sinal desejado na saída com um sinal modulador dente de serra. O resultado da comparação é um sinal PWM com frequência e amplitude fixas que será utilizado para comandar os interruptores principais complementarmente.

Estudos realizados mostraram que para o perfeito funcionamento do inversor com comutação suave nos quatro quadrantes, ou seja, com qualquer combinação na polaridade da tensão e corrente de saída, é necessário que o interruptor auxiliar seja sincronizado sempre com o interruptor que está conduzindo a corrente de carga.

Isso se deve ao fato de que a cada semiciclo da corrente de carga, os interruptores de cada braço alternam-se no papel de interruptor principal do circuito.

Na Fig. V. 4 pode-se observar alguns sinais da estratégia de modulação utilizada em cada braço.



*Fig. V. 4 – Estratégia de Modulação.*

O inversor poderá possuir em cada saída um filtro que será responsável pela demodulação da tensão modulada obtida, extraindo dela sua componente senoidal fundamental.

As tensões de saída do conversor são controladas pelo índice de modulação de amplitude ( $ma$ ), que é obtido pela razão do valor de pico do sinal de referência senoidal pelo valor de pico do sinal dente de serra.

$$ma = \frac{V_{p,ref}}{V_{p,serra}} \quad (\text{V.80})$$

A tensão de saída do inversor para um período de chaveamento pode ser expressa por:

$$V_{out} = \frac{E \cdot D}{2} \quad (\text{V.81})$$

Manipulando a Eq. V.81 obtém-se a razão cíclica instantânea para o inversor.

$$D = \frac{2 \cdot V_{out}}{E} \quad (\text{V.82})$$

A tensão de saída do inversor pode ser expressa por:

$$V_{out} = \sqrt{2} \cdot V_{out_{rms}} \cdot \text{sen}\omega t \quad (\text{V.83})$$

Onde  $\omega$  é expresso por:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad (\text{V.84})$$

$f$  – Frequência na carga.

Combinando as Eqs. V.82 e V.83 obtém-se:

$$D = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{out_{rms}} \cdot \text{sen}\omega t}{E} \quad (\text{V.85})$$

A máxima tensão de saída pode ser obtida pelo produto da tensão de entrada com a razão de modulação de amplitude. Dessa forma tem-se:

$$V_{out_p} = \frac{E \cdot ma}{2} \quad (\text{V.86})$$

O valor da tensão eficaz de saída é dado por:

$$V_{out_{rms}} = \frac{E \cdot ma}{2 \cdot \sqrt{2}} \quad (\text{V.87})$$

Combinando as Eqs. V.85 e V.87 obtém-se a expressão da razão cíclica do inversor.

$$D = ma \cdot \text{sen} \omega t \quad (\text{V.88})$$

Como o inversor possui três saídas defasadas de  $120^\circ$  entre si, existem então três razões cíclicas distintas:

$$D1 = ma \cdot \text{sen} \omega t \quad (\text{V.89})$$

$$D3 = ma \cdot \text{sen} \left( \omega t - 2 \cdot \frac{\pi}{3} \right) \quad (\text{V.90})$$

$$D6 = ma \cdot \text{sen} \left( \omega t - 4 \cdot \frac{\pi}{3} \right) \quad (\text{V.91})$$

#### V.4.2. Estudo da Tensão de Grampeamento

Uma das características mais importantes do inversor proposto é o grampeamento da tensão sobre os interruptores. A tensão máxima aplicada a cada interruptor é a tensão de barramento somada à tensão no capacitor de grampeamento  $C_s$ .

Para o dimensionamento dos interruptores e do capacitor é necessário que se conheça o comportamento da tensão de grampeamento,  $V_g$ .

A corrente média no capacitor de grampeamento deve ser zero para um período de chaveamento em regime permanente. Dessa forma, pode-se obter a expressão para  $V_g$ .

A corrente média instantânea em  $C_s$  é dada por:

$$iC_{s_{mi}} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{T_s/6} \left( \frac{V_g}{L_s} \cdot t - 3Ir \right) dt + \int_{T_s/6}^{T_s/3} \left( \frac{V_g}{L_s} \cdot t - 3Ir - Ic \right) dt + \int_{T_s/3}^{T_s/2} \left( \frac{V_g}{L_s} \cdot t - 3Ir - Ic - Ib \right) dt + \int_{T_s/2}^{T_s/3} \left( \frac{V_g}{L_s} \cdot t - 3Ir - Ic - Ib - Ia \right) dt \right] \quad (\text{I.92})$$

$T_s$  – Período de Chaveamento

Resolvendo a integral e considerando:



$$D1 = \frac{t7}{Ts} \quad (\text{I.93})$$

$$D3 = \frac{t9}{Ts} \quad (\text{I.94})$$

$$D6 = \frac{t11}{Ts} \quad (\text{I.95})$$

$$t1 \approx Ts \quad (\text{I.96})$$

$$iCs_{mi} = 0 \quad (\text{V.97})$$

Tem-se:

$$Vg = \frac{2Ls}{Ts} [3 \cdot Ir + Ia(2 - D1 - D6) + Ib(D1 - D3)] \quad (\text{I.98})$$

As correntes de saída são dadas por:

$$Ia = \frac{E \cdot ma}{2 \cdot Zca} \cdot \text{sen } \omega t \quad (\text{V.99})$$

$$Ib = \frac{E \cdot ma}{2 \cdot Zcb} \cdot \text{sen} \left( \omega t - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \quad (\text{V.100})$$

$$Ic = \frac{E \cdot ma}{2 \cdot Zcc} \cdot \text{sen} \left( \omega t - \frac{4 \cdot \pi}{3} \right) \quad (\text{V.101})$$

Onde  $Zca$ ,  $Zcb$  e  $Zcc$  são as impedâncias de carga que são expressas por:

$$Zca = \sqrt{Rca^2 + (\omega \cdot Lca)^2} \quad (\text{V.102})$$

$$Zcb = \sqrt{Rcb^2 + (\omega \cdot Lcb)^2} \quad (\text{V.103})$$

$$Zcc = \sqrt{Rcc^2 + (\omega \cdot Lcc)^2} \quad (\text{V.104})$$

$Rca$ ,  $Rcb$  e  $Rcc$  – Resistências de Carga

$L_{ca}$ ,  $L_{cb}$  e  $L_{cc}$  – Indutâncias de Carga

Combinando as Eqs. V.89, V.90, V.91, I.98, V.99, V.100, V.101, V.102, V.103, V.104, obtém-se a expressão para tensão em Cs.

$$V_g(t) = \frac{2 \cdot L_s}{T_s} \left[ 3 \cdot I_r + \frac{E \cdot m_a}{Z_{ca}} \cdot \text{sen } \alpha x - \frac{E \cdot m_a^2}{2 \cdot Z_{ca}} \cdot \text{sen}^2 \alpha x - \frac{E \cdot m_a^2}{2 \cdot Z_{ca}} \cdot \text{sen } \alpha x \cdot \text{sen} \left( \alpha x - \frac{4 \cdot \pi}{3} \right) + \frac{E \cdot m_a^2}{2 \cdot Z_{cb}} \cdot \text{sen } \alpha x \cdot \text{sen} \left( \alpha x - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) - \frac{E \cdot m_a^2}{2 \cdot Z_{cb}} \cdot \text{sen}^2 \left( \alpha x - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \quad (\text{V.105})$$

Onde  $I_r$  é o pico de recuperação reversa dos diodos antiparalelo e pode ser obtido por:

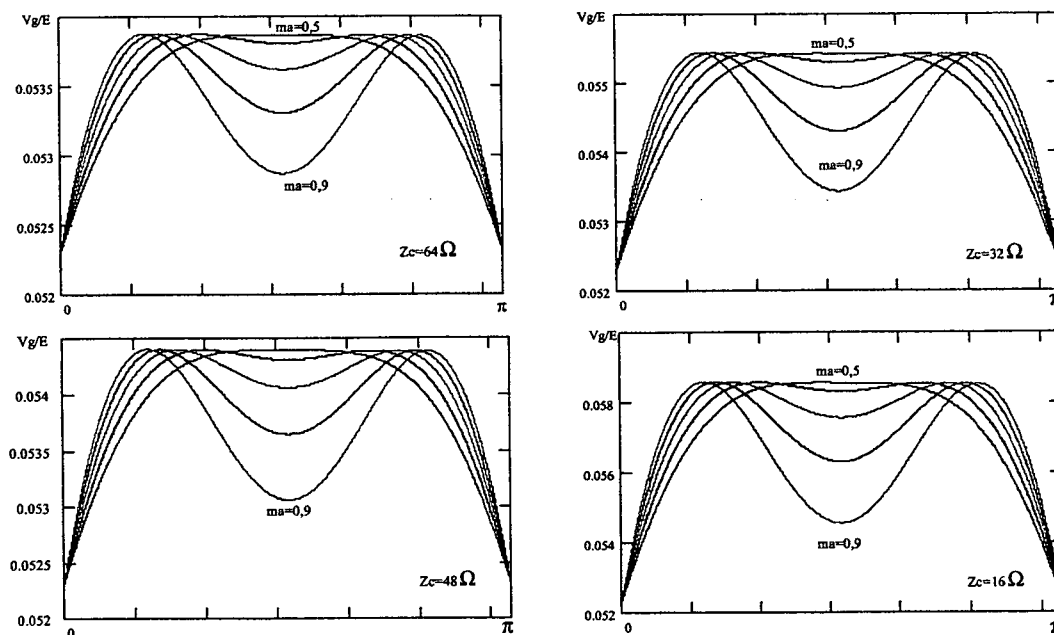
$$I_r = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot Q_{rr} \cdot \frac{E}{L_s}} \quad (\text{V.106})$$

$Q_{rr}$  – Carga de Recuperação Reversa

Parametrizando a Eq. V.105 tem-se:

$$\overline{V_g(t)} = \frac{V_g(t)}{E} \quad (\text{V.107})$$

A Eq. V.107 permite traçar algumas curvas mostrando o comportamento da tensão de grameamento em função da carga para diversos índices de modulação em amplitude e uma determinada combinação de parâmetros que serão implementados em laboratório. São eles:  $L_s = 10\mu\text{H}$ ;  $I_r = 17,4\text{A}$ ;  $T_s = 50\mu\text{s}$ ;  $E = 400\text{V}$



*Fig. V. 5 – Tensão de Grampeamento Parametrizada em Função da Carga.*

Observa-se que a tensão de grampeamento apresenta valores proporcionais muito reduzidos e sofrem uma pequena elevação com o aumento da carga.

Com isso conclui-se que a utilização deste circuito “snubber” implica numa elevação muito pequena da tensão nos interruptores em relação ao inversor trifásico convencional, o que justifica ainda mais sua aplicação.

#### V.4.3. Estudo da Comutação Suave

O inversor proposto possui a característica de operar com comutação suave para toda a faixa de carga, ou seja, uma vez projetado para uma determinada condição nominal a comutação suave irá ocorrer para qualquer valor de carga inferior.

Para garantir a comutação sob tensão nula é necessário que na segunda etapa de operação, a corrente que circula em  $L_s$  seja suficientemente grande para efetuar a descarga das capacitâncias  $C1$ ,  $C3$ ,  $C6$  e carga da capacitância  $C_a$ . Desta forma, por inspeção pode ser formulada a seguinte condição:

$$L_s I_f^2 \geq (C_a + C1 + C3 + C6)(V + V_g)^2 \quad (\text{V.108})$$

Onde  $V_g$  é a tensão sobre  $C_s$  (aproximadamente constante para um período de chaveamento). Como já foi observado anteriormente,  $V_g \ll E$ . Desta forma pode-se admitir:

$$I_f \min \geq E \sqrt{\frac{C_a + C1 + C3 + C6}{L_s}} \quad (\text{V.109})$$

A Eq. V.109 indica o mínimo valor que a corrente  $I_f$  deve assumir para garantir a comutação suave em toda a faixa de operação para uma determinada condição de carga.

A expressão da corrente  $I_f$  pode ser obtida analisando o comportamento da corrente no capacitor  $C_s$ .

$$I_f(t) = \frac{V_g}{L_s} \cdot T_s - 2 \cdot I_a - 3 \cdot I_r \quad (\text{V.110})$$

Combinando a Eq. V.110 com a Eq. V.105 e fazendo algumas simplificações obtém-se a expressão que representa a evolução da corrente  $I_f$ .

$$I_f(t) = 2 \cdot I_r + \frac{E \cdot m_a}{Z_{ca}} \cdot \sin \alpha - \frac{E \cdot m_a^2}{Z_{ca}} \cdot \sin^2 \alpha - \frac{E \cdot m_a^2}{Z_{ca}} \cdot \sin \alpha \cdot \sin \left( \alpha - \frac{4 \cdot \pi}{3} \right) + \frac{E \cdot m_a^2}{Z_{cb}} \cdot \sin \alpha \cdot \sin \left( \alpha - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) - \frac{E \cdot m_a^2}{Z_{cb}} \cdot \sin^2 \left( \alpha - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \quad (\text{V.111})$$

Parametrizando a Eq. V.111 têm-se:

$$\overline{I_f(t)} = \frac{I_f(t) \cdot Z_c}{E} \quad (\text{V.112})$$

As Eq. V.112 e V.109 permitem traçar algumas curvas mostrando o comportamento da corrente  $I_f$  em função da carga para diversas razões de modulação em amplitude e uma determinada combinação de parâmetros que serão implementados em laboratório. São eles:  $L_s = 10\mu\text{H}$ ;  $I_r = 17,4\text{A}$ ;  $T_s = 50\mu\text{s}$ ;  $E = 400\text{V}$ .

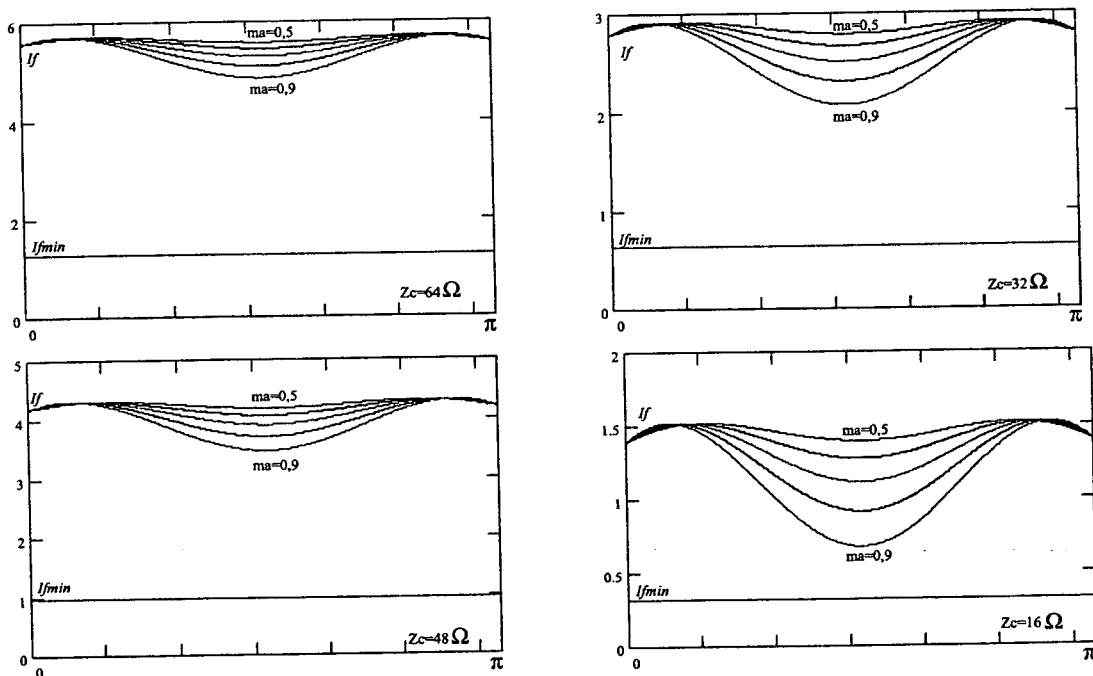


Fig. V. 6 – Comportamento de  $I_f$  Parametrizado em Função da Carga

Observa-se que a corrente  $I_f$  possui um ponto de mínimo que está situado em  $\pi/2$  e a corrente diminui sua intensidade com o aumento da carga. Para garantir a comutação suave em toda faixa de carga o valor mínimo da corrente  $I_f$  deve ser obtido a partir da Eq. V.112 e esse valor deve ser superior ao encontrado a partir da Eq. V.109.

#### V.4.4. Filtro de Saída

O projeto do filtro de saída é de fundamental importância para que o inversor opere com tensão de saída senoidal com conteúdo harmônico reduzido. Para uma melhor eficiência na eliminação dos harmônicos poderá ser utilizado um filtro composto por um indutor (**Lf**) em série com um capacitor (**Cf**).

Um procedimento de cálculo muito eficiente foi retirado da referência [9], que recomenda os seguintes cálculos:

$$R_c = \frac{V_{out_p}^2}{2 \cdot P_{out}} \quad (\text{V.113})$$

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot R_c \cdot \xi} \quad (\text{V.114})$$

Para o coeficiente de amortecimento  $\xi$  recomenda-se um valor superior a 0,7 para evitar oscilações indesejáveis.

$$0,7 \leq \xi \leq 1,0 \quad (\text{V.115})$$

A frequência de corte do filtro é definida a seguir, de onde pode-se extrair a expressão para o cálculo da indutância **Lf**.

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} \quad (\text{V.116})$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (\text{V.117})$$

$$L_f = \frac{1}{C_f \cdot \omega_c^2} \quad (\text{V.118})$$

A frequência de corte deve estar posicionada uma década abaixo da frequência de chaveamento e ser pelo menos cinquenta vezes maior que a frequência da rede para que não haja deslocamento de fase.

## V.5. ESFORÇOS NOS COMPONENTES:

Para efeitos de projeto e dimensionamento dos componentes serão obtidas as expressões e ábacos dos esforços de tensão e corrente nos componentes. Para o cálculo dos esforços nos interruptores serão desprezados os efeitos de comutação.

### V.5.1. Interruptores Principais (Q1, Q2, Q3, Q4, Q5 e Q6)

A corrente média instantânea, ou seja, a corrente média durante um período de comutação pode ser obtida através da seguinte expressão:

$$iQ1_{mi} = iQ2_{mi} = iQ3_{mi} = iQ4_{mi} = iQ5_{mi} = iQ6_{mi} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D1 \cdot T_s} I_a \cdot dt \quad (\text{V.119})$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iQ1_{mi} = I_a \cdot D1 \quad (\text{V.120})$$

Combinando a Eq. V.120 com as Eq. V.88 e V.99 encontra-se:

$$iQ1_{mi} = \frac{E \cdot ma^2 \cdot \text{sen}^2 \omega t}{2 \cdot Z_c} \quad (\text{V.121})$$

Considerando que  $Z_c = Z_{ca} = Z_{cb} = Z_{cc}$

As correntes média e eficaz para um período de carga são obtidas aplicando a definição sobre a corrente média instantânea obtida na Eq. V.121. Sendo assim, a corrente média nos interruptores principais é dada por:

$$iQ1_{med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{E \cdot ma^2}{2 \cdot Z_c} \cdot \text{sen}^2 \omega t \cdot d\omega t \quad (\text{V.122})$$

Resolvendo a integral têm-se:

$$iQ1_{med} = \frac{E \cdot ma^2}{8 \cdot Z_c} \quad (\text{V.123})$$

Parametrizando:

$$\overline{iQ1_{med}} = \frac{iQ1_{med} \cdot Z_c}{E} = \frac{ma^2}{8} \quad (\text{V.124})$$

De maneira semelhante obtém-se a expressão para corrente eficaz.

$$iQ1_{ef}^2 = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} \left( \frac{E \cdot ma^2}{2 \cdot Zc} \cdot \text{sen}^2 \omega t \right)^2 d\omega t \quad (\text{V.125})$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iQ1_{ef} = \frac{\sqrt{3} \cdot E \cdot ma^2}{8 \cdot Zc} = \sqrt{3} \cdot iQ1_{med} \quad (\text{V.126})$$

Parametrizando tem-se:

$$\overline{iQ1_{ef}} = \frac{iQ1_{ef} \cdot Zc}{E} = \frac{\sqrt{3} \cdot ma^2}{8} \quad (\text{V.127})$$

A partir das Eqs. V.124 e V.127 podemos traçar as curvas das correntes média e eficaz parametrizadas nos interruptores principais.

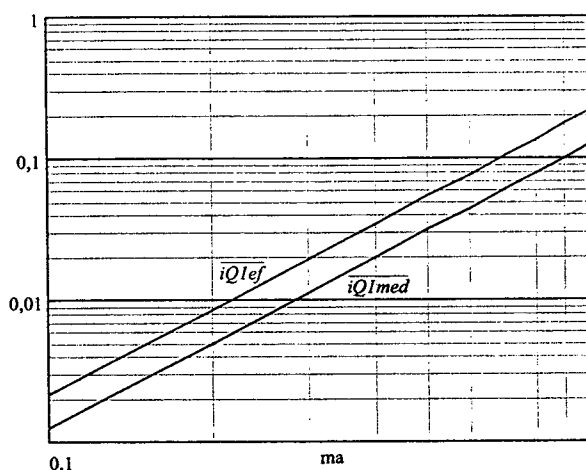


Fig. V. 7 – Correntes Média e Eficaz Parametrizadas nos Interruptores Principais.

### V.5.2. Interruptor Auxiliar

A corrente média instantânea é obtida pela seguinte expressão:

$$iQa_{mi} = \frac{1}{Ts} \cdot \left[ \int_{t6}^{t7} \frac{Vg}{Ls} \cdot t \, dt + \int_{t7}^{t9} \left( \frac{Vg}{Ls} \cdot t - Ic \right) dt + \int_{t9}^{t11} \left( \frac{Vg}{Ls} \cdot t - Ib \right) dt + \int_{t11}^{t1} \left( \frac{Vg}{Ls} \cdot t - Ia \right) dt \right] \quad (\text{V.128})$$

Resolvendo tem-se:

$$iQ_{a_{mi}} = \frac{Vg \cdot Ts}{2 \cdot Ls} - \frac{9 \cdot Ir^2 \cdot Ls}{Vg \cdot Ts} - Ic(D3 - D1) - Ib(D6 - D3) - Ia(1 - D6) \quad (\text{V.129})$$

A corrente média é obtida pela seguinte expressão:

$$iQ_{a_{med}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left( \frac{Vg \cdot Ts}{2 \cdot Ls} - \frac{9 \cdot Ir^2 \cdot Ls}{Vg \cdot Ts} - Ic(D3 - D1) - Ib(D6 - D3) - Ia(1 - D6) \right) d\omega t \quad (\text{V.130})$$

Parametrizando:

$$\overline{iQ_{a_{med}}} = \frac{iQ_{a_{med}} \cdot Zc}{E} \quad (\text{V.131})$$

A corrente eficaz é obtida por:

$$iQ_{a_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left\{ \frac{Vg \cdot Ts}{2 \cdot Ls} - \frac{9 \cdot Ir^2 \cdot Ls}{Vg \cdot Ts} - Ic(D3 - D1) - Ib(D6 - D3) - Ia(1 - D6) \right\}^2 d\omega t} \quad (\text{V.132})$$

Parametrizando:

$$\overline{iQ_{a_{ef}}} = \frac{iQ_{a_{ef}} \cdot Zc}{E} \quad (\text{V.133})$$

A partir das Eqs. V.131 e V.133 pode-se traçar as curvas das correntes média e eficaz parametrizadas no interruptor auxiliar para alguns parâmetros. São eles:  $Ls = 10\mu\text{H}$ ;  $Ir = 17,4\text{A}$ ;  $Ts = 50\mu\text{s}$ ;  $E = 400\text{V}$ .

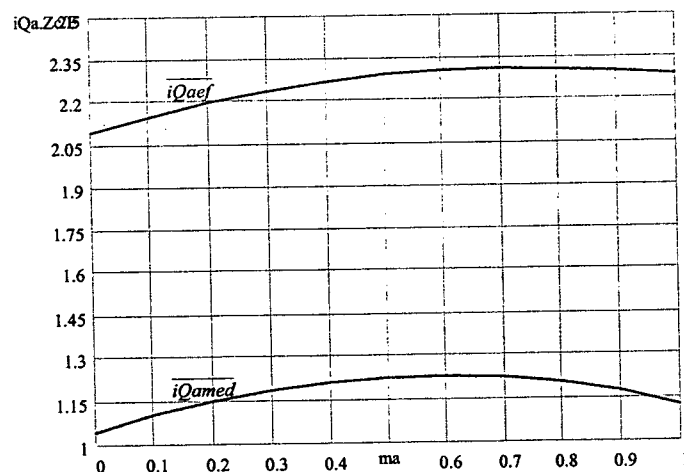


Fig. V. 8 – Correntes Média e Eficaz Parametrizadas no Interruptor Auxiliar.



### V.5.3. Diodos Principais

A corrente média instantânea para os diodos principais é dada por:

$$iD1_{mi} = iD2_{mi} = iD3_{mi} = iD4_{mi} = iD5_{mi} = iD6_{mi} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D)T_s} Ia \cdot dt \quad (\text{V.134})$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iD1_{mi} = Ia \cdot (1 - D1) \quad (\text{V.135})$$

Combinando a Eq. V.135 com as Eq. V.88 e V.99 encontra-se:

$$iD1_{mi} = \frac{E \cdot ma \cdot \text{sen } \omega t}{2 \cdot Zc} - \frac{E \cdot ma^2 \cdot \text{sen}^2 \omega t}{2 \cdot Zc} \quad (\text{V.136})$$

A corrente média é obtida pela seguinte expressão:

$$iD1_{med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} \left( \frac{E \cdot ma \cdot \text{sen } \omega t}{2 \cdot Zc} - \frac{E \cdot ma^2 \cdot \text{sen}^2 \omega t}{2 \cdot Zc} \right) d\omega t \quad (\text{V.137})$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iD1_{med} = \frac{E \cdot ma}{Zc} \cdot \left( \frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{ma}{8} \right) \quad (\text{V.138})$$

Parametrizando:

$$\overline{iD1_{med}} = \frac{iD1_{med} \cdot Zc}{E} \quad (\text{V.139})$$

De maneira semelhante obtém-se a expressão para corrente eficaz.

$$iD1_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} \left( \frac{E \cdot ma \cdot \text{sen } \omega t}{2 \cdot Zc} - \frac{E \cdot ma^2 \cdot \text{sen}^2 \omega t}{2 \cdot Zc} \right)^2 d\omega t} \quad (\text{V.140})$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iD1_{ef} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left[ \frac{E^2 \cdot ma^2 \cdot (-32 \cdot ma + 12 \cdot \pi + 9 \cdot ma^2)}{96 \cdot Zc^2} - \frac{E^2 \cdot ma^3}{3 \cdot Zc^2} \right]} \quad (\text{V.141})$$

Parametrizando tem-se:

$$\overline{iD1_{ef}} = \frac{iD1_{ef} \cdot Z_c}{E} \quad (\text{V.142})$$

A partir das Eqs. V.139 e V.142 pode-se traçar as curvas das correntes média e eficaz parametrizadas nos diodos principais.

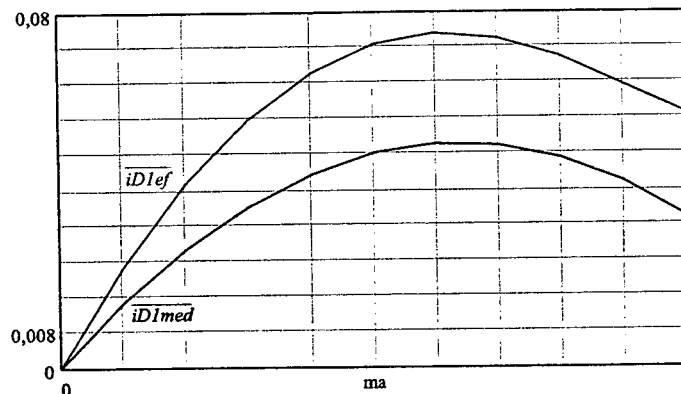


Fig. V. 9 – Correntes Média e Eficaz Parametrizadas nos Diodos Principais.

#### V.5.4. Diodo Auxiliar

A corrente média instantânea para o diodo auxiliar é dada por:

$$iDa_{mi} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_6} \left( \frac{V_g}{L_s} \cdot t - 3 \cdot I_r \right) dt \quad (\text{V.143})$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iDa_{mi} = \frac{9 \cdot I_r^2 \cdot L_s}{2 \cdot T_s \cdot V_g} \quad (\text{V.144})$$

A corrente média é obtida pela seguinte expressão:

$$iDa_{med} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left( \frac{9 \cdot I_r^2 \cdot L_s}{2 \cdot T_s \cdot V_g} \right) d\omega t \quad (\text{V.145})$$

Parametrizando:

$$\overline{iD_{a_{med}}} = \frac{iD_{a_{med}} \cdot Z_c}{E} \quad (\text{V.146})$$

De maneira semelhante obtém-se a expressão para corrente eficaz.

$$iD_{a_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left( \frac{9 \cdot I_r^2 \cdot L_s}{2 \cdot T_s \cdot V_g} \right)^2 d\omega t} \quad (\text{V.147})$$

Parametrizando tem-se:

$$\overline{iD_{a_{ef}}} = \frac{iD_{a_{ef}} \cdot Z_c}{E} \quad (\text{V.148})$$

A partir das Eqs. V.146 e V.148 podemos traçar as curvas das correntes média e eficaz parametrizadas nos diodos auxiliares para alguns parâmetros. São eles:  $L_s = 10\mu\text{H}$ ;  $I_r = 17,4\text{A}$ ;  $T_s = 50\mu\text{s}$ ;  $E = 400\text{V}$ .

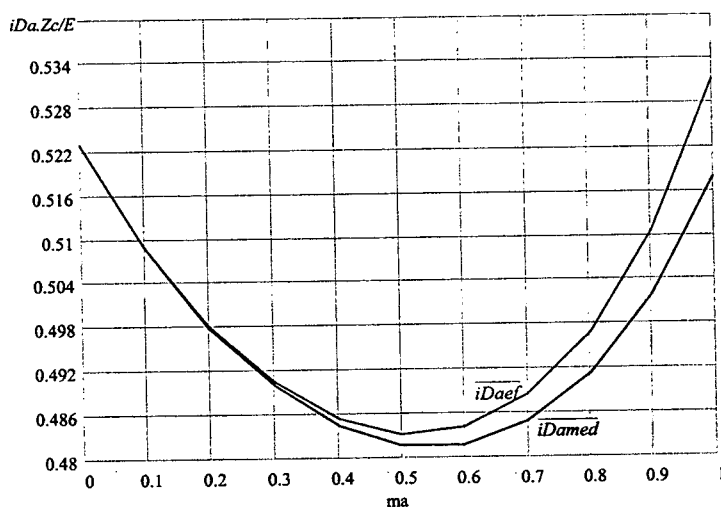


Fig. V.10 – Correntes Média e Eficaz Parametrizadas nos Diodos Auxiliares.

### V.5.5. Capacitor Auxiliar

A corrente eficaz no capacitor auxiliar pode ser obtida pela seguinte expressão:

$$iC_{s_{ef}} = \sqrt{iQ_{a_{ef}}^2 + iD_{a_{ef}}^2} \quad (\text{V.149})$$

Parametrizando:

$$\overline{iC_{s_{ef}}} = \frac{iC_{s_{ef}} \cdot Z_c}{E} \quad (\text{V.150})$$

A partir da Eq. V.150 obtém-se a curva da corrente eficaz parametrizada no capacitor auxiliar para alguns parâmetros. São eles:  $L_s = 10\mu\text{H}$ ;  $I_r = 17,4\text{A}$ ;  $T_s = 50\mu\text{s}$ ;  $E = 400\text{V}$ .

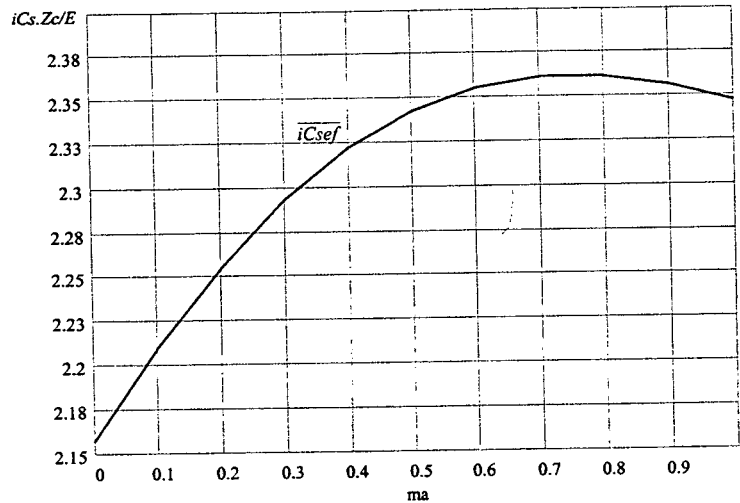


Fig. V. 11 – Corrente Eficaz Parametrizada no Capacitor Auxiliar.

### V.5.6. Indutor auxiliar

A corrente média instantânea nos indutores auxiliares é dada pela seguinte expressão:

$$iL_{s_{mi}} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} \left( \frac{V_g}{L_s} \cdot t - 3 \cdot I_r - I_a \right) dt \quad (\text{V.151})$$

Resolvendo a integral tem-se:

$$iL_{s_{mi}} = \frac{V_g \cdot T_s}{2 \cdot L_s} - 3 \cdot I_r - I_a \quad (\text{V.152})$$

A corrente eficaz no enrolamento é dada pela seguinte expressão:

$$iLs_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[ \int_0^{2\pi} (iLs_{mi})^2 dt \right]} \quad (\text{V.153})$$

Parametrizando tem-se:

$$\frac{iLs_{ef}}{E} = \frac{iLs_{ef} \cdot Zc}{E} \quad (\text{V.154})$$

A partir da Eq. V.154 obtém-se a curva da corrente eficaz parametrizada nos indutores auxiliares:

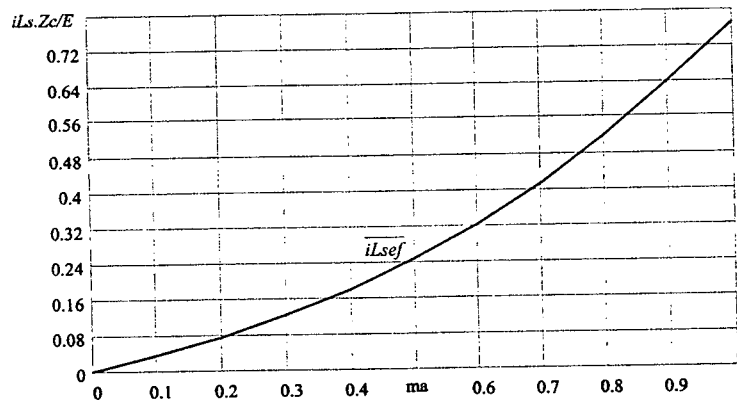


Fig. V. 12 – Corrente Eficaz Parametrizada no Indutor Auxiliar

## V.6. PROCEDIMENTO DE PROJETO

O inversor trifásico estudado é composto, em seu circuito principal por três braços de interruptores controlados e apenas um circuito “snubber”. Sendo assim, optou-se por um projeto onde cada braço de interruptores processe a mesma potência do inversor apresentado no capítulo II, com as mesmas especificações, para fins de comparação entre eles.

O projeto de inversores geralmente é dividido em duas etapas distintas: dimensionamento básico e projeto físico. Neste caso esse procedimento padrão deve ser um pouco alterado devido ao fato que a característica dos componentes influencia diretamente na operação do circuito.

### V.6.1. Especificações Gerais

$$E = 400V$$

$$V_{out,rms} = 127 V$$

$$P_{out} 3\phi = 3.000VA$$

Tensão de Barramento

Tensão Eficaz em Cada Saída

Potência de Saída Trifásica

$$P_{out} = 1.000VA$$

$$I_{out} = 7,88A$$

$$f_s = 20kHz$$

$$f = 60Hz$$

$$L_{ca} = L_{cb} = L_{cc} = 2,5mH$$

$$R_{ca} = R_{cb} = R_{cc} = 16\Omega$$

*Potência de Saida Monofásica*

*Corrente Eficaz em Cada Saida*

*Frequência de Comutação*

*Frequência de Carga*

*Indutância de Carga*

*Resistência de Carga*

### V.6.2. Escolha do Indutor Auxiliar

O indutor auxiliar é responsável pelo controle da derivada de corrente no funcionamento do inversor. A derivada de corrente está diretamente relacionada com o máximo valor que atingirá a corrente de recuperação reversa dos diodos anti-paralelo. Além disso, uma derivada de corrente muito alta implica numa elevada taxa de interferência eletromagnética.

Para favorecer o projeto, escolhe-se uma derivada de corrente que seja usual em catálogos de diodos fornecidos pelos fabricantes de maneira a facilitar a obtenção de parâmetros fundamentais para o dimensionamento do inversor. Sendo assim, optou-se pela utilização de uma derivada de  $40A/\mu s$ .

Sabendo que:

$$L_s = \frac{E}{\frac{di}{dt}} = \frac{400V}{40 \frac{A}{\mu s}} = 10\mu H \quad (V.155)$$

### V.6.3. Dimensionamento dos Diodos Anti-paralelo

O segundo passo na execução do projeto é o dimensionamento dos diodos. Isso se deve à dependência do conversor à corrente de recuperação reversa dos diodos. Quanto mais lento for o diodo, melhor é a comutação dos interruptores e maior é a faixa de potência onde pode ser aplicado o inversor.

Sendo assim, dadas as especificações, deve-se calcular os esforços para os diodos e realizar a escolha dentro da disponibilidade.

Utilizando a Eq. V.87

$$ma = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 127V}{400V} = 0,9 \quad (\text{V.156})$$

Para efeitos de projeto consideramos que a carga do inversor é equilibrada, ou seja,  $Z_{ca} = Z_{cb} = Z_{cc}$ .

As impedâncias de carga são dadas pela Eq. V.102.

$$Z_c = \sqrt{16\Omega^2 + (2 \cdot \pi \cdot 60\text{Hz} \cdot 2,5\text{mH})^2} \cong 16\Omega \quad (\text{V.157})$$

A corrente média nos diodos principais pode ser obtida pela Eq. V.138.

$$i_{D1_{med}} = \frac{400V \cdot 0,9}{16,11} \cdot \left( \frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{0,9}{8} \right) = 1,048A \quad (\text{V.158})$$

A tensão máxima nos diodos é dada pela Eq. V.2.

Na Fig. V. 5 pode-se observar que a tensão máxima em Cs chega a aproximadamente 6% da tensão de barramento. Sendo assim considera-se 500V como um valor razoável para a tensão nos diodos.

Nota-se na Eq. V.105 que um cálculo preciso da tensão de grampeamento só pode ser realizado após a escolha do diodo e da respectiva corrente de recuperação reversa.

Como já foi descrito anteriormente, é interessante para o desempenho do inversor que o diodo escolhido seja lento. Optou-se pela utilização do diodo intrínseco do Mosfet **IRFP 460** que possui as características abaixo relacionadas.

$$V_{dss} = 500V$$

$$I_s = 20A$$

$$Q_{rr} = 5.7\mu C$$

*Tensão Reversa Máxima*

*Corrente Média do Diodo*

*Carga de Recuperação Reversa*

A escolha do diodo do Mosfet se deu devido a imprecisão dos modelos de simulação para diodos lentos, que não apresentam o efeito da recuperação reversa, impossibilitando a análise do inversor. Nos modelos de simulação para os Mosfets e diodos rápidos essa característica é bem explorada. Desta forma, o projeto pode ser confirmado pela simulação numérica do conversor.

Calculando o período de comutação:

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{20\text{KHz}} = 50\mu\text{s} \quad (\text{V.159})$$

A corrente de recuperação é obtida com a Eq. V.106.

$$I_r = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot 5,7\mu\text{C} \cdot \frac{400\text{V}}{10\mu\text{H}}} = 17,4\text{A} \quad (\text{V.160})$$

Utilizando a Eq. V.105 obtém-se o gráfico da Fig. V. 5. Observando que para  $Z_c=16\Omega$  e  $m_a=0,9$  a tensão máxima parametrizada é aproximadamente 0,06. Aplicando a Eq. V.107 tem-se:

$$V_g = 400\text{V} \cdot 0,06 = 24\text{V} \quad (\text{V.161})$$

Dessa forma, a Eq. V.2 dá o valor exato da tensão reversa no diodo que é a mesma para todos os diodos e interruptores.

$$V_{D1} = 400\text{V} + 8\text{V} = 424\text{V} \quad (\text{V.162})$$

Como já destacou-se anteriormente, o acréscimo de tensão nos interruptores é muito pequeno em relação ao inversor trifásico convencional.

#### V.6.4. Dimensionamento dos Interruptores Principais

A tensão máxima é a mesma aplicada nos diodos e foi calculada na Eq. V.162.

A corrente média pode ser obtida utilizando a Eq. V.123.

$$i_{Q1_{med}} = \frac{400\text{V} \cdot 0,9^2}{8 \cdot 16\Omega} = 2,55\text{A} \quad (\text{V.163})$$

A corrente eficaz pode ser obtida utilizando a Eq. V.126.

$$i_{Q1_{ef}} = \sqrt{3} \cdot 2,55\text{A} = 4,42\text{A} \quad (\text{V.164})$$

Dentre os interruptores disponíveis no laboratório, duas opções foram analisadas, Mosfet **IRFP460** e IGBT **IRG4PC50W**.

O Mosfet em questão possui as seguintes características para uma temperatura de junção de  $100^\circ\text{C}$ .:

$$V_{dss} = 500\text{V}$$

*Tensão Reversa Máxima*

$$I_d = 13\text{A}$$

*Corrente Contínua Máxima*



$$R_{ds} = 0,485\Omega$$

*Resistência de Condução*

As perdas em condução podem ser simplificadas por:

$$P_{Mos} = R_{ds} \cdot i_{Q1_{ef}}^2 = 0,485\Omega \cdot 4,42A^2 = 9,5W \quad (V.165)$$

O IGBT proposto possui as seguintes características para uma temperatura de junção de 100°C.:

$$V_{ces} = 600V$$

*Tensão Reversa Máxima*

$$I_c = 27A$$

*Corrente Contínua Máxima*

$$V_{ce} = 1,75V$$

*Queda de Tensão em Condução*

As perdas em condução podem ser simplificadas por:

$$P_{IGBT} = V_{ce} \cdot i_{Q1_{med}} = 1,75V \cdot 2,55A = 4,46W \quad (V.166)$$

O interruptor escolhido foi o IGBT **IRG4PC50W**. A escolha foi feita pelas seguintes razões:

- ⇒ As perdas por condução no IGBT atingiram menos da metade do valor encontrado para o Mosfet.
- ⇒ A queda de tensão em condução do IGBT diminui com o aumento da temperatura, enquanto a resistência de condução do Mosfet aumenta com a temperatura.
- ⇒ As perdas no Mosfet elevam-se quadraticamente em relação a corrente eficaz tornando seu uso mais restrito ainda para potências maiores.

Os interruptores IGBT geralmente não são recomendados para conversores com comutação ZVS, devido à presença de sua corrente de cauda. Neste caso, o interruptor escolhido possui um tempo de bloqueio de aproximadamente 150ns e é recomendado pelo fabricante para utilização até a frequência de 150 kHz. Uma análise criteriosa de perdas totais considerando as perdas por comutação no bloqueio deverão ser objeto de estudo futuro.

### V.6.5. Dimensionamento do Diodo Auxiliar

Com a ajuda da Fig. V. 10 pode-se obter a corrente média parametrizada. Utilizando a Eq. V.146 obtém-se o valor da corrente média no diodo auxiliar.

$$iDa_{med} = \frac{0,502 \cdot 400V}{16\Omega} = 12,55A \quad (V.167)$$

Utilizando a Eq. V.148 obtém-se o valor da corrente eficaz no diodo auxiliar.

$$iDa_{ef} = \frac{0,51 \cdot 400V}{16\Omega} = 12,75A \quad (V.168)$$

A tensão reversa máxima foi obtida na Eq. V.162.

Será utilizado o diodo intrínseco do Mosfet **IRFP 460** cujas características já foram apresentadas anteriormente.

### V.6.6. Dimensionamento Do Interruptor Auxiliar

A tensão máxima é a mesma aplicada nos diodos e foi calculada na Eq. V.162.

A corrente média pode ser obtida utilizando a Fig. V. 8 e a Eq.V.131.

$$iQa_{med} = \frac{1,2 \cdot 400V}{16\Omega} = 30A \quad (V.169)$$

A corrente eficaz pode ser obtida utilizando a Fig. V. 8 e a Eq.V.133.

$$iQa_{ef} = \frac{2,3 \cdot 400V}{16\Omega} = 57,5A \quad (V.170)$$

Dentre os interruptores disponíveis já descritos optou-se pelo IGBT **IRG4PC50W** pelas mesmas razões anteriores.

### V.6.7. Dimensionamento do Capacitor Auxiliar

O valor máximo da tensão no capacitor foi calculado na Eq. V.161.

O valor da corrente eficaz pode ser obtido com a Eq. V.149.

$$iC_{s_{ef}} = \sqrt{57,5A^2 + 12,75A^2} = 58,89A \quad (\text{V.171})$$

### V.6.8. Dimensionamento do Indutor Auxiliar

A corrente eficaz no indutor auxiliar pode ser obtida através da Fig. V. 12 e da Eq V.154.

$$iL_{s_{ef}} = 0,64 \cdot \frac{400V}{16\Omega} = 16A \quad (\text{V.172})$$

A corrente de pico nos indutores é a soma entre o valor máximo da corrente  $I_{fe}$  e o valor de pico da corrente de carga. Utilizando a Fig. V. 6 e a Eq. V.112 obtém-se o valor máximo de  $I_f$ .

$$I_{f_{\max}} = 1,5 \cdot \frac{400V}{16\Omega} = 37,5A \quad (\text{V.173})$$

A corrente de pico nos indutores é dada por:

$$iL_{s_{pico}} = I_{f_{\max}} + \sqrt{2} \cdot I_{out} = 37,5A + \sqrt{2} \cdot 7,88A = 48,6A \quad (\text{V.174})$$

O próximo passo consiste em fazer o dimensionamento físico do indutor.

Considerando:

$K_w = 0,7$  Fator de Utilização da Área do Enrolamento

$B_{\max} = 0,3 \text{ T}$  Densidade de Fluxo Magnético Máxima

$J_{\max} = 350 \text{ A/cm}^2$  Densidade de Corrente Máxima

O produto das áreas da janela e entreferro é determinada pela seguinte expressão:

$$AeAw = \frac{L_s \cdot iL_{s_{pico}} \cdot iL_{s_{ef}} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot J_{\max}} = \frac{10\mu H \cdot 48,6A \cdot 16A \cdot 10^4 \cdot \text{cm}^2}{0,3T \cdot 350A/\text{cm}^2} = 0,740 \quad (\text{V.175})$$

Escolhe-se o núcleo IP12 – EE30/14 .

$Ae = 1,2 \text{ cm}^2$  Área da Seção Transversal do Núcleo

O número de espiras é determinada pela seguinte expressão:

$$N = \frac{L_s \cdot iL_{s \text{ pico}} \cdot 10^4}{B_{\text{max}} \cdot Ae} = \frac{10\mu H \cdot 48,6A \cdot 10^4}{0,3 \cdot 1,2} = 14 \text{ espiras} \quad (\text{V.176})$$

Com a seguinte expressão determina-se o entreferro total :

$$lg = \frac{N^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{L_s} = \frac{14^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,2 \cdot 10^{-2}}{10\mu H} = 3 \text{ mm} \quad (\text{V.177})$$

Entreferro em cada perna do núcleo:

$$\Delta lg = \frac{lg}{2} = 1,5 \text{ mm} \quad (\text{V.178})$$

Determina-se a seção do condutor:

$$S = \frac{iL_{s \text{ ef}}}{J_{\text{max}}} = \frac{16A}{350A/cm^2} = 0,0457 \text{ cm}^2 \quad (\text{V.179})$$

Considerando-se o efeito pelicular, o diâmetro máximo admitido pode ser encontrado por:

$$diam = 2 \cdot \frac{6,2}{\sqrt{fs}} = \frac{2 \cdot 6,2}{\sqrt{20KHz}} = 0,088 \text{ cm} \quad (\text{V.180})$$

Optou-se pela utilização do fio 20 AWG que possui diâmetro de 0,081cm e seção de 0,0051cm<sup>2</sup>.

O número de fios em paralelo é dado por:

$$n = \frac{S}{S_{20}} = \frac{0,0457 \text{ cm}^2}{0,0051 \text{ cm}^2} \cong 9 \text{ fios em paralelo} \quad (\text{V.181})$$

### V.6.9. Cálculo de Perdas

Para o dimensionamento do dissipador é necessário que se calculem as perdas nos semicondutores. Como o inversor trabalha com comutação suave, considerou-se que existem apenas perdas por condução.

Interruptores principais:

$$P_{Q1} = V_{ce} \cdot i_{Q1 \text{ med}} = 1,75V \cdot 2,55A = 4,46W \quad (\text{V.182})$$

Interruptor auxiliar:

$$P_{Qa} = V_{ce} \cdot i_{Qa_{med}} = 1,75V \cdot 30A = 52,5W \quad (\text{V.183})$$

Diodos principais:

$$P_{D1} = V_{ce} \cdot i_{D1_{med}} = 1,8V \cdot 1,05A = 1,89W \quad (\text{V.184})$$

Diodo Auxiliar

$$P_{Da} = V_{ce} \cdot i_{Da_{med}} = 1,8V \cdot 12,55A = 22,6W \quad (\text{V.185})$$

As perdas totais são dadas por:

$$\begin{aligned} P_T &= 6 \cdot P_{Q1} + P_{Qa} + 6 \cdot P_{D1} + P_{Da} \\ P_T &= 6 \cdot 4,46W + 52,5W + 6 \cdot 1,89W + 22,6W \quad (\text{V.186}) \\ P_T &= 113,2W \end{aligned}$$

## V.7. SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Para a confirmação do funcionamento e do projeto do conversor foram realizadas simulações numéricas utilizando o programa Pspice.

### V.7.1. Circuito Utilizado

O diagrama esquemático do circuito utilizado para a simulação pode ser observado na Fig. V. 13

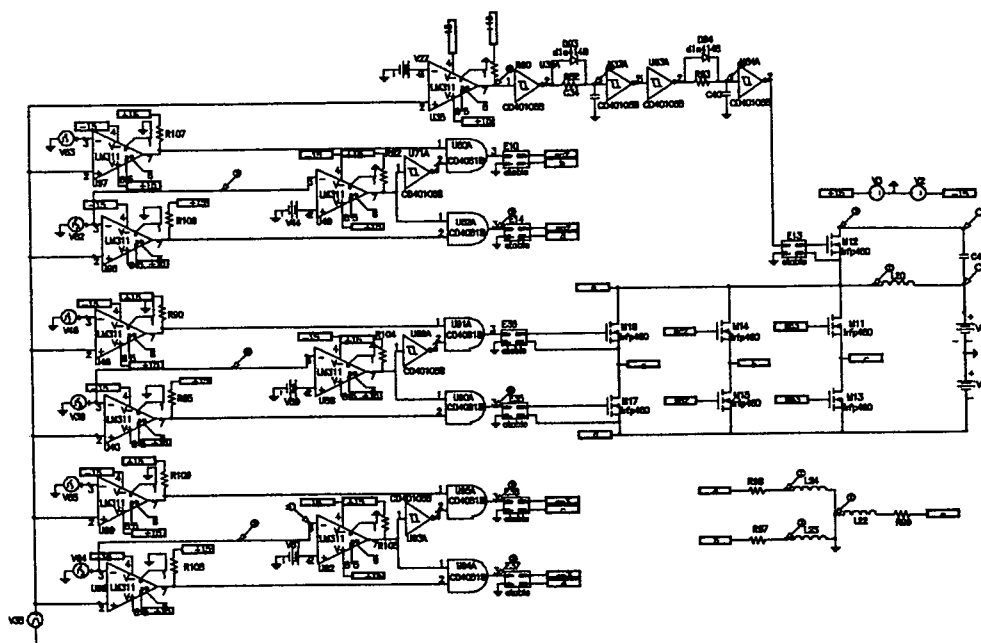


Fig. V. 13 – Esquemático Utilizado na Simulação.

O arquivo texto de entrada de dados gerado pelo circuito esquemático acima pode ser visto a seguir:

\* Schematics Netlist \*

```

R_R104  $N_0001 +15 4.7k
V_V59   $N_0002 0 2V
X_U89A  $N_0001 $N_0003 +15 0 CD40106B PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
M_M15   b sp2 d d IRFP460
M_M13   c sp3 d d IRFP460
M_M11   e sc3 c c IRFP460
M_M14   e sc2 b b IRFP460
V_V47   0 d 200V
X_U91A  $N_0004 $N_0003 $N_0005 15 0 CD4081B PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
M_M16   e $N_0006 a a IRFP460
M_M17   a $N_0007 d d IRFP460
E_E36   $N_0006 a TABLE { V($N_0005, 0) }
+ ((5,0) (15,15))
V_V3    +15 0 DC 15
V_V2    0 -15 DC 15
L_L23   $N_0008 0 5m
R_R85   $N_0009 +15 4.7k
X_U90A  $N_0001 $N_0009 $N_0010 15 0 CD4081B PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0

```

```

V_V46    $N_0011 0
+SIN 2 1.8 60 0 0
X_U46    $N_0012 $N_0011 +15 -15 $N_0004 0 LM311
R_R90    $N_0004 +15 4.7k
X_U36A   $N_0015 $N_0016 +15 0 CD40106B PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
X_U63A   $N_0017 $N_0018 +15 0 CD40106B PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
X_U37A   $N_0019 $N_0017 +15 0 CD40106B PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
D_D93    $N_0016 $N_0019 D1N4148
D_D94    $N_0018 $N_0020 D1N4148
R_R80    $N_0015 +15 4.7k
R_R93    $N_0018 $N_0020 1k
R_R82    $N_0016 $N_0019 1k
C_C40    0 $N_0020 4.9n
C_C34    0 $N_0019 4.9n
V_V27    $N_0021 0 .2V
X_U64A   $N_0020 $N_0022 +15 0 CD40106B PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
X_U35    $N_0012 $N_0021 +15 -15 $N_0015 0 LM311
E_E13    $N_0025 e TABLE { V($N_0022, 0) }
+ ((0,0)(15,15))
R_R106   $N_0026 +15 4.7k
X_U97    $N_0012 $N_0028 +15 -15 $N_0027 0 LM311
V_V63    $N_0028 0
+SIN 2 1.8 60 0 0 120
R_R108   $N_0031 +15 4.7k
X_U99    $N_0012 $N_0033 +15 -15 $N_0032 0 LM311
V_V65    $N_0033 0
+SIN 2 1.8 60 0 0 240
R_R92    $N_0036 +15 4.7k
V_V44    $N_0037 0 2V
X_U71A   $N_0036 $N_0038 +15 0 CD40106B PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
E_E10    sc2 b TABLE { V($N_0039, 0) }
+ ((5,0)(15,15))
E_E14    sp2 d TABLE { V($N_0040, 0) }
+ ((5,0)(15,15))
X_U60A   $N_0027 $N_0038 $N_0039 15 0 CD4081B PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
X_U62A   $N_0036 $N_0026 $N_0040 15 0 CD4081B PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
R_R107   $N_0027 +15 4.7k
R_R105   $N_0041 +15 4.7k
X_U93A   $N_0041 $N_0042 +15 0 CD40106B PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
X_U94A   $N_0041 $N_0031 $N_0043 15 0 CD4081B PARAMS:

```

```

+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
E_E37    sp3 d TABLE { V($N_0043, 0) }
+ ((5,0)(15,15))
R_R109   $N_0032 +15 4.7k
V_V61    $N_0044 0 2V
X_U98    $N_0012 $N_0045 +15 -15 $N_0031 0 LM311
X_U92    $N_0044 $N_0045 +15 -15 $N_0041 0 LM311
V_V36    $N_0050 0
+SIN 2 -1.8 60 0 0 0
X_U40    $N_0012 $N_0050 +15 -15 $N_0009 0 LM311
X_U88    $N_0002 $N_0050 +15 -15 $N_0001 0 LM311
X_U96    $N_0012 $N_0055 +15 -15 $N_0026 0 LM311
V_V62    $N_0055 0
+SIN 2 -1.8 60 0 0 120
X_U49    $N_0037 $N_0055 +15 -15 $N_0036 0 LM311
L_L24    $N_0060 0 5m
V_V35    $N_0012 0 DC 0 AC 0
+PULSE 0 4 0 10n 49.99u 10n 50u
L_L20    e $N_0061 10uH
E_E35    $N_0007 d TABLE { V($N_0010, 0) }
+ ((5,0)(15,15))
V_V64    $N_0045 0
+SIN 2 -1.8 60 0 0 240
V_V48    $N_0061 0 200V
R_R98    a $N_0060 16
R_R97    b $N_0008 16
C_C43    $N_0062 $N_0061 220u
M_M12    $N_0062 $N_0025 e e IRFP460
E_E38    sc3 c TABLE { V($N_0063, 0) }
+ ((5,0)(15,15))
X_U95A   $N_0032 $N_0042 $N_0063 15 0 CD4081B PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
R_R99    $N_0064 c 16
L_L22    0 $N_0064 5m

```

Foram utilizados nas simulações os valores calculados no projeto do conversor.

Foram utilizados os modelos dos interruptores fornecidos pelos fabricantes.

### V.7.2. Formas de Onda

As formas de onda obtidas por simulação podem ser observadas a seguir.

Na Fig. V. 14 são apresentadas a tensão e a corrente no conjunto interruptor **Q1**, diodo **D1** e capacitância parasita **C1**. Observa-se que a entrada em condução é suave e possui derivada limitada. Após o curto período de comutação o interruptor passa a conduzir somente a corrente de carga. Os interruptores **Q2**, **Q3**, **Q4**, **Q5** e **Q6** possuem formas de onda análogas.



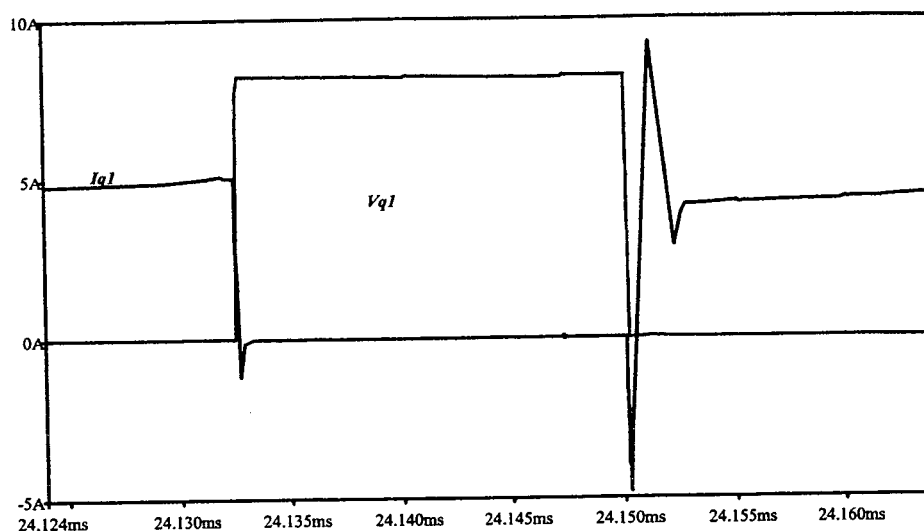


Fig. V. 14 – Tensão e Corrente em  $Q1$ ,  $D1$  e  $C1$ .

A tensão e a corrente no conjunto  $Qa$ ,  $Da$  e  $Ca$  podem ser observadas na Fig. V.

15. Verifica-se também a presença da comutação suave.

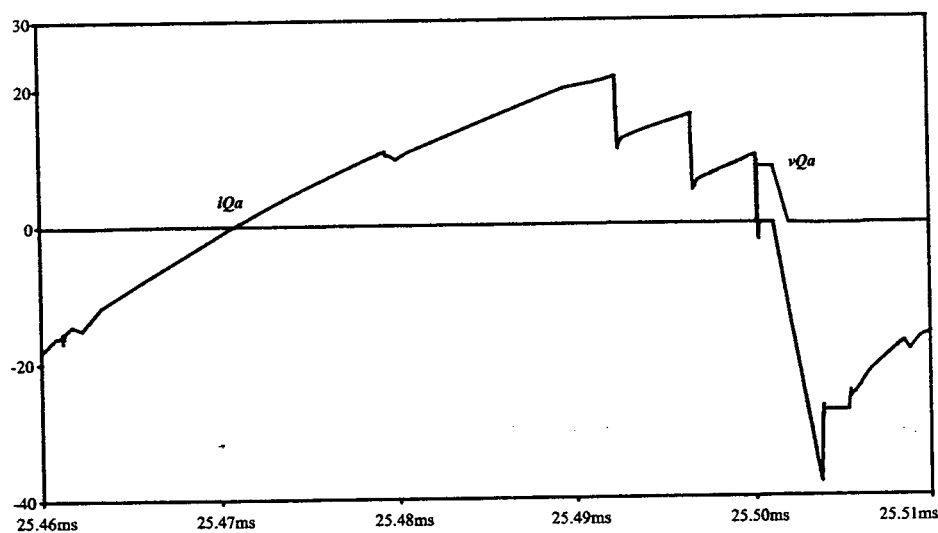
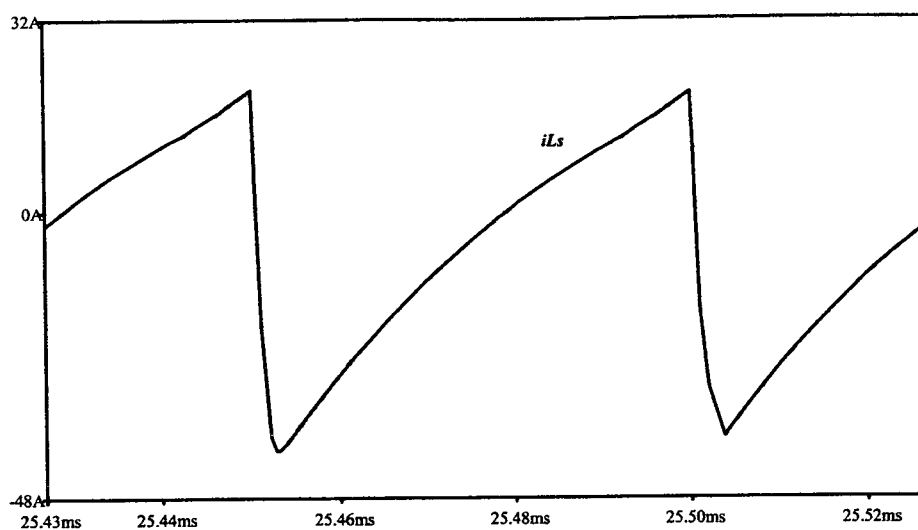


Fig. V. 15 – Tensão e Corrente em  $Qa$ ,  $Da$  e  $Ca$ .

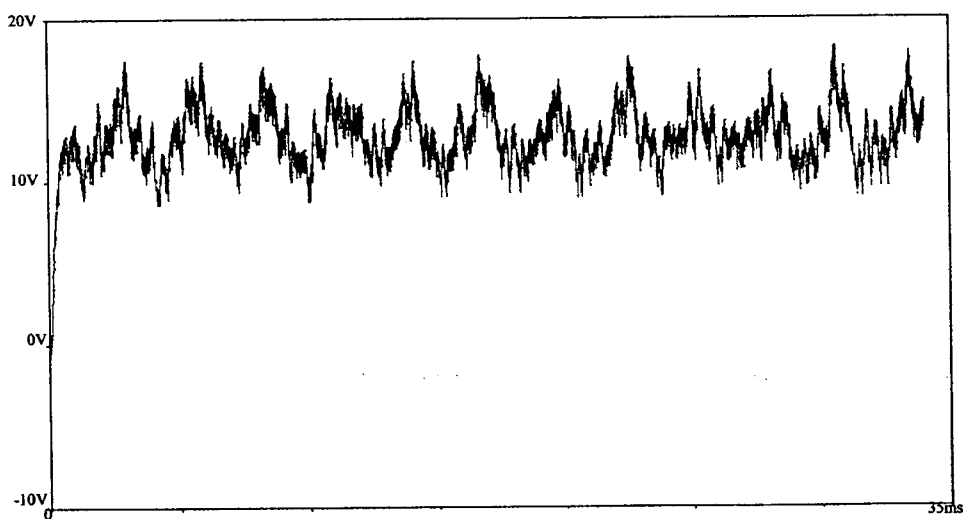
Nos dois casos, uma pequena sobreposição entre tensão e corrente pode ser vista durante o bloqueio. Isso se dá principalmente pela carga das capacitâncias parasitas dos componentes, não caracterizando perdas por comutação.

A corrente no indutor auxiliar pode ser observada na Fig. V. 16.



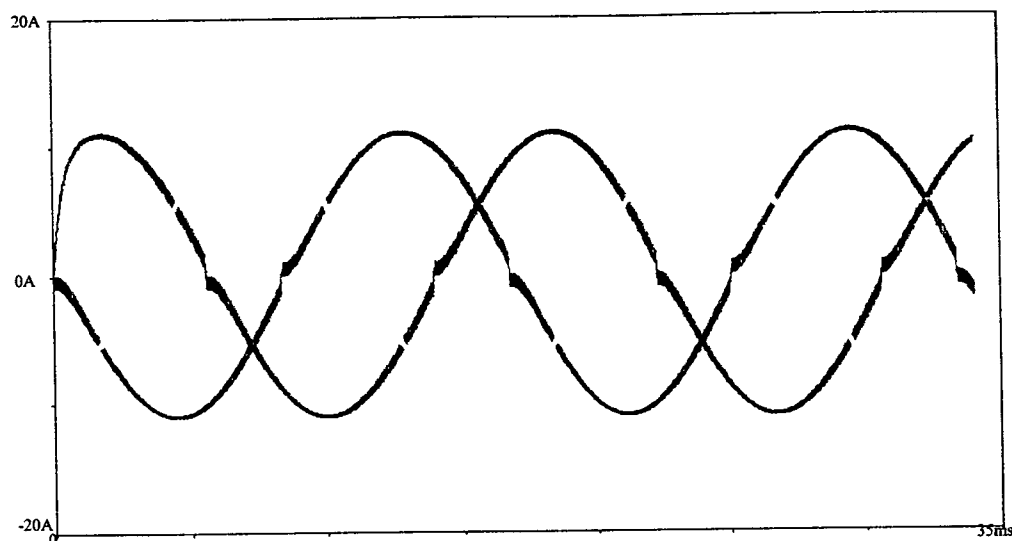
*Fig. V. 16 – Corrente em  $L_s$ .*

Na Fig. V. 17 pode-se observar o comportamento da tensão de grameamento em um período da carga.



*Fig. V. 17 - Tensão de Grampeamento.*

A Fig. V. 18 mostra as correntes de carga. A ondulação de alta frequência pode ser eliminada com a utilização de um filtro adequado.



*Fig. V. 18 – Corrente de Saída.*

## V.8. PROJETO DE UM INVERSOR DE 12KVA

Para comprovar a boa eficiência deste inversor, optou-se pela construção de um protótipo em uma potência superior. A princípio deseja-se construir um protótipo em torno de 12kVA.

### V.8.1. Especificações Gerais

$$E = 400V$$

$$V_{out_{rms}} = 127 V$$

$$P_{out\ 3\phi} = 12.000VA$$

$$P_{out} = 4.000VA$$

$$I_{out} = 31,5A$$

$$f_s = 20kHz$$

$$f = 60Hz$$

$$R_{ca} = R_{cb} = R_{cc} = 4\Omega$$

*Tensão de Barramento*

*Tensão Eficaz em Cada Saída*

*Potência de Saída Trifásica*

*Potência de Saída Monofásica*

*Corrente Eficaz em Cada Saída*

*Frequência de Comutação*

*Frequência de Carga*

*Resistência de Carga*

### V.8.2. Dimensionamento do Filtro de Saída

Foi escolhida uma frequência de corte uma década abaixo da frequência de chaveamento.

$$f_c = \frac{f_s}{10} = \frac{20.000}{10} = 2.000\text{Hz} \quad (\text{V.187})$$

Optando-se por um coeficiente de amortecimento ( $\xi$ ) de 0,9 e utilizando a Eq. V.114 temos o valor para o capacitor de filtro.

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot R_c \cdot \xi} = \frac{1}{2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 2000\text{Hz} \cdot 4\Omega \cdot 0,9} = 11\mu\text{F} \quad (\text{V.188})$$

O indutor de filtragem pode ser calculado com a Eq. V.118.

$$L_f = \frac{1}{C_f \cdot \omega_c^2} = \frac{1}{11\mu\text{F} \cdot (2 \cdot \pi \cdot 2000\text{Hz})^2} = 575\mu\text{H} \quad (\text{V.189})$$

### V.8.3. Escolha do Indutor Auxiliar

Optou-se pela utilização de uma derivada de 40A/ $\mu$ s.

Sabendo que:

$$L_s = \frac{E}{\frac{di}{dt}} = \frac{400\text{V}}{40 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}} = 10\mu\text{H} \quad (\text{V.190})$$

### V.8.4. Dimensionamento dos Diodos Anti-paralelo

Utilizando a Eq. V.87

$$m_a = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 127\text{V}}{400\text{V}} = 0,9 \quad (\text{V.191})$$

A impedância de carga é dada pela Eq. V.102.

$$Z_c = \sqrt{4\Omega^2 + (2 \cdot \pi \cdot 60\text{Hz} \cdot 575\text{mH})^2} \cong 4\Omega \quad (\text{V.192})$$

A corrente média pode ser obtida pela Eq. V.138.

$$iD1_{med} = \frac{400\text{V} \cdot 0,9}{4} \cdot \left( \frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{0,9}{8} \right) = 4,2\text{A} \quad (\text{V.193})$$

A tensão máxima nos diodos é dada pela Eq. V.2.

Como já foi descrito anteriormente, é interessante para o desempenho do inversor que o diodo escolhido seja lento. Optou-se pela utilização do diodo de rede da SEMIKRON **SKKD 81/12**, cujas características podem ser observadas abaixo. Devido à dificuldade de obtenção de informações sobre a energia de recuperação reversa do diodo lento em questão, o valor de  $Q_{rr}$  foi levantado experimentalmente.

$$V_{rrm} = 1.200V$$

*Tensão Reversa Máxima*

$$I_{fav} = 80A$$

*Corrente Média do Diodo*

$$Q_{rr} = 120\mu C$$

*Carga de Recuperação Reversa*

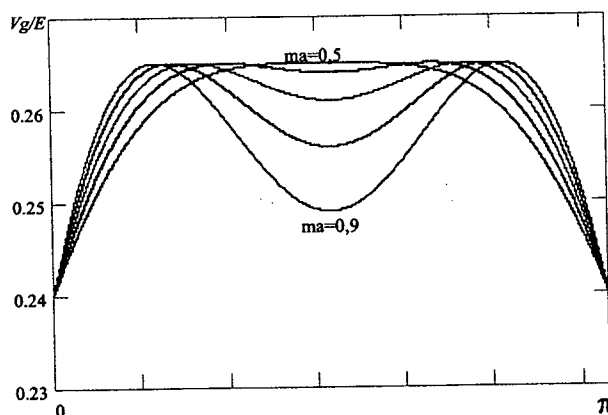
Calculando o período de comutação:

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{20KHz} = 50\mu s \quad (V.194)$$

A corrente de recuperação é obtida com a Eq. V.106.

$$I_r = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot 120\mu C \cdot \frac{400V}{10\mu H}} = 80A \quad (V.195)$$

Utilizando a Eq. V.105 obtém-se o gráfico da Fig. V. 19. Observando que para  $ma=0,9$  a tensão máxima parametriza é aproximadamente 0,27. Aplicando a Eq. V.107 tem-se:



*Fig. V. 19 – Tensão de Grampeamento.*

$$V_g = 400V \cdot 0,27 = 108V \quad (V.196)$$

Dessa forma, a Eq. V.2 dá o valor exato da tensão reversa no diodo que é a mesma para todos os diodos e interruptores.

$$V_{D1} = 400V + 108V = 508V \quad (V.197)$$

### V.8.5. Dimensionamento dos Interruptores Principais

A tensão máxima é a mesma aplicada nos diodos e foi calculada na Eq. V.162.

A corrente média pode ser obtida utilizando a Eq. V.123.

$$i_{Q1_{med}} = \frac{400V \cdot 0,9^2}{8 \cdot 4\Omega} = 10,125A \quad (V.198)$$

A corrente eficaz pode ser obtida utilizando a Eq. V.126.

$$i_{Q1_{ef}} = \sqrt{3} \cdot 10,125A = 17,537A \quad (V.199)$$

O interruptor escolhido, devido à disponibilidade no laboratório, foi o módulo de IGBT's em braço GA250TS60U.

O IGBT proposto possui as seguintes características para uma temperatura de junção de 25°C.:

$V_{ces} = 600V$

*Tensão Reversa Máxima*

$I_c = 250A$

*Corrente Contínua Máxima*

$V_{ce} = 1,9V$

*Queda de Tensão em Condução*

### V.8.6. Dimensionamento do Diodo Auxiliar

Com a ajuda da Fig. V. 20 pode-se obter a corrente média parametrizada.

Utilizando a Eq. V.146 obtém-se o valor da corrente média no diodo auxiliar.

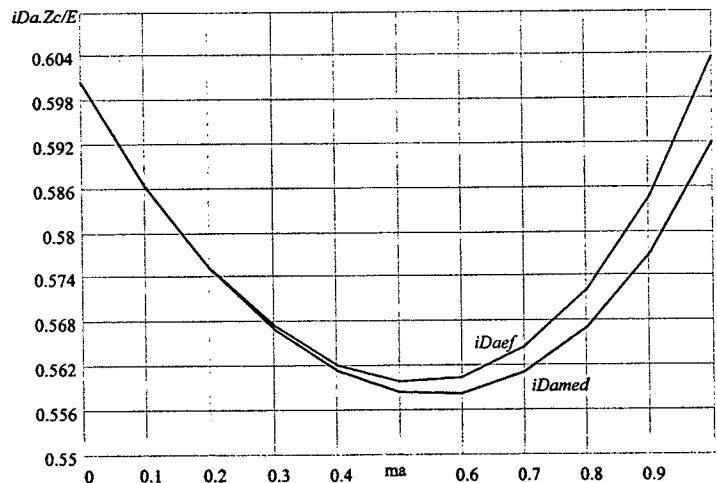


Fig. V. 20 – Corrente no Diodo Auxiliar Parametrizada.

$$iD_{a_{med}} = \frac{0,578 \cdot 400V}{4\Omega} = 58A \quad (V.200)$$

Utilizando a Eq. V.148 obtém-se o valor da corrente eficaz no diodo auxiliar.

$$iD_{a_{ef}} = \frac{0,586 \cdot 400V}{4\Omega} = 58,6A \quad (V.201)$$

Será utilizado o diodo **SKKE81\12** cujas características já foram apresentadas anteriormente.

### V.8.7. Dimensionamento Do Interruptor Auxiliar

A corrente média pode ser obtida utilizando a Fig. V. 21 e a Eq.V.131.

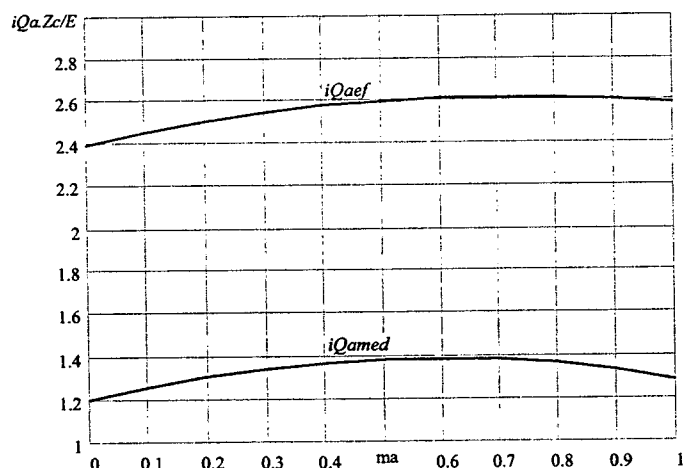


Fig. V. 21 – Corrente na Chave Auxiliar Parametrizada.

$$iQ_{a_{med}} = \frac{1,35 \cdot 400V}{4\Omega} = 135A \quad (V.202)$$

A corrente eficaz pode ser obtida utilizando a Fig. V. 21 e a Eq.V.133.

$$iQ_{a_{ef}} = \frac{2,6 \cdot 400V}{4\Omega} = 260A \quad (V.203)$$

Dentre os interruptores disponíveis já descritos optou-se pelo IGBT **GA250TS60U** pelas mesmas razões anteriores.

### V.8.8. Dimensionamento do Capacitor Auxiliar

O valor máximo da tensão no capacitor foi calculado na Eq.V.196.

O valor da corrente eficaz pode ser obtido com a Eq. V.149.

$$iC_{s_{ef}} = \sqrt{135A^2 + 260A^2} = 293A \quad (\text{V.204})$$

De acordo com a disponibilidade optou-se pela utilização de 4 capacitores de  $1000\mu\text{F}/350\text{V}$  em paralelo.

### V.8.9. Dimensionamento do Indutor Auxiliar

A corrente eficaz no indutor auxiliar pode ser obtida através da Fig. V. 22 e da Eq V.154.

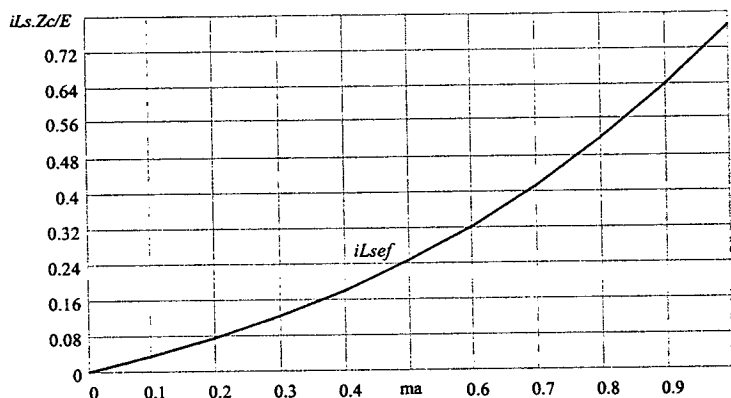


Fig. V. 22 – Corrente Eficaz Parametrizada no Indutor Auxiliar

$$iL_{s_{ef}} = 0,64 \cdot \frac{400V}{4\Omega} = 64A \quad (\text{V.205})$$

A corrente de pico nos indutores é a soma entre o valor máximo da corrente  $I_f$  e o valor de pico da corrente de carga. Utilizando a Fig. V. 23 e a Eq. V.112 obtém-se o valor máximo de  $I_f$ .

$$I_{f_{\max}} = 1,75 \cdot \frac{400V}{4\Omega} = 175A \quad (\text{V.206})$$

A corrente de pico nos indutores é dada por:

$$iL_{s_{pico}} = I_{f_{\max}} + \sqrt{2} \cdot I_{out} = 175A + \sqrt{2} \cdot 31,5A = 219,5A \quad (\text{V.207})$$

O próximo passo consiste em fazer o dimensionamento físico do indutor.

Considerando:

$$K_w = 0,7$$

Fator de Utilização da Área do Enrolamento

$$B_{\max} = 0,3 \text{ T}$$

Densidade de Fluxo Magnético Máxima



$J_{\max} = 350 \text{ A/cm}^2$  Densidade de Corrente Máxima

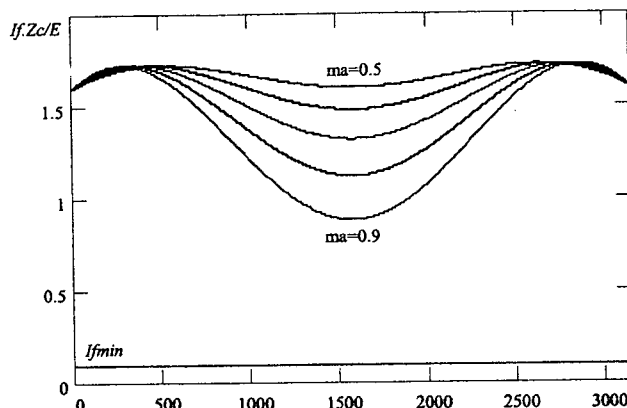


Fig. V. 23 – Corrente  $I_f$  Parametrizada.

O produto das áreas da janela e entreferro é determinada pela seguinte expressão:

$$AeAw = \frac{Ls \cdot iLs_{pico} \cdot iLs_{ef} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot J_{\max}} = \frac{10\mu H \cdot 219,5A \cdot 64A \cdot 10^4 \cdot cm^2}{0,3T \cdot 350A/cm^2} = 13,4 \quad (V.208)$$

Escolhe-se o núcleo IP12 – EE55 .

$$Ae = 3,54 \text{ cm}^2 \quad \text{Área da Seção Transversal do Núcleo}$$

O número de espiras é determinada pela seguinte expressão:

$$N = \frac{Ls \cdot iLs_{pico} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot Ae} = \frac{10\mu H \cdot 219,5A \cdot 10^4}{0,3 \cdot 3,54} = 20 \text{ espiras} \quad (V.209)$$

Com a seguinte expressão determina-se o entreferro total :

$$lg = \frac{N^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{Ls} = \frac{20^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 3,54 \cdot 10^{-2}}{10\mu H} = 18mm \quad (V.210)$$

Entreferro em cada perna do núcleo:

$$\Delta lg = \frac{lg}{2} = 9mm \quad (V.211)$$

Determina-se a seção do condutor:

$$S = \frac{iLs_{ef}}{J_{\max}} = \frac{64A}{350A/cm^2} = 0,183cm^2 \quad (V.212)$$

Considerando-se o efeito pelicular, o diâmetro máximo admitido pode ser encontrado por:

$$diam = 2 \cdot \frac{6,2}{\sqrt{fs}} = \frac{2 \cdot 6,2}{\sqrt{20KHz}} = 0,088cm \quad (V.213)$$

Optou-se pela utilização do fio 22 AWG que possui diâmetro de 0,064cm e seção de 0,00322cm<sup>2</sup>.

O número de fios em paralelo é dado por:

$$n = \frac{S}{S20} = \frac{0,183cm^2}{0,00322cm^2} \cong 57 \text{ fios em paralelo} \quad (V.214)$$

### V.8.10. Projeto do Indutor de Filtragem

O projeto do indutor de filtragem segue a metodologia de indutores para baixa frequência, devido à pequena ondulação de corrente de saída.

#### V.8.10.1. Especificações:

$L_f = 570 \mu H$	<i>Indutância de filtragem</i>
$X = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_f = 0,215 \Omega$	<i>Reatância da bobina</i>
$\Delta V = X \cdot I_{out} = 6,76 V$	<i>Queda de tensão no indutor</i>
$S_{L_f} = \Delta V \cdot I_{out} = 213 VA$	<i>Potência aparente nominal</i>
$S_L = S_{L_f} / 2 = 106,5 VA$	<i>Potência de projeto</i>

#### V.8.10.2. Escolha das Lâminas do Núcleo

O primeiro passo para a escolha das lâminas é o cálculo da seção magnética do núcleo, ou seja, da área transversal da perna central do núcleo, que pode ser obtida através da seguinte expressão <sup>1</sup>.

$$S_m = 7,5 \sqrt{\frac{S_L}{f}} = 7,5 \sqrt{\frac{106,5VA}{60Hz}} = 9,98cm^2 \quad (V.215)$$

Onde:

---

<sup>1</sup> Válida apenas para indutor.

$S_m$  - Seção magnética do núcleo

O próximo passo é o cálculo da seção geométrica do núcleo, que é o produto entre a largura ( $l$ ) da coluna central pelo comprimento ( $c$ ) do pacote laminado.

$$S_g = 1,1 S_m = 11 \text{ cm}^2 \quad (\text{V.216})$$

Onde:

$S_g$  = Seção geométrica do núcleo

Como construtivamente é vantajoso que a forma do núcleo seja aproximadamente quadrada, a largura da perna central do núcleo pode ser obtida por:

$$l \approx \sqrt{S_g} \approx \sqrt{11} \approx 3,3 \quad (\text{V.217})$$

Optamos pela utilização de uma chapa com 5 cm de largura da perna central.

$$l = 3,5 \text{ cm}$$

$$c = 3,5 \text{ cm}$$

Então:

$$S_g = l \cdot c = 12,25 \text{ cm}^2$$

$$S_m = S_g / 1,1 = 11,13 \text{ cm}^2$$

#### V.8.10.3. Cálculo do número de espiras:

Para o cálculo do número de espiras foi empregada a seguinte expressão:

$$N_{Lin} = \frac{\Delta V \cdot 10^8}{4,44 \cdot B_m \cdot S_m \cdot f} = \frac{6,76 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 11300 \cdot 11,13 \cdot 60} \cong 20 \quad (\text{V.218})$$

Onde:

$N_{Lin}$  - Número de espiras do indutor

#### V.8.10.4. Seção dos Condutores

Para indutores, utiliza-se uma densidade de corrente ( $d$ ) de 3,5 A/mm<sup>2</sup>.

$$S = I_{out} / d = 9 \text{ mm}^2 \quad (\text{V.219})$$

Optou-se pela utilização do fio 22 AWG que possui diâmetro de 0,064cm e seção de 0,00322cm<sup>2</sup>.

O número de fios em paralelo é dado por:

$$n = \frac{S}{S20} = \frac{0,09cm^2}{0,00322cm^2} \cong 28 \text{ fios em paralelo} \quad (\text{V.220})$$

### V.8.11. Cálculo de Perdas

Para o dimensionamento do dissipador é necessário que se calculem as perdas nos semicondutores. Como o inversor trabalha com comutação suave, considerou-se que existem apenas perdas por condução.

Interruptores principais:

$$P_{Q1} = V_{ce} \cdot i_{Q1_{med}} = 1,9V \cdot 10,125A = 19,5W \quad (\text{V.221})$$

Interruptor auxiliar:

$$P_{Qa} = V_{ce} \cdot i_{Qa_{med}} = 1,9V \cdot 135A = 256,5W \quad (\text{V.222})$$

Diodos principais:

$$P_{D1} = V_{ce} \cdot i_{D1_{med}} = 1,55V \cdot 4,2A = 6,51W \quad (\text{V.223})$$

Diodo Auxiliar

$$P_{Da} = V_{ce} \cdot i_{Da_{med}} = 1,55V \cdot 58A = 89,9W \quad (\text{V.224})$$

As perdas totais são dadas por:

$$\begin{aligned} P_T &= 6 \cdot P_{Q1} + P_{Qa} + 6 \cdot P_{D1} + P_{Da} \\ P_T &= 6 \cdot 19,5W + 256,5W + 6 \cdot 6,51W + 89,9W \quad (\text{V.225}) \\ P_T &= 502W \end{aligned}$$

## V.9. RESULTADOS ESPERIMENTAIS PARA 12KVA

O circuito de potência implementado pode ser observado na Fig. V. 24 e o circuito de controle e comando pode ser encontrado no Anexo A. A lista de componentes encontra-se abaixo relacionada.

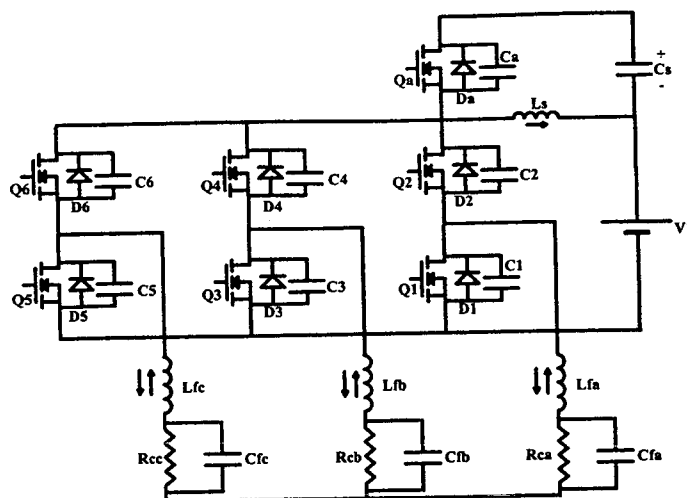


Fig. V. 24 – Circuito Implementado no Laboratório.

## V.10. DESCRIÇÃO DOS COMPONENTES

<b>Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6</b>	Braço de interruptores IGBT GA250TS60U da International Rectifier.
<b>Qa</b>	Interruptor IGBT GA250TS60U da International Rectifier.
<b>D1, D2, D3, D4, D5, D6, Da</b>	Diodos retificadores SKKD 81/12 da SEMIKRON.
<b>C1, C2, C3, C4, C5, C6, Ca</b>	Capacitâncias parasitas dos interruptores.
<b>Cs</b>	Capacitor de grameamento composto por 4 capacitores de 1000uF/350V em paralelo.
<b>Ls</b>	Indutor auxiliar. Cabo composto por 57 fios 22 AWG em paralelo. 20 espiras envoltas em um núcleo E55/39 com entreferro de 9mm.
<b>Lf</b>	Indutor de filtragem. Cabo composto por 28 fios 22 AWG em paralelo. 20 espiras envoltas em um carretel de 3,5cm x 3,5cm preenchidos com chapas de ferro silício nº 3,5.
<b>Cfa, Cfb, Cfc</b>	Capacitor de filtragem. Polipropileno 20u/380V.
<b>Rca, Rcb, Rcc</b>	Resistor de carga. Banco de resistores.
<b>V1</b>	Fonte de alimentação. 2 Capacitores de 3400uF/350V em paralelo.
<b>Dissipador</b>	P16/300 da SEMIKRON com 2 ventiladores

### V.10.1. Formas de Onda Experimentais

O conversor foi experimentalmente testado até sua potência nominal e suas formas de onda foram adquiridas com um osciloscópio digital. Alguns resultados experimentais são apresentados para uma tensão de barramento um pouco inferior à nominal. Isso ocorreu devido a problemas de sobre-tensão nas chaves gerados pelos “jumpers” de medição de corrente.

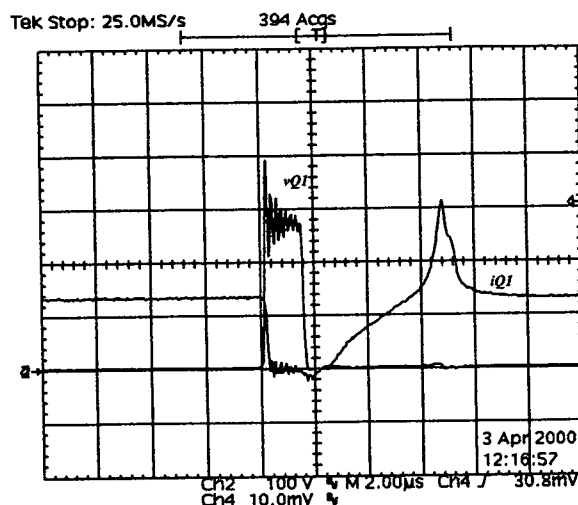


Fig. V. 25 - Tensão e Corrente em Q1, D1 e C1.

Escalas: 100V/div, 20A/div, 2us/div.

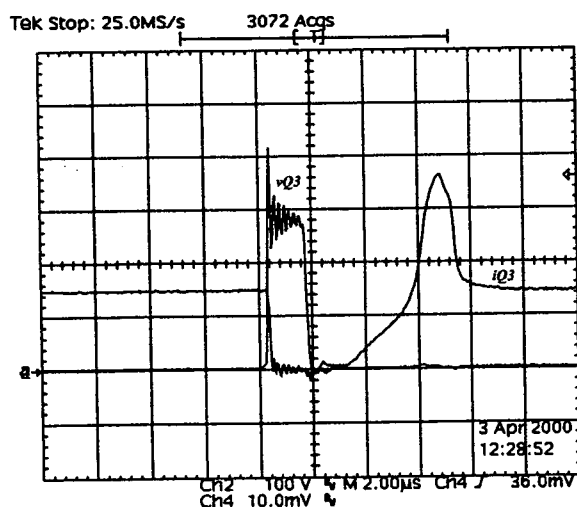
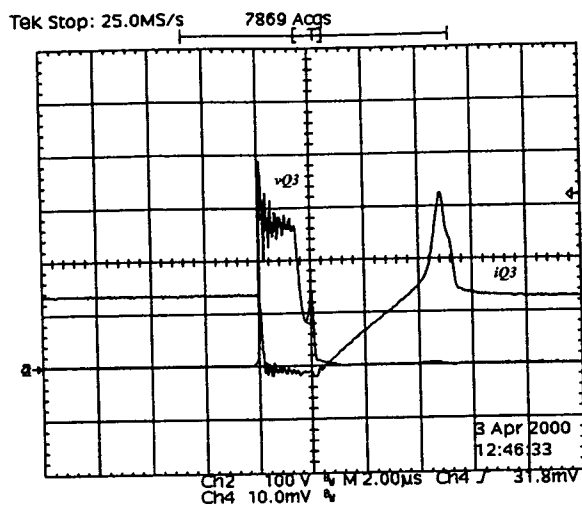


Fig. V. 26 - Tensão e corrente em Q3, D3 e C3.

Escalas: 100V/div, 20A/div, 2us/div.

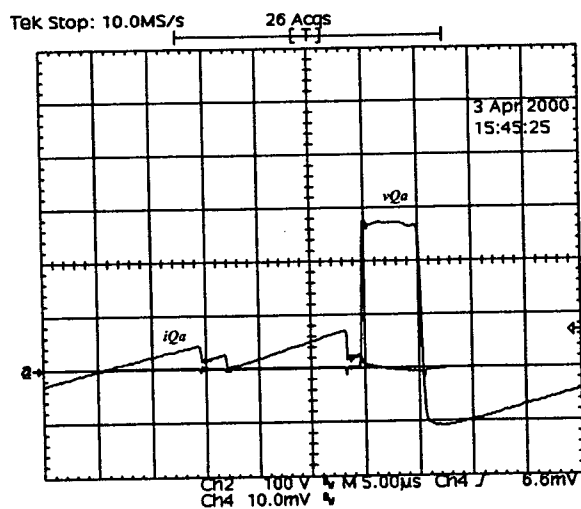


**Fig. V. 27 - Tensão e corrente em Q3, D5 e C5.**

*Escalas: 100V/div, 20A/div, 2µs/div.*

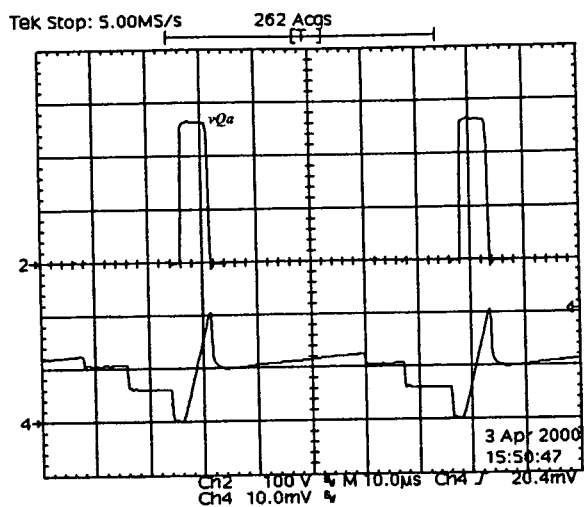
Nas Fig. V. 25, Fig. V. 26 e Fig. V. 28 são apresentadas as formas de onda de tensão e de corrente em dois interruptores. Nota-se que eles operam com comutação suave comprovando os estudos teóricos.

A Fig. V. 30 mostra a corrente no indutor auxiliar.

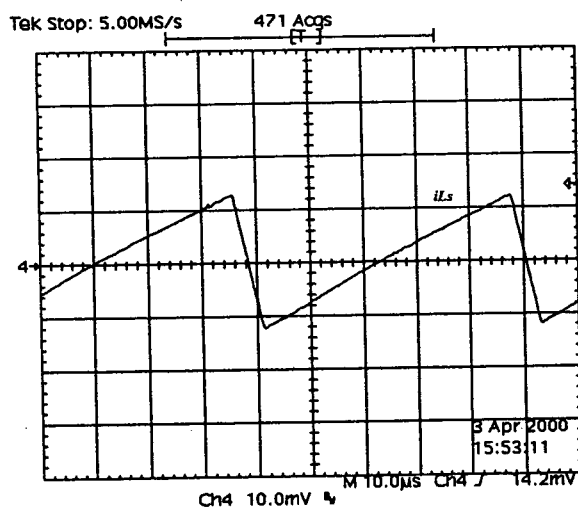


**Fig. V. 28 - Tensão e Corrente em Qa e Da e Ca**

*Escalas: 100V/div, 50A/div, 5µs/div.*



**Fig. V. 29 - Tensão em  $Q_a$  e Soma da corrente em  $Q_2, D_2, C_2, Q_4, D_4, C_4, Q_6, D_6, C_6$ .**  
**Escalas: 100V/div, 50A/div, 10µs/div.**



**Fig. V. 30 - Corrente em  $L_s$ .**  
**Escalas: 50A/div, 10µs/div.**

Observa-se na Fig. V. 31 o comportamento da tensão no capacitor de grampeamento.

Na Fig. V. 32 estão a tensões em  $C_{fa}, C_{fb}$  e  $C_{fc}$  a corrente de saída em  $R_{fb}$ .



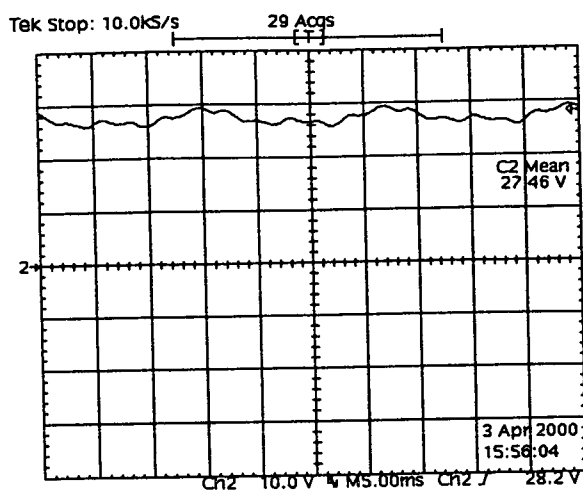


Fig. V. 31 - Tensão em Cs

Escalas: 10V/div, 5ms/div.

### V.10.2. Rendimento e Perdas

Após efetuados os ensaios necessários, foi medido o rendimento do inversor à plena carga, que ficou em 96,5%.

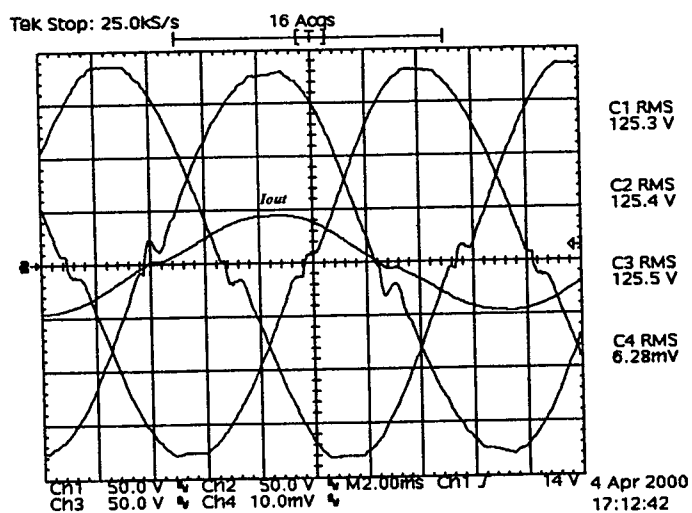


Fig. V. 32 - Tensões e Corrente de Saída.

Escalas: 50V/div, 50A/div, 2ms/div

## V.11. CONCLUSÕES

Neste capítulo, foi apresentado um novo inversor Trifásico PWM com comutação ZVS e grampeamento ativo da tensão nos interruptores com o auxílio de apenas um interruptor controlado.

Esse inversor possui características muito semelhantes aos inversores monofásicos apresentados nos capítulos anteriores. Foram apresentadas as etapas de operação, equacionamento básico, principais formas de onda, análise quantitativa, metodologia de projeto, simulações e resultados experimentais.

A metodologia de projeto mostrou-se simples e com poucas restrições. O conversor utiliza um único interruptor auxiliar, aumentando assim a robustez do conversor.

A tensão de grampeamento mostrou-se baixa, privilegiando o dimensionamento dos interruptores, que não vêm acrescidos seus esforços de tensão.

O inversor proposto apresentou comutação suave em toda a faixa de carga confirmando os estudos teóricos.

A possibilidade de utilização de diodos lentos, geralmente de baixo custo, impulsiona ainda mais a justificativa de utilização dessa topologia.

Um protótipo de 12kVA foi construído e testado, comprovando a alta eficiência do inversor em potências elevadas.

## CONCLUSÃO GERAL

O desenvolvimento deste trabalho foi justificado pela grande procura por circuitos inversores de tensão que operem com modulação PWM em alta frequência, com alta eficiência e baixa interferência eletromagnética, sem agregar circuitos complexos e custo excessivo.

A utilização de modulação PWM se faz necessária devido à sua característica de operação em frequência fixa, otimizando o dimensionamento dos componentes magnéticos. Também pode ser ressaltada sua importância e larga utilização em todos os segmentos da indústria, principalmente em acionamentos industriais.

A operação em alta frequência é justificada pela necessidade da redução do peso e volume dos componentes magnéticos utilizados principalmente nos filtros de saída de inversores monofásicos destinados à fontes ininterruptas de energia e estabilizadores de tensão. Sua utilização também se faz necessária em inversores trifásicos utilizados em acionamentos, tendo como objetivo a redução da ondulação de corrente, que é responsável pelo torque ondulado e perdas importantes na eficiência das máquinas. Outro fator importante é a contribuição na diminuição do tempo de resposta dos circuitos de controle, permitindo assim a melhoria da qualidade de tensão de saída e nos acionamentos, uma precisão maior de velocidade e posição.

A utilização da alta frequência traz muitos benefícios mas também inconveniências como o aumento das perdas por comutação e da interferência eletromagnética.

As perdas excessivas resultam em um aumento do consumo de energia e diminuição do tempo de autonomia em sistemas UPS. Também são responsáveis pelo aumento do volume de dissipadores e conseqüentemente do custo de fabricação.

A interferência eletromagnética gerada principalmente pelas altas derivadas de corrente que circulam nos inversores são indesejáveis pois causam muitos prejuízos principalmente nos circuitos de instrumentação e controle de outros equipamentos. Existem normas internacionais muito exigentes no que diz respeito à interferências geradas por equipamentos eletrônicos, que impulsionam o estudo de técnicas que diminuam seu efeito.

Neste trabalho foram apresentados quatro novos inversores que operam com modulação PWM, comutação suave do tipo ZVS, grampeamento ativo e controle das derivadas de corrente, com conseqüente redução dos níveis de interferência eletromagnética.

Os circuitos propostos utilizam-se da técnica do aproveitamento da energia de recuperação reversa dos diodos em anti-paralelo dos interruptores principais para a obtenção de comutação suave. Esta técnica propicia a utilização de diodos retificadores lentos e de baixo custo.

Todos os circuitos apresentam apenas um interruptor controlado, um pequeno indutor e um capacitor em seu circuito de ajuda à comutação, o que não implica em custos adicionais elevados nem em uma baixa robustez.

O interruptor auxiliar trabalha com razão cíclica fixa em toda a faixa de operação do inversor, não trazendo complicações ao circuito de comando.

Em todos os circuitos apresentados a tensão de grampeamento dos interruptores foi baixa, não trazendo esforços de tensão adicionais.

Todos os circuitos estudados operam com comutação suave em toda a faixa de carga, desde que a carga máxima não ultrapasse os valores calculados através do procedimento de projeto.

No início deste trabalho foi feito o estudo de duas topologias de retificadores que serviram de base para a geração dos circuitos inversores, por utilizarem a mesma técnica de comutação suave.

Em seguida, nos capítulos II e III, foram estudados dois circuitos inversores monofásicos em meia ponte. O primeiro possui o circuito de ajuda a comutação simétrico, construído a partir de um indutor com ponto médio. O segundo possui um circuito de ajuda à comutação assimétrico que possui a vantagem de poder ser estendido à outras configurações. Quantitativamente ambos são muito semelhantes possuindo um rendimento satisfatório.

No capítulo IV foi feito o estudo de um inversor ponte completa com o “snubber” assimétrico. Apesar de utilizar apenas um interruptor auxiliar, o circuito em ponte completa apresentou menos vantagens em relação aos circuitos em meia ponte estudados, principalmente por possuir uma faixa menor de comutação suave e elevadas perdas por condução causada pelo aumento do número de interruptores no caminho da corrente. Como vantagem esse circuito apresenta a redução pela metade da tensão nos interruptores e

---

### **Conclusão Geral**

possibilidade, ainda não explorada, de operação à três níveis na modulação da tensão de saída, que proporcionaria uma redução na ondulação da corrente de carga.

Por fim, o estudo foi estendido ao inversor trifásico, também com circuito de ajuda à comutação assimétrico. Esse circuito se mostrou muito interessante por possuir apenas um interruptor auxiliar proporcionando a comutação suave em todos os interruptores.

Todos os circuitos foram explorados qualitativamente e quantitativamente. Foram feitas simulações e experimentações práticas para confirmação dos estudos teóricos.

O resultado deste estudo revela uma família de inversores com características muito satisfatórias em relação ao rendimento, ao grampeamento ativo, e ao controle da interferência eletromagnética sem adicionar custo elevado e complexidade, tornando-os muito atraente para aplicações em diversas áreas que necessitam de conversores CC-CA de alta eficiência.

## ANEXO A

### RELATÓRIO CONSTRUTIVO DO PROTÓTIPO

Neste anexo serão apresentados o circuitos de comando e potência implementados em laboratório para serem utilizados nos testes experimentais dos inversores estudados, contendo seu circuito esquemático, relatório do circuito impresso, lista de componentes, fotos e detalhes construtivos.

#### A.1. CIRCUITO DE COMANDO

O circuito de comando foi dividido em duas partes. A primeira é constituída por uma placa de controle digital responsável pela geração da modulação PWM a partir de um circuito digital. A segunda é composta por circuitos de comando isolados que são responsáveis pelo acionamento dos interruptores controlados.

##### A.1.1. Circuito de Controle Digital

Os pulsos de comando são gerados através de um programa de computador e os sinais gerados são armazenados em uma memória do tipo EPROM.

O programa foi gerado na linguagem BASIC e rodado no compilador Qbasic, obtendo-se assim os pulsos de comando em formato hexadecimal, que serão gravados em um arquivo. Desta forma, através de um software apropriado, a modulação pode ser gravada em uma memória EPROM.

O programa utilizado para a geração da modulação pode ser visto a seguir.

```

OPEN "SPWM3.TXT" FOR OUTPUT AS #3
OPEN "SPWM4.TXT" FOR OUTPUT AS #4
OPEN "SPWM5.TXT" FOR OUTPUT AS #5
OPEN "SPWM6.TXT" FOR OUTPUT AS #6
OPEN "SPWM7.TXT" FOR OUTPUT AS #7
OPEN "SPWM8.TXT" FOR OUTPUT AS #8
OPEN "SPWM9.TXT" FOR OUTPUT AS #9
OPEN "SPWM10.TXT" FOR OUTPUT AS #10
OPEN "SPWM11.TXT" FOR OUTPUT AS #11
OPEN "SPWM12.TXT" FOR OUTPUT AS #12
OPEN "SPWM13.TXT" FOR OUTPUT AS #13
PRINT #1, ":10"; 'FIRST DATA OUTPUT LINE FORMAT
PRINT #1, "000000"; 'FIRST DATA OUTPUT LINE FORMAT
FOR I = 0 TO 332: 'CONTA DIVISOES DA SENOIDE
  FOR K = 64 * I TO 63 + 64 * I: 'VARIA STEPS DENTRO DO CHAVEAMENTO
    VB = K - I * 64
    VA = 63 - VB 'DENTE DE SERRA
    PRINT #2, K; VA
    PI = 3.141592654#
    IF K < 10656 THEN VC = 32 - 31 * SIN(2 * PI * K / 21312) ELSE VC = 32 + 31 * SIN(2 * PI * K / 21312) 'SENOIDE
  0
  IF K < 3552 THEN VD = 32 - 31 * SIN((2 * PI * K / 21312) + 2 * PI / 3) ELSE VD = 32 + 31 * SIN((2 * PI * K /
21312) + 2 * PI / 3) 'SENOIDE 120

```

```

IF K > 14208 THEN VD = 32 - 31 * SIN((2 * PI * K / 21312) + 2 * PI / 3) 'SENOIDE 120
IF K < 7104 THEN VE = 32 + 31 * SIN((2 * PI * K / 21312) + 4 * PI / 3) ELSE VE = 32 - 31 * SIN((2 * PI * K /
21312) + 4 * PI / 3) 'SENOIDE 240
IF K > 17760 THEN VE = 32 + 31 * SIN((2 * PI * K / 21312) + 4 * PI / 3) 'SENOIDE 240
PRINT #3, K; VC
PRINT #4, K; VD
PRINT #5, K; VE

IF K < 10556 THEN SCA = 0 ELSE SCA = 1 'SELECCIONA CHAVE 0
IF K < 3552 THEN SDA = 1 ELSE SDA = 0 'SELECCIONA CHAVE 120
IF K > 14208 THEN SDA = 1 'SELECCIONA CHAVE 120

IF K < 7104 THEN SEA = 1 ELSE SEA = 0 'SELECCIONA CHAVE 240
IF K > 17760 THEN SEA = 1 'SELECCIONA CHAVE 240
PRINT #11, K; SCA
PRINT #12, K; SDA
PRINT #13, K; SEA

IF VB > 26 THEN SA = 1 ELSE SA = 0 'PULSO CHAVE AUXILIAR
IF VB > 63 THEN SA = 0 ELSE 'PULSO CHAVE AUXILIAR
PRINT #6, K; SA

IF VA > VC THEN SP11 = 1 ELSE SP11 = 0 'PULSO CHAVE 0
IF VA > VC THEN SP21 = 0 ELSE SP21 = 1 'PULSO CHAVE 0
IF VA > VC THEN SP12 = 0 ELSE SP12 = 1 'PULSO CHAVE 0
IF VA > VC THEN SP22 = 1 ELSE SP22 = 0 'PULSO CHAVE 0
IF SCA = 0 THEN SP1 = SP11 ELSE SP1 = SP12
IF SCA = 0 THEN SP2 = SP21 ELSE SP2 = SP22
PRINT #7, K; SP1 'PULSO CHAVE 0
PRINT #8, K; SP2 'PULSO CHAVE 0

IF VA > VD THEN SP31 = 1 ELSE SP31 = 0 'PULSO CHAVE 120
IF VA > VD THEN SP41 = 0 ELSE SP41 = 1 'PULSO CHAVE 120
IF VA > VD THEN SP32 = 0 ELSE SP32 = 1 'PULSO CHAVE 120
IF VA > VD THEN SP42 = 1 ELSE SP42 = 0 'PULSO CHAVE 120
IF SDA = 0 THEN SP3 = SP31 ELSE SP3 = SP32
IF SDA = 0 THEN SP4 = SP41 ELSE SP4 = SP42
PRINT #9, K; SP3 'PULSO CHAVE 0
PRINT #10, K; SP4 'PULSO CHAVE 0

IF VA > VE THEN SP51 = 1 ELSE SP51 = 0 'PULSO CHAVE 240
IF VA > VE THEN SP61 = 0 ELSE SP61 = 1 'PULSO CHAVE 240
IF VA > VE THEN SP52 = 0 ELSE SP52 = 1 'PULSO CHAVE 240
IF VA > VE THEN SP62 = 1 ELSE SP62 = 0 'PULSO CHAVE 240
IF SEA = 0 THEN SP5 = SP51 ELSE SP5 = SP52
IF SEA = 0 THEN SP6 = SP61 ELSE SP6 = SP62
PRINT #11, K; SP5 'PULSO CHAVE 240
PRINT #12, K; SP6 'PULSO CHAVE 240

A = SP6 * 2 ^ 6 + SP4 * 2 ^ 5 + SP2 * 2 ^ 4 + SP5 * 2 ^ 3 + SP3 * 2 ^ 2 + SP1 * 2 ^ 1 + SA * 2 ^ 0
PRINT #10, K; A

IF K = U * 16 THEN
U = U + 1
TOTAL = TOTAL + A
IF A < 15.5 THEN
PRINT #1, "0"; HEX$(A);
ELSE
PRINT #1, HEX$(A);
END IF
IF TOTAL < 255.5 THEN
IF TOTAL < 15.5 THEN
PRINT #1, "00"; HEX$(TOTAL)
ELSE
PRINT #1, "0"; HEX$(TOTAL)
END IF
ELSE
PRINT #1, HEX$(TOTAL)
END IF
TOTAL = 0
PRINT #1, "0"; HEX$(K / (U - 1));
IF K < 16 THEN
PRINT #1, "000";
ELSE
IF K < 256 THEN
PRINT #1, "00";
ELSE
IF K < 4096 THEN
PRINT #1, "0";
END IF
END IF
END IF
PRINT #1, HEX$(K); "00";
ELSE
TOTAL = TOTAL + A
IF A < 15.5 THEN
PRINT #1, "0"; HEX$(A);
ELSE
PRINT #1, HEX$(A);
END IF
END IF
END IF
NEXT K
CLOSE
END

```

Este programa gera modulação PWM trifásica, além dos pulsos para a chave auxiliar. Para a utilização nos circuitos monofásicos, bastou utilizar a saída destinada a um dos três braços do inversor trifásico.

Para efetuar a leitura dos sinais gravados na memória EPROM e disponibiliza-los aos circuitos de comando isolados, foi construído um circuito digital. Ele faz a varredura dos endereços da memória, disponibilizando seu dados na saída.

O circuito de controle digital implementado pode ser observado na Fig. B.1. e é composto de vários blocos:

- **Oscilador a Cristal** – Utiliza-se um oscilador a cristal com alimentação interna que fornece em sua saída um sinal quadrado na frequência de 1,228MHz. Para melhor conformação e filtragem do sinal, utilizou-se uma porta inversora com histerese.
- **Contadores crescentes** – São utilizados para fazer a varredura dos endereços da memória. Para isso foram utilizados quatro contadores crescentes em cascata.
- **Circuito de Reset** – Utilizado para zerar os contadores sempre que eles atingirem o endereço final do programa.
- **Memória** – Memória do tipo EPROM onde são gravados os pulsos de comando.
- **Latches** – Utilizados para reter o sinal em seu nível lógico atual até a troca de endereços.
- **Defasagem** – Gera um atraso nos pulsos de comando. No caso da chave auxiliar, é utilizado para ajuste de tempo morto.
- **Circuitos de comando** – Composto por circuito de comando isolados SKHI 23/12 da SEMIKRON, que serão apresentados posteriormente.



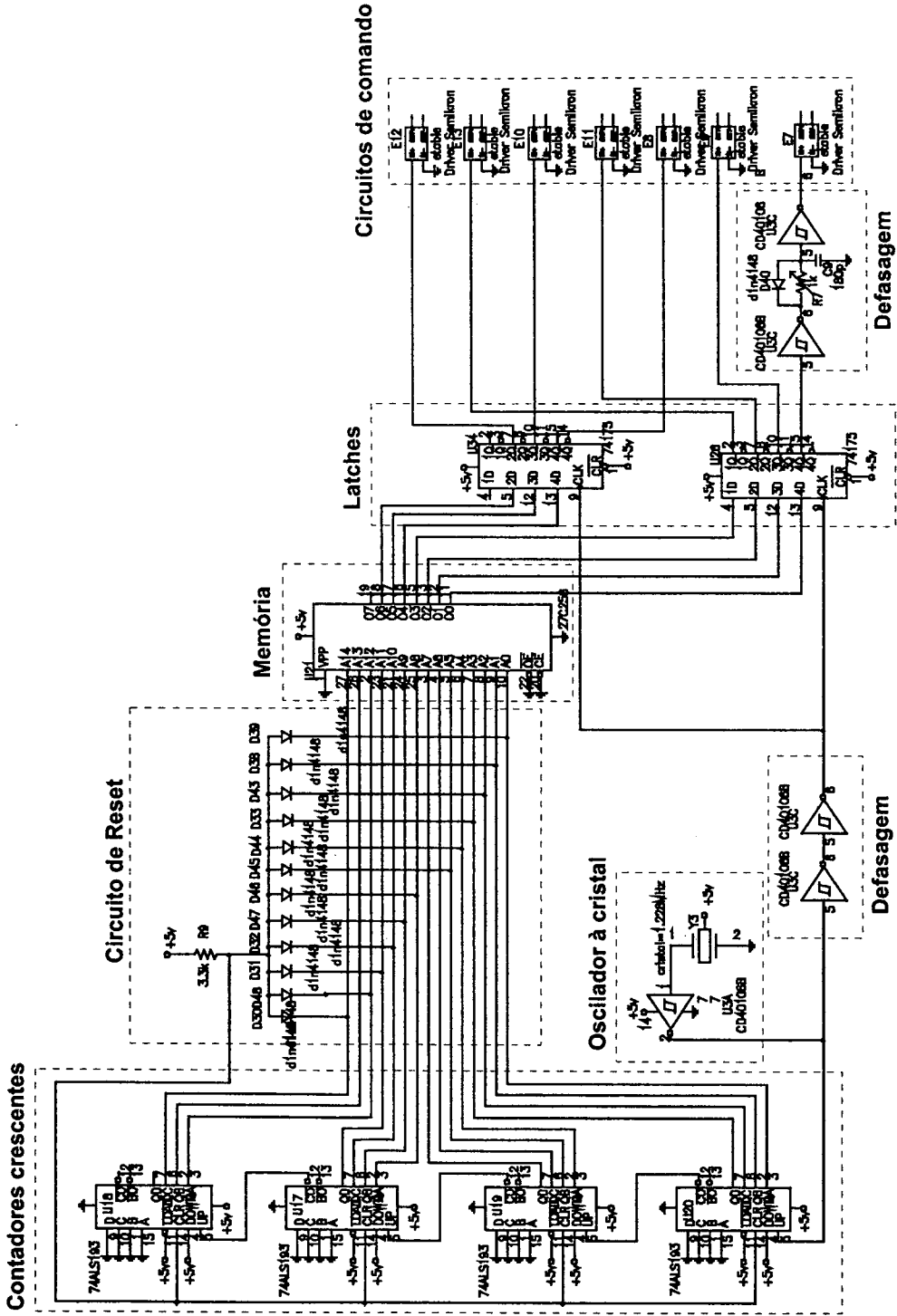


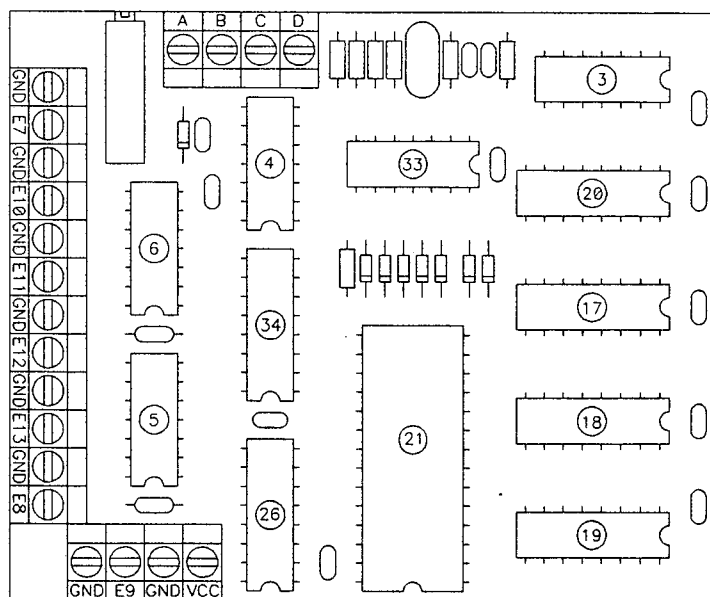
Fig. B.1. - Esquema da Placa de Controle Digital

### A.1.2. Descrição dos componentes

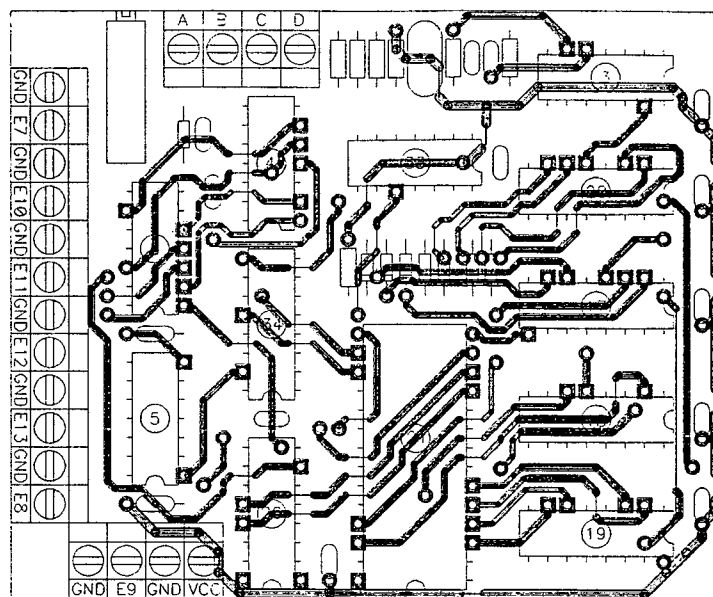
<b>Y3 –</b>	Oscilador a cristal com frequência de 1,228MHz.
<b>U17, U18, U19, U20</b>	Contadores binários síncronos SN74ALS193.
<b>U21</b>	Memória EPROM 32Kb x 8, ST M27C256B.
<b>U26, U34</b>	Circuitos Flip-Flop quádruplos 74C175.
<b>Diodos</b>	Diodos retificadores de sinal 1N4148.
<b>U3C, U3C</b>	Portas lógicas inversoras com histerese, CD4071.
<b>R9</b>	Resistor de filme metálico, 3K3.
<b>R7</b>	Resistor de filme metálico, 1K0.
<b>C9</b>	Capacitor de multi-camadas, 180pF/50V.
<b>E7 à E12</b>	Circuitos de comando isolados SKHI 23/12.

### A.1.3. Placa de Circuito Impresso

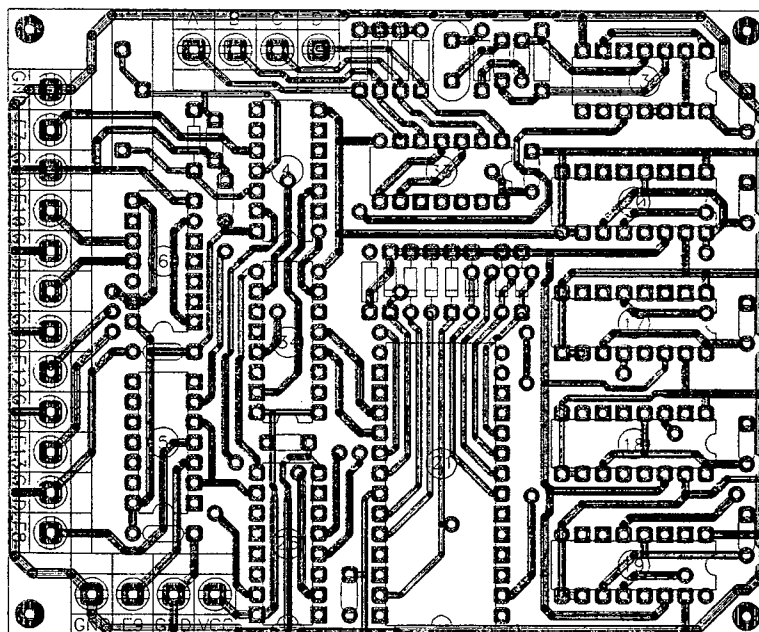
Com a ajuda dos técnicos do laboratório foi realizada a confecção da placa de circuito impresso. O arquivo gerado foi o PAC0005.PCB cujo relatório pode ser observado nas Fig. B.2. Fig. B.3. e Fig. B.4. .



**Fig. B.2. – Relatório de Placa (Tsilk)**



*Fig. B.3. – Relatório de Placa (Top, Tsilk e Vias)*



*Fig. B.4. – Relatório de Placa (Bot, Tsilk, Thru e Vias)*

#### A.1.4. Circuito de Comando Isolado SKHI 23/12 da SEMIKRON

O diagrama do circuito de comando utilizado pode ser visto na Fig. B.5.

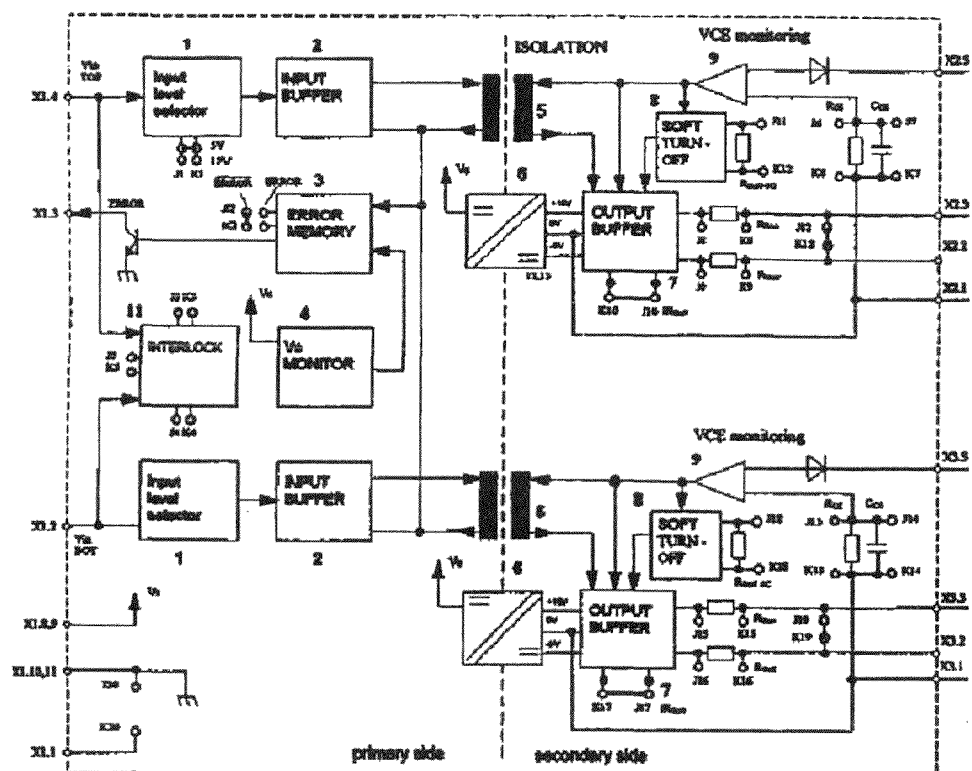


Fig. B.5. – Circuito de Comando Isolado para 1 Braço

O circuito possui diversos pontos de entrada e saída que podem ser descritos abaixo:

- X1.1 – Utilizado para blindagem dos sinais de gatilho.
- X1.2 – Entrada dos pulsos para o interruptor inferior.
- X1.3 – Envia um sinal de erro que pode inibir a placa de controle em caso de falha.
- X1.4 – Entrada dos pulsos para o interruptor superior.
- X1.8 e X1.9 – Alimentação do circuito (+15V)
- X1.10, X1.11 – Terra da alimentação
- X2.1 – Ponto de conexão com o emissor do interruptor superior
- X2.2, X2.3 – Ponto de conexão com o gate do interruptor superior
- X2.5 - Ponto de conexão com o coletor do interruptor superior

X3.1 – Ponto de conexão com o emissor do interruptor inferior

X3.2, X3.3 – Ponto de conexão com o gate do interruptor inferior

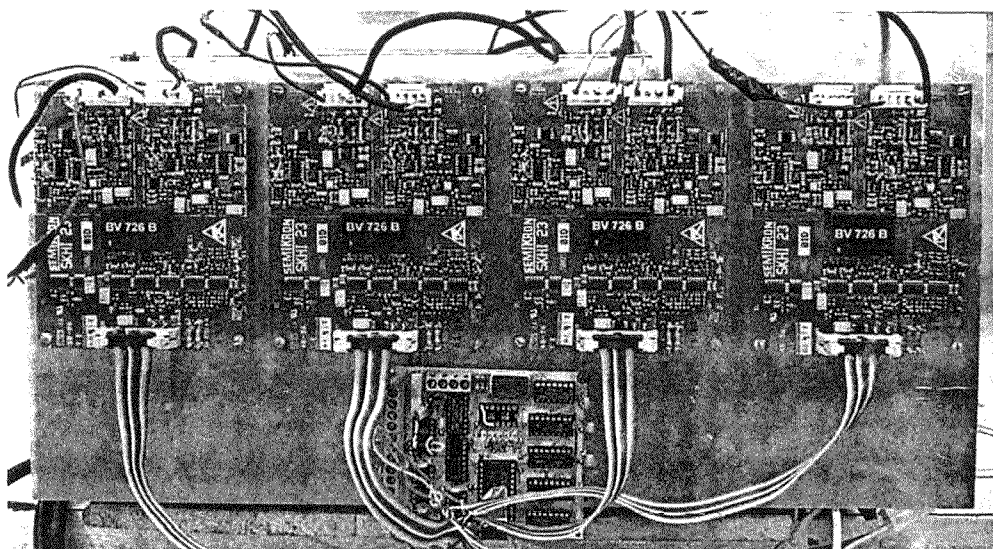
X3.5 - Ponto de conexão com o coletor do interruptor inferior

#### A.1.5. Observações

A ligação entre a saída dos sinais de comando e os gatilhos dos interruptores deve ser feita por cabos coaxiais que devem ser curtos tanto quanto possível.

Tanto a placa de controle quanto a de comando devem estar afastada do circuito de potência, principalmente dos indutores.

A disposição dos componentes em nosso protótipo pode ser observada na Fig. B.6.



*Fig. B.6. – Disposição dos Componentes no Protótipo*

## A.2. CIRCUITO DE POTÊNCIA

Foi utilizado um único circuito de potência todas topologias estudadas, ou seja, foi montado o circuito trifásico completo. Para as topologias monofásicas utilizou-se apenas uma parte do circuito.

O diagrama esquemático do circuito pode ser observado na Fig. B.7.

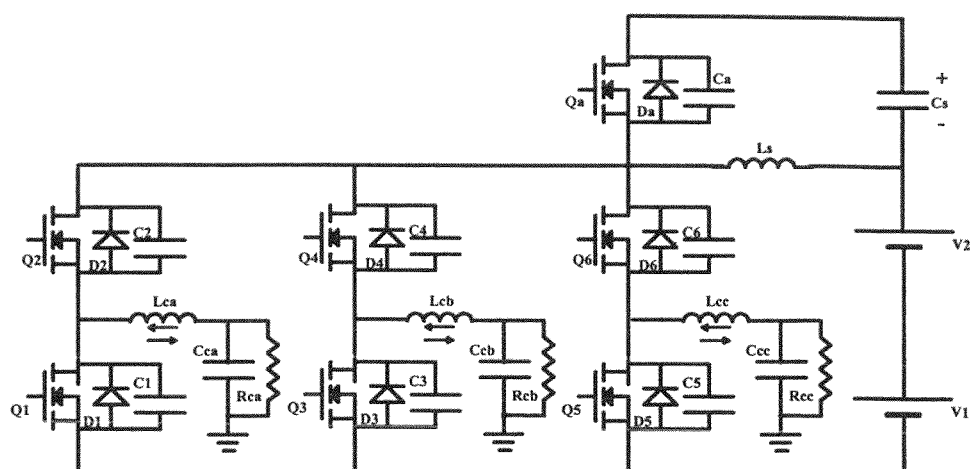


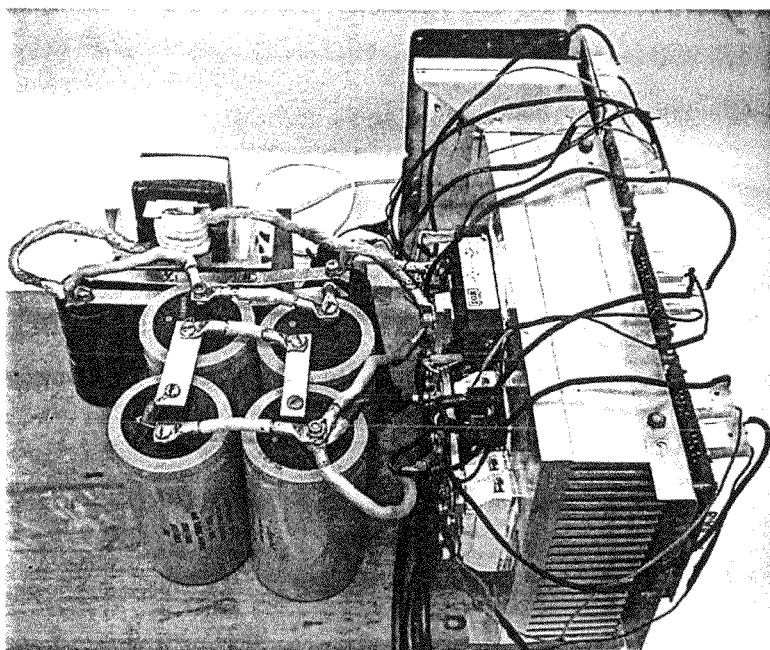
Fig. B.7. – Circuito de Potência Montado

#### A.1.6. Descrição dos componentes

- Q1 – Q2** Braço de interruptores IGBT GA250TS60U da International Rectifier.
- Q3 – Q4** Braço de interruptores IGBT GA250TS60U da International Rectifier.
- Q5 – Q6** Braço de interruptores IGBT GA250TS60U da International Rectifier.
- Qa** Interruptor IGBT GA250TS60U da International Rectifier.
- D1 – D6** Diodos retificadores SKKD 81/12 da SEMIKRON.
- C1 – C6, Ca** Capacitâncias parasitas dos interruptores.
- Cs** Capacitor de grampeamento composto por 4 capacitores de 1000uF/350V em paralelo.
- Ls** Indutor auxiliar. Cabo composto por 70 fios 20 AWG em paralelo. 5 espiras envoltas em um núcleo E55/26 com entreferro total de 1cm.
- Lca,b,c** Indutores de filtragem. Cabo composto por 80 fios 20 AWG em paralelo. 21 espiras envoltas em um carretel de 5cm x 5cm preenchidos com chapas de ferro silício nº 5.
- Cca,b,c** Capacitores de filtragem. Polipropileno 20u/380V.
- Rca,b,c** Resistores de carga. Banco de resistores.
- V1 e V2** Fontes de alimentação. 2 Capacitores de 3400uF/350V em paralelo.
- Dissipador** P16/300 da SEMIKRON com 2 ventiladores

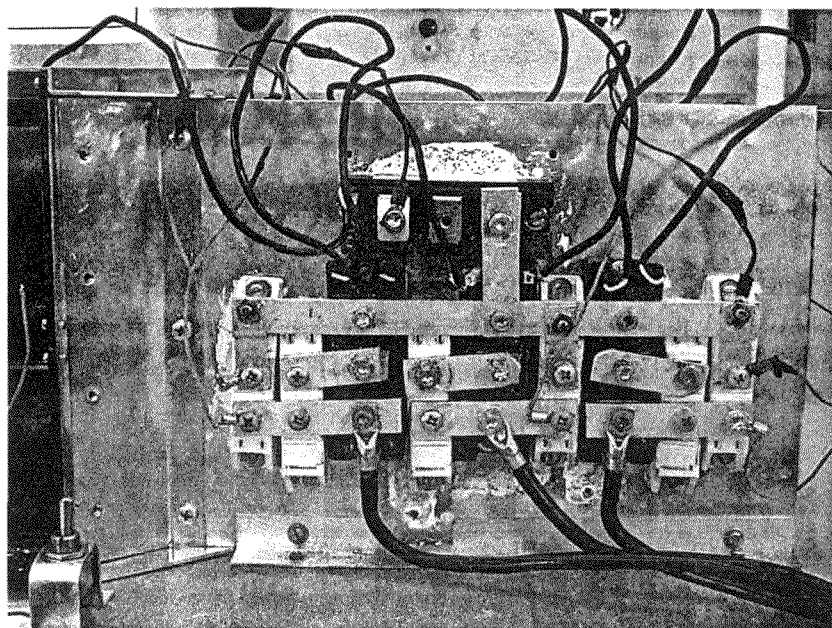
#### A.1.7. Layout de Potência

O circuito de potência montado pode ser observado na Fig. B.8.



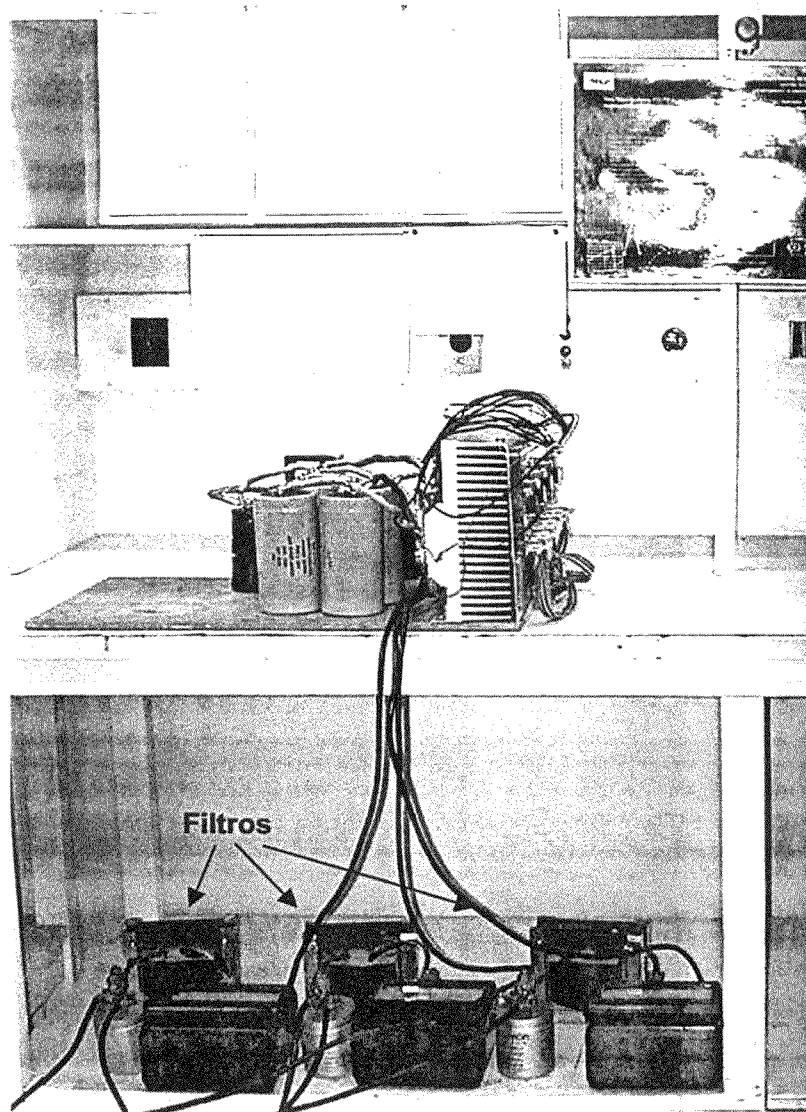
*Fig. B.8. - Protótipo Implementado*

A disposição dos Interruptores no dissipador pode ser observada na Fig. B.9.



*Fig. B.9. -Disposição dos Interruptores no Dissipador*

Na Fig. B.10. temos uma visão global da montagem.



*Fig. B.10. – Visão Geral da Montagem*

#### **A.1.8. Observações**

Alguns cuidados são fundamentais para o sucesso da montagem. A ligação entre o barramento (V1 e V2) e os interruptores deve ser mais curta o possível para evitar a incorporação de indutâncias parasitas.



## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BINGEN, G.; *High Current and Voltage Transistor Utilization*. Proceedings of First European Conference on Power Electronics and Applications, 1985 , pp. 1.15-1.20.
- [2] McMURRAY, W. *Resonant Snubbers with Auxiliary Switches*. Conference Records of IEEE IAS Annual Meeting, 1990 pp.829-834.
- [3] DE DONCKER, R. W.; LYONS, J. P. *The Auxiliary Resonant Commuted Pole Converter*. Conference Records of IEEE IAS Annual Meeting, 1990, pp. 1228-1235.
- [4] BASSETT, John A.; *New Zero Voltage Switching, High Frequency Boost Converter Topology for Power Factor Correction*. INTELELEC'95, pp 813-820.
- [5] PIETKIEWICZ, A.; TOLLIK, D.; *New High Power Single-Phase Power Factor Corrector with Soft-Switching*. INTELEC'96, pp 114 – 119.
- [6] DUARTE, C. M.; BARBI, I. *A Family of ZVS-PWM Active-Clamping dc-to-dc Converters: Synthesis, Analysis, and Experimentation*. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 1997.
- [7] DUARTE, C. M.; BARBI, I. *A New Family of ZVS-PWM Active-Clamping dc-to-dc Boost Converters: Analysis, Design, and Experimentation*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 12, nº 5, julho de 1997.
- [8] DUARTE, C. M.; BARBI, I. *A Improved Family of ZVS-PWM Active-Clamping dc-to-dc Converters*. IEEE PESC'98, p. 669-675.
- [9] PERES, A; *Projeto de Tese de Doutorado*. INEP/UFSC – Dezembro de 1998.
- [10] PERES, A.; BARBI, I.; *A New Soft Commutation PWM Voltage Source Inverter*. IEEE INTELEC'99.

- [11] BARBI, I; *Projetos de Fontes Chaveadas*. Florianópolis: INEP/UFSC, julho de 1995
- [12] BARBI, I.; *Eletrônica de Potência*. Florianópolis: INEP/UFSC, 1997
- [13] FERRARI, A.; BARBI, I. "A New ZVS-PWM unity Power Factor Rectifier With Reduced Conduction Losses". IEEE Trans. On Power Electronics, N<sup>o</sup>. 6, 1995, pp. 746-752
- [14] UNDELAND, Tore Marvin "Switching Stress Reduction in Power Transistor Converters". IEEE Industry Applications Society 1976, pp 383-391.
- [15] HOLTZ, J.; SALAMA, S. F.; WERNER, K.; "A Nondissipative Snubber Circuit for High-Power GTO-Inverters". IEEE Industry Applications 1987, pp 613-618.
- [16] TARDIFF, D.; BARTON, T.H.; "A Summary of Resonant Snubbers Circuits for Transistors and GTOS" IEEE 1989, pp 1176-1180.
- [17] LANGER, H.G.; FREGIEN, G.; SKUDELNY, H.C. "A Low Loss Turn-on Turn-off Snubber for GTO-Inverters". IEEE 1987, pp 607-612.
- [18] TAUFIQ, J.A. "Advanced Inverters Drivers For Traction" 1993
- [19] CHERITI, A. "A Rugged Soft Commutated PWM Inverter for AC Drivers. IEEE PESC 1990, pp 656-662.
- [20] FOCH, H.; CHERON, M.; METZ, M.; MEYNARD, T. "Commutation Mechanisms and Soft Commutation in Static Converters". COBEP 91, pp 338-346.
- [21] MEZAROBA, M, MARTINS, D. C., BARBI, I. "A ZVS PWM Half-Bridge Inverter with Active Clamping Technique Using the Reverse Recovery Energy of the Diodes. 32ST Power Electronics Specialists Conference - PESC2001, 2001, Vancouver, CA
- [22] MEZAROBA, M., MARTINS, D. C., BARBI, I. "A ZVS PWM Inverter with Voltage Clamping Technique Using Only a Single Auxiliary Switch". 31st Power Electronics Specialists Conference - PESC2000, 2000, Galway, Irlanda.

- [23] MEZAROBA, M., MARTINS, D., BARBI, I. "A Zvs Pwm Voltage Source Inverter With Voltage Clamping Technique". IV Conferência de Aplicações Industriais - INDUSCON2000, 2000, Porto Alegre. v.1. p.275-280.
- [24] MEZAROBA, M., MARTINS, D. C., BARBI, I. "Novo Inversor com Alto Rendimento para Utilização em Sistemas de Alimentação Ininterrupta (UPS)". Congresso Internacional de Infra-Estrutura para Telecomunicações - CININTEL2000, 2000, Florianópolis.
- [25] MEZAROBA, M., MARTINS, D.C., BARBI, I.. "Novo Inversor ZVS PWM com Grampeamento de Tensão Utilizando um Único Interruptor Auxiliar. Congresso Brasileiro De Automática - CBA2000, 2000, Florianópolis.