

**RICARDO FERREIRA PINHEIRO FILHO**

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA FONTE DE  
TENSÃO ALTERNADA DE 220V/1kW ALIMENTADA  
POR FONTES CC DE 24V**

**FLORIANÓPOLIS  
2005**



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**



**Instituto de Eletrônica de Potência**

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA FONTE DE  
TENSÃO ALTERNADA DE 220V/1kW ALIMENTADA  
POR FONTES CC DE 24V**

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

**RICARDO FERREIRA PINHEIRO FILHO**

Florianópolis, Junho de 2005

# **ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA FONTE DE TENSÃO ALTERNADA DE 220V/1kW ALIMENTADA POR FONTES CC DE 24V**

Ricardo Ferreira Pinheiro Filho

'Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de concentração em *Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico*, e aprovada em sua forma final pelo programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.'

---

Prof° Ivo Barbi, Dr. Ing.  
Orientador

---

Prof° Alexandre Trofino Neto, Dr.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

---

Prof° Ivo Barbi, Dr. Ing.  
Presidente

---

Prof° Denizar Cruz Martins, Dr.

---

Prof° Ênio Valmor Kassick, Dr.

---

Prof° Adriano Péres, Dr.

## **Imagine**

*Imagine there's no heaven  
It's easy if you try  
No hell below us  
Above us only sky  
Imagine all the people  
Living for today*

*Imagine there's no countries  
It isn't hard to do  
Nothing to kill or die for  
And no religion too  
Imagine all the people  
Living life in peace*

*You may say, I'm a dreamer  
But I'm not the only one  
I hope some day you'll join us  
And the world will be as one*

*Imagine no possessions  
I wonder if you can  
No need for greed or hunger  
A brotherhood of man  
Imagine all the people  
Sharing all the world*

*You may say, I'm a dreamer  
But I'm not the only one  
I hope some day you'll join us  
And the world will be as one*

John Lennon

*“Há uma força motriz mais poderosa que o vapor,  
a eletricidade e a energia atômica: a vontade.”*

*“Nunca tenha o estudo como uma obrigação, mas sim como uma  
oportunidade para penetrar no maravilhoso mundo do saber.”*

Albert Einstein

*“Tudo que uma pessoa pode imaginar, outras podem tornar real.”*

Júlio Verne

**A Carlos Augusto Lyra Martins**  
***(in memoriam)***

**A Rivaldo e Júlia Pinheiro**  
***(in memoriam)***

**A Zélia Ferreira Martins e  
Miguel Ferreira Neto**

## AGRADECIMENTOS

A Deus, que me permitiu chegar até aqui.

À CAPES, pelo apoio financeiro.

Ao professor Ivo Barbi, pelo exemplo de profissionalismo e pela paciência e dedicação demonstradas durante a orientação deste trabalho, transmitindo sempre de forma competente e precisa os seus conhecimentos.

Aos demais professores do INEP, pelos conhecimentos passados ao longo do curso de mestrado, e aos professores membros da banca examinadora pelas importantes contribuições.

À Eng<sup>a</sup> Fabiana Pöttker e ao Eng<sup>o</sup> Clóvis Petry, pelas importantes contribuições no decorrer deste trabalho, nas partes teórica e experimental.

Aos meus colegas de mestrado: Alceu, Fernando e Mauro, pelas sugestões, colaborações, pela amizade e pela proveitosa convivência ao longo destes dois anos de trabalho.

Aos colegas de INEP: João Buttendorff, Luis Tomaselli, Petry, Jean Paulo, Domingo, Claudinor, Yales, José Augusto, Everton, Carlos, Kleber, Edilson, Aniel e a todos que de alguma forma conviveram comigo e contribuíram para o sucesso deste trabalho.

Aos amigos Edward, Sérgio e Kefas, pelo companheirismo e incentivo, pelas proveitosas conversas e colaborações e, sobretudo, pela grande amizade cultivada.

A todos os funcionários do INEP, sobretudo aos técnicos de laboratório, Coelho, Pacheco e Rafael Carpes, pela presteza em colaborar sempre com profissionalismo e competência e aos colegas Gabriel Tibola e Israel Costa, pelas colaborações nos conhecimentos em informática.

Aos demais companheiros do INEP, pela convivência, companheirismo, sugestões e pela permanente disponibilidade em compartilhar o conhecimento e a experiência adquirida. Por tudo aquilo que aprendi e vivi durante os anos de convívio e pelo orgulho que tenho de ter feito parte desta família, o meu muito obrigado a todos.

Aos amigos Josenei, Xandrus, Andréa, Paulo Roberto e Antônio Hadade, pela convivência e paciência nos períodos mais difíceis e pela amizade desfrutada ao longo destes anos.

À Alexandra, pela paciência e carinho e por todo o apoio nos momentos difíceis.

Aos meus amigos e familiares, que sempre demonstraram confiança e apoio.

Aos meus tios Roberto, Fernando e Lucinha e a Giovana, pela ajuda, incentivo e confiança.

Aos meus irmãos Marcelo, Laíze e Rafael, e a minha mãe, Cátia, pelo carinho e cuidado mesmo durante todo o período de renúncia.

Ao meu pai, Ricardo, exemplo de força, caráter, dedicação e fonte de inspiração para uma busca constante de alçar vôos sempre mais altos. Por tudo que foi ensinado, pelo incentivo e confiança nunca abalada, e pela amizade, sempre presente.

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

## **ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA FONTE DE TENSÃO ALTERNADA DE 220V/1kW ALIMENTADA POR FONTES CC DE 24V**

**Ricardo Ferreira Pinheiro Filho**

Junho/2005

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico

Palavras-chave: inversores de tensão, conversores CC-CC isolados, fontes de energia alternativa.

Número de páginas: 135.

**RESUMO:** O presente trabalho trata do projeto e implementação de uma fonte de tensão alternada alimentada por fontes de tensão CC de 24V para aplicações domésticas e embarcadas. Através deste projeto, é focado o estudo do acoplamento em cascata de inversores de tensão ao barramento de saída de conversores CC-CC e do seu efeito sobre a energia processada pelo conversor à montante. É apresentada uma técnica de redução da flutuação de energia observada através de uma metodologia de projeto para o filtro LC que realiza a conexão entre ambos os conversores. É apresentado um estudo completo do sistema, desde a análise topológica das estruturas escolhidas até a concepção da eletrônica auxiliar empregada na montagem, além da descrição detalhada do projeto da fonte alternada senoidal de 1kW, desenvolvida para realizar a comprovação prática dos resultados obtidos analiticamente e por meio de simulações numéricas, apresentando, por fim, o protótipo construído em laboratório e os resultados alcançados com a sua experimentação.

Abstract of Dissertation presented to Federal University of Santa Catarina as a partial fulfillment of the requirements for degree of Master in Electrical Engineering.

## **STUDY AND IMPLEMENTATION OF A 220V/1kW AC VOLTAGE SOURCE FED BY 24V DC SOURCES**

**Ricardo Ferreira Pinheiro Filho**

June/2005

Advisor: Prof° Ivo Barbi, Dr. Ing.  
Area of Concentration: Power Electronics  
Keywords: voltage inverters, DC-DC converters.  
Number of pages: 135.

**ABSTRACT:** This work presents the design and implementation of an AC voltage source fed by DC sources for domestic and mobile applications. It intends to study the coupling in cascade of voltage inverters to the DC-DC converters link and its effect on the energy processed by the upstream converter. An energy floating reduction technique that consists in a design methodology for the LC filter between both converters is presented. A complete study of the system is presented, from the chosen structures topological analysis to the conception of the used auxiliary electronics, beyond the detailed description of the 1kW AC sinusoidal source design, developed to prove practically the analytical and simulation results, presenting, finally, the developed prototype and the reached experimentation results.

# SUMÁRIO

ÍNDICE DE FIGURAS .....	XIV
ÍNDICE DE TABELAS .....	XVIII
SIMBOLOGIA.....	XIX
INTRODUÇÃO GERAL .....	1
<b>CAPÍTULO 1 .....</b>	<b>5</b>
CONVERSOR CC–CC ELEVADOR DE TENSÃO .....	5
1.1 Introdução .....	5
1.2 Topologia adotada .....	5
1.3 Conversor CC–CC Push–Pull .....	6
1.3.1 Topologia básica .....	7
1.3.2 Análise da operação em condução contínua.....	8
1.3.3 Análise global.....	12
1.3.4 Filtro de saída.....	13
1.3.5 Esforços nos componentes do circuito .....	16
1.3.6 Metodologia para o projeto dos elementos magnéticos.....	20
1.4 Projeto do estágio de potência .....	28
1.4.1 Especificações de projeto.....	29
1.4.2 Determinação dos esforços.....	29
1.4.3 Especificação dos semicondutores .....	31
1.4.4 Grampeadores .....	31
1.4.5 Determinação do filtro de saída .....	32
1.4.6 Projeto físico dos elementos magnéticos .....	33
1.5 Simulação e validação do projeto .....	35
1.6 Conclusões .....	39
<b>CAPÍTULO 2 .....</b>	<b>40</b>
CONVERSOR CC–CA .....	40
2.1 Introdução .....	40
2.2 Apresentação do conversor CC–CA .....	40
2.3 Análise da operação do inversor em ponte completa modulado a três níveis.. ..	42
2.3.1 Etapas de comutação.....	42
2.3.2 Principais formas de onda.....	47
2.4 Análise matemática .....	48
2.4.1 Análise global.....	48
2.4.2 Filtro de saída.....	51
2.4.3 Esforços nos componentes do circuito .....	51

2.5	Projeto do estágio de potência .....	53
2.5.1	Especificações de projeto.....	53
2.5.2	Determinação dos esforços.....	53
2.5.3	Especificação dos semicondutores .....	54
2.5.4	Dissipador .....	55
2.5.5	Escolha do filtro de saída.....	55
2.5.6	Projeto físico do indutor de filtro .....	56
2.6	Simulação e validação do projeto .....	57
2.7	Conclusões .....	61
<b>CAPÍTULO 3</b>	<b>.....</b>	<b>62</b>
ACOPLAMENTO ENTRE OS CONVERSORES CC-CC E CC-CA .....		62
3.1	Introdução .....	62
3.2	Estudo do problema da variação de energia em baixa frequência no conversor CC-CC.....	63
3.2.1	Análise matemática idealizada .....	63
3.2.2	Validação por simulação .....	69
3.2.3	Determinação dos parâmetros do filtro .....	70
3.3	Projeto do filtro LC.....	72
3.4	Influência das resistências parasitas do circuito .....	74
3.5	Simulação dos conversores acoplados .....	77
3.6	Conclusões .....	80
<b>CAPÍTULO 4</b>	<b>.....</b>	<b>81</b>
CIRCUITOS DE CONTROLE E COMANDO DOS CONVERSORES.....		81
4.1	Introdução .....	81
4.2	Modelagem dos conversores .....	81
4.2.1	Modelo do conversor CC-CC.....	81
4.2.2	Modelo do conversor CC-CA.....	86
4.3	Projeto dos compensadores .....	89
4.3.1	Compensador do conversor CC-CC .....	89
4.3.2	Compensador do conversor CC-CA .....	94
4.4	Eletrônica de comando.....	100
4.4.1	Circuito de comando do conversor CC-CC .....	100
4.4.2	Circuito de comando do conversor CC-CA.....	101
4.5	Simulação e validação dos projetos .....	104
4.6	Conclusões .....	105
<b>CAPÍTULO 5</b>	<b>.....</b>	<b>106</b>
IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA E RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....		106
5.1	Introdução .....	106
5.2	Implementação em laboratório.....	107

5.2.1	Fenômenos relacionados à comutação .....	108
5.2.2	Realimentação e controle.....	113
5.2.3	Protótipo implementado .....	114
5.3	Resultados experimentais .....	119
5.4	Conclusões .....	125
<b>CONCLUSÃO .....</b>		<b>126</b>
<b>APÊNDICE A .....</b>		<b>128</b>
<b>APÊNDICE B.....</b>		<b>131</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>		<b>133</b>

## ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 1.1 – Diagrama de blocos da estrutura proposta .....	3
Fig. 1.1 – Topologia adotada para o conversor CC-CC.....	6
Fig. 1.2 – Topologia do conversor CC-CC Push-Pull convencional.....	8
Fig. 1.3 – Estratégia de modulação com comandos alternados. ....	8
Fig. 1.4 – Primeira etapa.....	9
Fig. 1.5 – Segunda etapa.....	9
Fig. 1.6 – Terceira etapa de operação.....	10
Fig. 1.7 – Quarta etapa .....	10
Fig. 1.8 – Principais formas de onda do conversor Push-Pull. ....	11
Fig. 1.9 – Variação da ondulação de corrente normalizada em função da razão cíclica do conversor. ....	14
Fig. 1.10 – Configuração dos circuitos grampeadores empregados na proteção dos semicondutores.....	32
Fig. 1.11 – Esquema elétrico completo do circuito empregado na simulação. ....	36
Fig. 1.12 – Tensão de barramento (a) e corrente do indutor do filtro de saída (b) do conversor CC-CC. ....	37
Fig. 1.13 – Correntes através do conversor CC-CC: a) no indutor b) nos diodos retificadores c) nos secundários dos transformadores d) em um dos interruptores comandados. ....	37
Fig. 1.14 – Formas de onda das tensões aplicadas sobre os semicondutores na operação com tensão nominal de entrada: a) tensão reversa sobre os diodos retificadores b) tensão direta sobre um MOSFET de um dos estágios de entrada.....	38
Fig. 1.15 – Formas de onda das tensões aplicadas sobre os semicondutores no caso crítico de tensão de entrada máxima a) diodos retificadores b) interruptores comandados. ....	38
Fig. 2.1 – Topologia do conversor CC-CA em Ponte Completa. ....	40
Fig. 2.2 – Modulação PWM senoidal a) a dois níveis e b) a três níveis da tensão de saída. ....	41
Fig. 2.3 – Primeira etapa do semiciclo positivo.....	43
Fig. 2.4 – Segunda etapa com tensão nula sobre o filtro de saída.....	43
Fig. 2.5 – A terceira etapa de operação é idêntica à primeira. ....	44
Fig. 2.6 – Quarta etapa do semiciclo positivo. ....	44
Fig. 2.7 – Primeira etapa do semiciclo negativo. ....	45
Fig. 2.8 – Segunda etapa do semiciclo negativo. ....	46
Fig. 2.9 – Assim como ocorre no semiciclo positivo, a terceira etapa de operação repete a primeira.....	46
Fig. 2.10 – Quarta etapa do semiciclo negativo.....	47
Fig. 2.11 – Principais formas de onda do inversor em ponte completa. ....	47

Fig. 2.12 – Função de modulação do conversor CC-CA. ....	49
Fig. 2.13 – Comportamento da ondulação de corrente no indutor ao longo do período da senóide. ....	50
Fig. 2.14 – Circuito utilizado na simulação do conversor CC-CA em ponte completa. ....	58
Fig. 2.15 – Formas de onda das tensões a) na saída ( $V_{out}$ ) e b) na entrada ( $V_{ab}$ ) do filtro do inversor.....	58
Fig. 2.16 – Correntes que circulam através do conversor CC-CA: a) no capacitor b) no indutor c) na entrada do inversor. ....	59
Fig. 2.17 – Análise do espectro harmônico da tensão de saída. ....	59
Fig. 3.1 – Inversor de tensão dotado de seus filtros de entrada e saída. ....	63
Fig. 3.2 – Forma de onda representativa da corrente drenada pelo inversor do barramento CC.....	65
Fig. 3.3 – Correntes através do filtro do conversor CC-CC. ....	66
Fig. 3.4 – Circuito utilizado para a simulação do filtro.....	69
Fig. 3.5 – Simulação das ondulações de baixa freqüência no filtro. ....	70
Fig. 3.6 – Gráfico da ondulação de corrente em função da constante LC do filtro. ....	72
Fig. 3.7 – Ondulações de tensão e corrente em função do valor do capacitor de filtro. ....	73
Fig. 3.8 – Resistências parasitas que afetam a resposta do filtro LC. ....	75
Fig. 3.9 – Circuito da simulação realizada considerando as resistências parasitas do conversor.....	76
Fig. 3.10 – A simulação comprova que as ondulações no filtro são bastante reduzidas. ....	77
Fig. 3.11 – Circuito completo do estágio de potência da fonte alternada. ....	78
Fig. 3.12 – Circuito utilizado na simulação dos conversores acoplados. ....	79
Fig. 3.13 – Tensão de saída da fonte alternada (a) e ondulações de tensão no barramento CC (b) e corrente no indutor do filtro de acoplamento (c). ....	79
Fig. 4.1 – Circuitos equivalentes das etapas de operação do conversor Push-Pull. ....	82
Fig. 4.2 – Circuitos equivalentes da operação do conversor CC-CA em ponte completa durante o semiciclo positivo da senóide de saída. ....	86
Fig. 4.3 – Circuitos equivalentes da operação do conversor CC-CA em ponte completa durante o semiciclo negativo da senóide de saída. ....	87
Fig. 4.4 – Diagrama de blocos da malha de realimentação do conversor CC-CC.....	90
Fig. 4.5 – Diagramas de Bode da função de transferência em malha aberta do sistema.....	90
Fig. 4.6 – Topologia função de transferência do compensador PI.....	91
Fig. 4.7 – Metodologia empregada no projeto do compensador PI [1]. ....	92
Fig. 4.8 – Diagramas de Bode da planta e do compensador projetado. ....	93
Fig. 4.9 – Resposta em freqüência do sistema planta-compensador em laço aberto. ....	94
Fig. 4.10 – Diagrama de blocos da malha de realimentação do inversor. ....	95
Fig. 4.11 – Resposta do sistema no domínio da freqüência. ....	95
Fig. 4.12 – Topologia e função de transferência do compensador de dois pólos. ....	96
Fig. 4.13 – Metodologia aplicada no projeto do compensador PID [1].....	97

Fig. 4.14 – Diagramas de Bode da planta e do compensador projetado.....	99
Fig. 4.15 – Resposta no domínio da frequência do sistema planta-compensador em malha aberta.....	99
Fig. 4.16 – Esquema de ligação do UC 3525.....	100
Fig. 4.17 – <i>Driver</i> de corrente para acionamento do MOSFET [1].....	101
Fig. 4.18 – Circuito digital e conversor D/A para geração da senóide de referência.....	101
Fig. 4.19 – Circuito gerador da onda triangular e comparadores [18].....	102
Fig. 4.20 – Circuito para levar a referência senoidal e a amostra da tensão de saída para o compensador projetado.....	102
Fig. 4.21 – Diagrama de blocos do esquema elétrico do <i>driver</i> DDR-05.....	103
Fig. 4.22 – Resposta a variações de carga na tensão de saída (a), corrente de filtro (b) e esforço de controle (c) do conversor CC-CC funcionando em malha fechada e alimentando o inversor.....	104
Fig. 4.23 – Resposta em a) tensão de saída e corrente de filtro e b) sinal de controle do inversor em ponte completa mediante variações de carga e alterações na tensão de entrada.....	104
Fig. 5.1 – Esquema completo de ligação do sistema.....	106
Fig. 5.2 – Capacitâncias intrínsecas a um transistor IGBT.....	108
Fig. 5.3 – Comutação entre interruptores complementares montados em forma de braço.....	109
Fig. 5.4 – Fenômenos relacionados à comutação dissipativa dos interruptores.....	110
Fig. 5.5 – Utilizando IGBT's e diodos rápidos os problemas de comutação podem ser contornados.....	111
Fig. 5.6 – Circuito de desacoplamento utilizado para proteger os interruptores de sobretensões.....	112
Fig. 5.7 – Os capacitores de desacoplamento eliminam as sobretensões no interruptor.....	112
Fig. 5.8 – Ajuste de bancada do compensador PID do sistema inversor de tensão.....	113
Fig. 5.9 – <i>Layout</i> gerado para a montagem do conversor CC-CC.....	114
Fig. 5.10 – Diagrama esquemático do conversor CC-CC e sua eletrônica de controle e comando.....	115
Fig. 5.11 – Diagrama esquemático do conversor CC-CA e sua eletrônica de controle e comando.....	116
Fig. 5.12 – <i>Layout</i> desenvolvido para a placa do conversor CC-CA.....	117
Fig. 5.13 – Conversor CC-CC.....	117
Fig. 5.14 – Conversor CC-CA.....	118
Fig. 5.15 – Protótipo na bancada de testes.....	118
Fig. 5.16 – Placa contendo a eletrônica de controle e comando.....	119
Fig. 5.17 – Tensão sobre o capacitor e corrente através do indutor de filtro do conversor CC-CC.....	119
Fig. 5.18 – Tensão de saída, corrente no indutor e sinal de controle durante o transitório de carga.....	120
Fig. 5.19 – Conversor CC-CC alimentando o inversor de tensão como carga.....	120
Fig. 5.20 – Ondulações de tensão e corrente no filtro do conversor CC-CC.....	121
Fig. 5.21 – Tensão de saída e corrente através do indutor do filtro de saída.....	121
Fig. 5.22 – Tensão e corrente de saída do inversor.....	122
Fig. 5.23 – Potência de saída do inversor alimentando carga nominal.....	122

Fig. 5.24 – Espectro harmônico da tensão de saída do conversor CC-CA.....	123
Fig. 5.25 – Resposta do sistema a perturbações de carga.....	124
Fig. 5.26 – Curva de rendimento do sistema. ....	124
Fig. A.1 – Topologia do compensador PI.....	128
Fig. A.2 – Topologia do compensador PID.....	129

## ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 1-1 – Características dos semicondutores escolhidos. ....	31
Tabela 1-2 – Características dos elementos magnéticos projetados para o conversor CC-CC.....	35
Tabela 1-3 – Comparação entre os resultados obtidos por simulação e aqueles anteriormente calculados.....	39
Tabela 2-1 – Características dos IGBT's e diodos escolhidos.....	54
Tabela 2-2 – Características físicas do indutor projetado para o conversor CC-CA.....	57
Tabela 2-3 – Comparação entre os resultados obtidos por simulação com aqueles anteriormente calculados.....	60
Tabela 3-1 – Resultado dos testes por simulação para $I_o = 2,5A$ . ....	69
Tabela 3-2 – Comparação entre os resultados obtidos por simulação e os valores calculados. ....	70
Tabela 3-3 – Comparação entre os resultados calculados analiticamente e aqueles obtidos por simulação.....	77
Tabela 5-1 – Temperatura de operação dos componentes eletrônicos e magnéticos.....	125

# SIMBOLOGIA

## I. Símbolos utilizados em expressões matemáticas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
$\phi$	Fluxo magnético	Wb
$\mu$	Permeabilidade magnética do meio	H/m
$\mu_o$	Permeabilidade magnética do ar	H/m
$\eta_{cc}$	Rendimento do conversor CC-CC	-
$\eta_{ca}$	Rendimento do conversor CC-CA	-
$\theta$	Ângulo da tensão de saída	rad
$\rho_{cond}$	Resistividade do condutor	$\Omega/m$
$\omega$	Freqüência angular da tensão de saída do conversor CC-CA	rad/s
$\omega_2$	Freqüência angular da componente alternada em baixa freqüência da tensão de saída do conversor CC-CC	rad/s
$\Delta B$	Variação de densidade de fluxo magnético	T
$\Delta I_L$	Ondulação de corrente em alta freqüência no indutor do conversor CC-CC	A
$\Delta I_{L_{120}}$	Ondulação de corrente em baixa freqüência no indutor do conversor CC-CC	A
$\Delta I_{L_o}$	Ondulação de corrente em alta freqüência no indutor do conversor CC-CA	A
$\Delta I_{L_{max}}$	Máxima ondulação de corrente em alta freqüência no indutor do conversor CC-CC	A
$\Delta I_{L_o_{max}}$	Máxima ondulação de corrente em alta freqüência no indutor do conversor CC-CA	A
$\overline{\Delta I}$	Amplitude normalizada da ondulação de corrente em baixa freqüência no filtro do conversor CC-CC	-
$\overline{\Delta I_f}$	Ondulação de corrente em baixa freqüência normalizada no filtro do conversor CC-CC	-
$\overline{\Delta I_L}$	Ondulação de corrente em alta freqüência normalizada no indutor do conversor CC-CC	-
$\overline{\Delta I_{L_o}}$	Ondulação de corrente em alta freqüência normalizada no indutor do conversor CC-CA	-
$\overline{\Delta I_{L_o_{max}}}$	Valor máximo normalizado da ondulação de corrente em alta freqüência no indutor do conversor CC-CA	-
$\Delta T_{nucleo}$	Elevação de temperatura no núcleo de ferrite dos elementos magnéticos	$^{\circ}C$
$\Delta V_C$	Ondulação de tensão em alta freqüência na saída do conversor CC-CC	V
$\Delta V_{C_{120}}$	Ondulação de tensão em baixa freqüência na saída do conversor CC-CC	V
$\overline{\Delta V_f}$	Ondulação de tensão em baixa freqüência normalizada na saída do conversor CC-CC	-

$a$	Relação de transformação	-
$A_1$	Ganho do compensador	-
$A_2$	Ganho estático do compensador	-
$A_e$	Área transversal do núcleo magnético	$m^2$
$A_L$	Área transversal de cobre do enrolamento do indutor	$m^2$
$A_p$	Área transversal de cobre do enrolamento primário do transformador	$m^2$
$A_w$	Área da janela do carretel	$m^2$
$B$	Densidade de fluxo magnético	T
$B_{max}$	Densidade máxima de fluxo magnético	T
$C$	Capacitância	F
$d_{max}$	Diâmetro máximo do condutor fundamental	m
$D$	Razão cíclica	-
$D_{ef}(\theta)$	Função de modulação do inversor	-
$d(s)$	Variável de controle (razão cíclica)	-
$E, e$	Tensão da fonte de alimentação de entrada	V
$f_c$	Frequência de cruzamento por zero	Hz
$f_o$	Frequência de ressonância do filtro LC	Hz
$f_{ocup}$	Fator de ocupação da área da janela do carretel	-
$f_{out}$	Frequência da senóide de saída	Hz
$f_p$	Frequência do pólo do compensador	Hz
$f_s$	Frequência de comutação	Hz
$f_z$	Frequência do zero do compensador	Hz
$FT_{LA}(s)$	Função de transferência em laço aberto do sistema inversor-compensador	-
$FT_{MA}(s)$	Função de transferência em laço aberto do sistema conversor-compensador	-
$G_{LA}(s)$	Função de transferência em laço aberto da planta do conversor CC-CA	-
$G_{MA}(s)$	Função de transferência em laço aberto da planta do conversor CC-CC	-
$G_{vd}(s)$	Função de transferência $V_o(s)/d(s)$ do conversor CC-CC	-
$G_{vi}(s)$	Função de transferência $V_{out}(s)/d(s)$ do inversor	-
$G_{vg}(s)$	Função de transferência $V_o(s)/E(s)$ do conversor CC-CC	-
$H_1$	Ganho do compensador PI na frequência de cruzamento	-
$H_1$	Ganho do compensador PID na frequência de ressonância da planta	-
$H_2$	Ganho de faixa plana do compensador	-
$H_A$	Ganho da planta em malha aberta na frequência de cruzamento	-
$H_i(s)$	Função de transferência do compensador do conversor CC-CA	-
$H_v(s)$	Função de transferência do compensador do conversor	-

$I$	Corrente elétrica	A
$I_C, i_C$	Corrente no capacitor do barramento CC	A
$I_{CG}$	Corrente de fuga através da capacitância de gate-coletor	A
$I_{C_o}, i_{C_o}$	Corrente no capacitor do barramento CA	A
$I_D, i_D$	Correntes através dos diodos	A
$I_E, i_E$	Corrente da fonte de alimentação de entrada	A
$I_{ent}$	Corrente alternada de baixa frequência na entrada do filtro LC	A
$I_{in}, i_{in}$	Corrente de entrada do conversor CC-CA	A
$I_L, i_L$	Corrente no indutor de filtragem do conversor CC-CC	A
$I_{L_o}, i_{L_o}$	Corrente no indutor de filtragem do conversor CC-CA	A
$I_{Lp}$	Amplitude da componente em baixa frequência da corrente no indutor do conversor CC-CC	A
$I_o, i_o$	Corrente de saída do conversor CC-CC	A
$I_{op}$	Amplitude da corrente de saída do conversor CC-CA	A
$I_{out}, i_{out}$	Corrente de saída do conversor CC-CA	A
$I_{pp}$	Corrente na entrada de cada estágio do conversor CC-CC	A
$I_{pri}, i_{pri}$	Corrente nos enrolamentos primários do transformador	A
$I_Q, i_Q$	Correntes através dos interruptores comandados do conversor CC-CC	A
$I_{rr}$	Corrente de recuperação reversa do diodo	A
$I_{recD}$	Corrente de recuperação do diodo	A
$I_S, i_S$	Correntes através dos interruptores comandados do conversor CC-CA	A
$I_{sai}$	Corrente alternada de baixa frequência na saída do filtro LC	A
$I_{sec}, i_{sec}$	Corrente nos enrolamentos secundários do transformador	A
$J$	Densidade de corrente	A/m <sup>2</sup>
$J_{max}$	Densidade máxima de corrente	A/m <sup>2</sup>
$J_p$	Densidade máxima de corrente nos enrolamentos primários do transformador	A/m <sup>2</sup>
$J_s$	Densidade máxima de corrente nos enrolamentos secundários do transformador	A/m <sup>2</sup>
$K_f$	Coefficiente de perdas por correntes parasitas	-
$K_h$	Coefficiente de perdas por histerese	-
$K_i$	Ganho do sensor de amostragem do conversor CC-CA (transformador)	-
$K_v$	Ganho do sensor de amostragem do conversor CC-CC (divisor resistivo)	-
$k_L$	Fator de ocupação da janela pelo enrolamento do indutor	-
$k_p$	Fator de ocupação da janela pelo enrolamento primário do transformador	-

$k_w$	Fator de ocupação da janela pelos enrolamentos do transformador	-
$L$	Indutância	H
$L_{pt}$	Indutância parasita de trilha das placas de circuito impresso	H
$l_{entreferro}$	Comprimento do entreferro	m
$\ell_{esp}$	Comprimento médio de uma espira	m
$m_i$	Índice de modulação	-
$n_{cond}$	Número de condutores em paralelo nos enrolamentos	-
$n_e$	Número de estágios de entrada do conversor CC-CC	-
$N_L$	Número de espiras do enrolamento do indutor	-
$N_p$	Número de espiras do enrolamento primário do transformador	-
$N_s$	Número de espiras do enrolamento secundário do transformador	-
$P$	Potência	W
$P_C$	Perda de potência no capacitor	W
$P_{cu}$	Perdas por efeito Joule nos enrolamentos dos elementos magnéticos	W
$P_D$	Perdas de potência nos diodos	W
$P_{D_{com}}$	Perdas por comutação nos diodos	W
$P_{D_{cond}}$	Perdas por condução nos diodos	W
$P_E$	Potência de entrada do conversor CC-CC	W
$P_{nucleo}$	Perdas magnéticas no núcleo dos elementos magnéticos	W
$P_o$	Potência de saída do conversor CC-CC	W
$P_{out}$	Potência de saída do conversor CC-CA	W
$P_Q$	Perdas nos interruptores do conversor CC-CC	W
$P_{Q_{com}}$	Perdas por comutação nos interruptores do conversor CC-CC	W
$P_{Q_{cond}}$	Perdas por condução nos interruptores do conversor CC-CC	W
$P_S$	Perdas nos interruptores do conversor CC-CA	W
$P_{S_{com}}$	Perdas por comutação nos interruptores do conversor CC-CA	W
$P_{S_{cond}}$	Perdas por condução nos interruptores do conversor CC-CA	W
$P_{semicondutores}$	Perdas totais em todos os semicondutores	W
$P_{trafo}$	Potência de cada estágio de entrada do conversor CC-CC	W
$q1$	Sinal de comando do grupo de interruptores Q1	V
$q2$	Sinal de comando do grupo de interruptores Q2	V
$R$	Resistência elétrica	$\Omega$
$R_{DS}$	Resistência de condução do MOSFET	$\Omega$
$R_o$	Resistência equivalente de carga do conversor CC-CC	$\Omega$

$R_{out}$	Resistência equivalente de carga do conversor CC-CA	$\Omega$
$R_{SE}$	Resistência série equivalente do capacitor de barramento	$\Omega$
$R_{thDA}$	Resistência térmica entre dissipador e ambiente	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{thnucleo}$	Resistência térmica do núcleo magnético	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$S_{cu}$	Área de cobre do enrolamento	$\text{m}^2$
$S_{fio}$	Área do condutor fundamental considerando o seu isolamento	$\text{m}^2$
$S_{skin}$	Área de cobre do condutor fundamental	$\text{m}^2$
$t$	Tempo	s
$T$	Temperatura	$^{\circ}\text{C}$
$t_f$	Tempo de entrada em condução do MOSFET	s
$t_{on}$	Período de condução dos interruptores	s
$t_{off}$	Período de bloqueio dos interruptores	s
$t_r$	Tempo de bloqueio do MOSFET	s
$t_{rr}$	Tempo de recuperação reversa dos diodos	s
$T_a$	Temperatura ambiente	$^{\circ}\text{C}$
$T_S$	Período de comutação	s
$u(s)$	Sinal de controle	-
$V$	Tensão elétrica	V
$V_{ab}, v_{ab}$	Tensão de entrada do filtro do conversor CC-CA	V
$V_C, v_C$	Tensão no capacitor do barramento CC	V
$V_{CC}$	Tensão do barramento CC	V
$V_{ca}, v_{ca}$	Componente alternada da tensão do barramento CC	V
$V_{Cp}$	Amplitude da componente em baixa frequência da tensão no capacitor do conversor CC-CC	V
$V_d$	Tensão de condução do diodo	V
$V_D$	Tensão reversa sobre o diodo	V
$V_{ent}$	Tensão alternada de baixa frequência na entrada do filtro LC	V
$V_g$	Tensão CC de alimentação do circuito de disparo dos MOSFET's	V
$V_{in}, v_{in}$	Tensão de entrada do conversor CC-CA	V
$V_L, v_L$	Tensão sobre o indutor de filtragem do conversor CC-CC	V
$V_{Lout}, v_{Lout}$	Tensão sobre o indutor de filtragem do conversor CC-CA	V
$V_{nucleo}$	Volume do núcleo magnético	$\text{m}^3$
$V_o, v_o$	Tensão de saída do conversor CC-CC	V
$V_{op}$	Amplitude da tensão de saída do conversor CC-CA	V
$v_{out}$	Tensão instantânea de saída do conversor CC-CA	V
$V_{out}$	Tensão eficaz de saída do conversor CC-CA	V
$V_{pwm}$	Sinal dente de serra do modulador PWM	V

$V_Q, v_Q$	Tensão direta aplicada sobre os interruptores do conversor CC-CC	V
$V_S, v_S$	Tensão direta aplicada sobre os interruptores do conversor CC-CA	V
$V_{sai}$	Tensão alternada de baixa frequência na saída do filtro LC	V
$V_{ref}$	Sinal de referência do compensador do conversor CC-CC	V
$V_{sen}$	Sinal de referência senoidal do compensador do conversor CC-CA	V
$V_{tri}$	Sinal triangular do modulador PWM	V
$Z_{ent}$	Impedância de entrada do filtro LC	$\Omega$
$Z_{sai}$	Impedância de saída do filtro LC	$\Omega$
$Z_o$	Carga do conversor CC-CC	$\Omega$

## 2. Símbolos representativos de componentes de circuito elétrico

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
$C$	Capacitor do filtro de saída do conversor CC-CC
$C_o$	Capacitor do filtro de saída do conversor CC-CA
$C_{b1}, C_{b2}$	Capacitores de desacoplamento do conversor CC-CA
$C_{CE}, C_{GC}, C_{GE}$	Capacitâncias intrínsecas ao transistor IGBT
$C_{iss}$	Capacitância equivalente de entrada do interruptor
$C_f, C_i, C_{fz}$	Capacitores componentes dos circuitos compensadores
$C_t$	Capacitor componente de circuito de comando
$C_{SS}$	Capacitor de <i>soft-start</i> do comando do conversor CC-CC
$D1, D2, D3, D4$	Diodos retificadores do conversor CC-CC
$g_1, g_2$	Sinal de comando para os interruptores
$P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, P_{sin}, P_t$	Potenciômetros componentes do circuito de comando
$Q1, Q2$	Interruptores comandados do conversor CC-CC
$L$	Indutor do filtro de saída do conversor CC-CC
$L_o$	Indutor do filtro de saída do conversor CC-CA
$R_d$	Resistor de ajuste de tempo morto do comando do conversor CC-CC
$R_g, R_{g1}, R_{g2}$	Resistores de <i>gate</i> para disparo dos MOSFET's e IGBT's
$R_f, R_i, R_{fz}, R_{iz}, R_{ip}$	Resistores componentes dos circuitos compensadores
$R_{out1}, R_{out2}$	Resistores componentes do circuito de comando
$S1, S2, S3, S4$	Interruptores comandados do conversor CC-CA
$Z_1, Z_2$	Transistores tipo IGBT

### 3. Acrônimos e abreviaturas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
<b>AWG</b>	Bitola de um condutor na <i>American Wire Gauge</i>
<b>CA</b>	Corrente alternada
<b>CAPES</b>	Fundação Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
<b>CC</b>	Corrente contínua
<b>CI</b>	Circuito integrado
<b>CMOS</b>	<i>Complementary Metal-Oxide Semiconductor</i>
<b>D/A</b>	Digital para analógico
<b>DSP</b>	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador digital de sinais)
<b>EMI</b>	<i>Electromagnetic Interference</i>
<b>EPROM</b>	<i>Electrically Programmable Read Only Memory</i>
<b>IGBT</b>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
<b>INEP</b>	Instituto de Eletrônica de Potência
<b>MOSFET</b>	<i>Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
<b>PI</b>	Proporcional Integral
<b>PIC</b>	<i>Peripheral Interface Controller</i> (Interface controladora programável)
<b>PID</b>	Proporcional Integral Derivativo
<b>PWM</b>	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulso)
<b>THD</b>	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Taxa de distorção harmônica)
<b>UFSC</b>	Universidade Federal de Santa Catarina
<b>UPS</b>	<i>Uninterrupted Power Supply</i>
<b>UTI</b>	Unidade de terapia intensiva

### 4. Índices e sub-índices

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
<i>ca</i>	Componente alternada de uma grandeza composta
<i>ef</i>	Valor eficaz de uma grandeza
<i>md</i>	Valor médio de uma grandeza
<i>med</i>	Valor médio de uma grandeza
<i>max</i>	Valor máximo de uma grandeza
<i>min</i>	Valor mínimo de uma grandeza
<i>rms</i>	Valor eficaz de uma grandeza
<i>pk</i>	Valor de pico de uma grandeza
<i>pp</i>	Valor de pico-a-pico de uma grandeza
<i>120</i>	Componente em 120Hz de uma grandeza composta

## 5. Símbolos de unidades de grandezas físicas

<i>Símbolo</i>	<i>Nomenclatura</i>	<i>Significado</i>
<b>Ω</b>	Ohm	Impedância elétrica
<b>A</b>	Ampère	Corrente elétrica
<b>F</b>	Farad	Capacitância
<b>H</b>	Henry	Indutância
<b>Hz</b>	Hertz	Frequência
<b>m</b>	Metro	Comprimento
<b>rad</b>	radiano	Ângulo
<b>s</b>	Segundo	Tempo
<b>T</b>	Tesla	Densidade de fluxo magnético
<b>V</b>	Volt	Tensão elétrica
<b>W</b>	Watt	Potência
<b>Wb</b>	Webber	Fluxo magnético
<b>°C</b>	Grau centígrado	Temperatura
<b>°</b>	Grau trigonométrico	Ângulo

## INTRODUÇÃO GERAL

O constante crescimento da demanda por energia em todo o planeta e o grande impacto ambiental advindo da obtenção dessa energia têm incentivado, cada vez mais, as pesquisas científicas visando a evolução do setor energético. Seja na busca pela melhoria da eficiência dos mais diversos sistemas, na esperança de obter-se possíveis novas fontes de energia renováveis e não poluentes como uma forma de 'desafogar' os sistemas em uso e preservar o meio ambiente, ou na tentativa de aperfeiçoar as opções de fontes alternativas já existentes.

Com a crescente necessidade do ser humano pela disponibilidade de energia, sobretudo por parte dos setores elétrico (cuja energia é obtida principalmente por meio de sistemas hidráulicos, térmicos e nucleares, processos causadores de grandes impactos ambientais) e automotivo (cuja principal fonte de energia vem da combustão de derivados do petróleo, um processo extremamente poluente), a Eletrônica de Potência passa a se configurar numa grande aliada na luta pela aquisição e aproveitamento de novas fontes para a obtenção desta energia, devido a sua grande importância na evolução do estudo de fontes de energia alternativa, apresentando-se como provedora de elementos essenciais no tratamento, condicionamento e aplicação da energia fornecida pelas novas fontes [21, 23, 32, 33, 37].

A possibilidade de realizar-se o tratamento da energia elétrica com grande eficiência e de maneira pouco onerosa tem levado a Eletrônica de Potência a encontrar aplicações das mais diversas. Principalmente em ambientes onde ainda existem deficiências no fornecimento desta energia, como, por exemplo, em localidades rurais [35], ou em situações em que a confiabilidade do sistema é um fator de suma importância, como é o caso do uso de UPS's (*Uninterrupted Power Supplies*) em sistemas de informações, bancos ou hospitais [28, 29, 30]. A sua versatilidade, unida à disponibilidade de tecnologia adequada para o armazenamento de energia eletroquímica [19, 20, 21, 23], permite o seu emprego em situações ainda mais ousadas, podendo inclusive ser aplicada no setor automotivo em substituição ao próprio petróleo [22].

A utilização da energia elétrica em aplicações anteriormente só providas por energia obtida por combustão sempre esteve atravancada pelo problema da autonomia [22], problema este que está próximo de ser resolvido com o avanço das pesquisas na área de fontes alternativas, que hoje disponibilizam opções realmente concretas de se obter níveis elevados de energia elétrica por meio de conversão eletroquímica (baterias e células à combustível), possibilitando a substituição do petróleo nessas aplicações.

Além disso, pesquisas recentes apontam para a opção de utilização de conversão eólica e fotovoltaica como forma de complementar o fornecimento das grandes redes abastecidas pelos tradicionais geradores hidráulicos, termoelétricos ou nucleares, com a vantagem de causar menores impactos ao meio ambiente.

Neste contexto, a Eletrônica de Potência assume papel fundamental no tratamento da energia elétrica, disponibilizada na maioria dos casos de forma contínua, para torná-la passível de ser utilizada com a mesma simplicidade com que se dispõe da energia entregue pela rede de distribuição, visto que a maioria dos aparelhos domésticos disponíveis no mercado necessita de tensão alternada senoidal, preferencialmente com baixa distorção, para funcionar de forma adequada, principalmente as máquinas elétricas rotativas, onde a presença de harmônicos na tensão aplicada a sua entrada tem efeitos danosos.

Este trabalho trata do estudo e da implementação de uma fonte de tensão alternada de 1kW a ser utilizada para alimentação de eletrodomésticos em aplicações embarcadas a partir de uma fonte de alimentação CC (bateria de automóvel, painéis fotovoltaicos ou células a combustível) de 24V. A fonte consiste de um inversor eletrônico que deverá fornecer energia para a carga na forma de uma tensão senoidal com amplitude controlada, 220V de valor eficaz e baixa distorção harmônica. Para isso será utilizado um conversor CC-CC elevador de tensão, com a função de realizar a adaptação da tensão disponibilizada pela fonte contínua e fornecer ao inversor uma tensão controlada de 360V no seu barramento de entrada. O diagrama de blocos da estrutura proposta é apresentado na Fig. I.1.

Este trabalho se propõe a focar a questão dos efeitos danosos provocados pelo acoplamento em cascata de um conversor CC-CC e um conversor CC-CA, que realiza o tratamento da energia de forma variável, fornecendo uma potência instantânea dotada de uma flutuação senoidal na saída. Parte desse estudo visa determinar uma metodologia eficiente para o projeto do filtro LC que realiza o acoplamento entre os conversores, de modo a possibilitar a obtenção de um filtro que minimize a flutuação da energia que

atravessa o conversor CC-CC, cujo efeito é comumente prejudicial à fonte de alimentação CC, trazendo uma redução no custo total do equipamento.

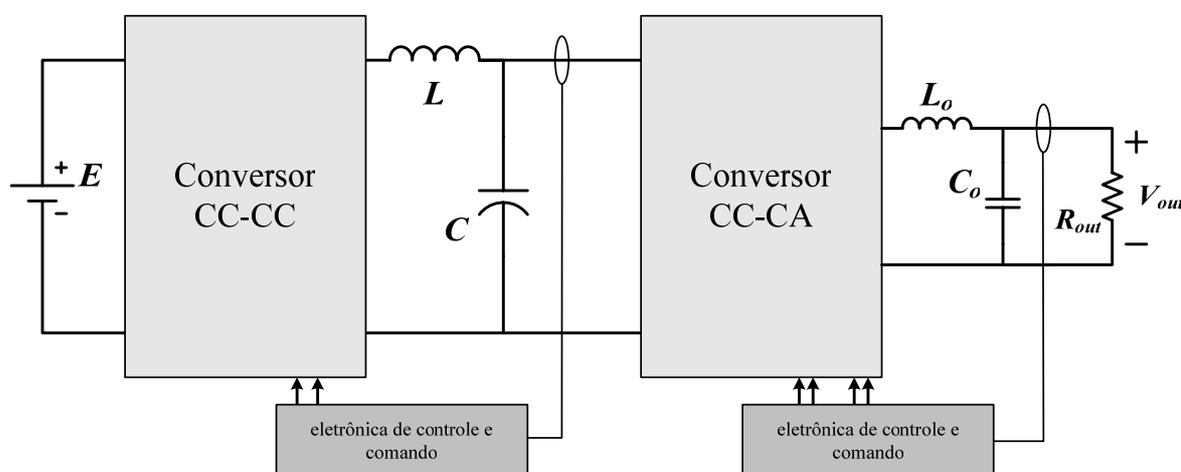


Fig. I.1 – Diagrama de blocos da estrutura proposta.

Atualmente os inversores de tensão estão presentes nos mais diversos meios produtivos, na área industrial, no acionamento de motores de indução, na área comercial, em UPS's, na área hospitalar, onde são utilizados com frequência na alimentação de cargas críticas como equipamentos em UTI's. Com o projeto a ser desenvolvido espera-se disponibilizar à indústria nacional um produto capaz de competir com os similares importados, oferecendo uma opção de baixo custo e fácil reprodutibilidade que atenda a especificações de desempenho, confiabilidade, volume e peso.

O projeto a ser desenvolvido é baseado nas seguintes especificações:

- Potência de saída  $P_{out} = 1000W$  ;
- Tensão nominal de alimentação CC  $E = 24V$  ;
- Tensão de saída controlada  $V_{out} = 220V_{rms} / 60Hz$  ;
- Distorção harmônica da tensão de saída  $THD \leq 5\%$  ;
- Estimativa de rendimento  $\eta = 81\%$  .

A metodologia de trabalho a ser desenvolvida consiste em realizarem-se estudos analíticos, estudos por simulação e, por fim, a implementação experimental que comprovará a validade do estudo.

Este texto contempla um estudo topológico dos conversores a serem utilizados no equipamento; a validação desse estudo teórico das topologias empregadas por meio de simulações digitais utilizando o *software Pspice*; a realização e a otimização do projeto, buscando a redução do custo de montagem de modo a oferecer um diferencial em relação aos produtos existentes no mercado externo, possibilitando sua comercialização;

o desenvolvimento de um protótipo em laboratório e a realização de ensaios em bancada como forma de comprovar os resultados obtidos na etapa de simulação digital e atestar sua eficiência e funcionalidade.

O **capítulo um** consiste na apresentação do conversor CC-CC proposto. É realizada a análise da operação da topologia escolhida, apresentando o seu equacionamento, o projeto desenvolvido e os resultados das simulações com o estágio de potência do conversor.

O **capítulo dois** apresenta o conversor CC-CA utilizado, novamente com o estudo completo da estrutura, abordando os seus estados topológicos, a sua análise matemática e a metodologia de projeto utilizada. Por fim, são realizadas simulações do estágio de potência do segundo conversor com o intuito de comprovar a validade do projeto realizado.

O **capítulo três** trata da questão do acoplamento entre as duas estruturas adotadas. É realizado um estudo acerca do fenômeno da variação de energia em baixa frequência no barramento CC, sendo apresentada uma metodologia de projeto para o filtro LC de acoplamento que visa conter esta variação em níveis seguros para a sua operação. São realizadas, então, novas simulações para comprovar a validade do estudo teórico e do equacionamento realizado para se chegar à técnica de projeto.

O **capítulo quatro** apresenta a modelagem de ambos os conversores estudados, o projeto dos compensadores de tensão empregados, a concepção dos circuitos de controle e comando utilizados e a simulação de ambos os sistemas operando em malha fechada.

O **capítulo cinco** finaliza o estudo apresentando os protótipos construídos em laboratório e os resultados advindos de seus ensaios. São discutidos, também, alguns dos problemas relativos aos fenômenos de comutação observados na implementação do conversor CC-CA, trazendo as soluções adotadas.

Enfim, são apresentadas as conclusões obtidas da experiência com o estudo desenvolvido a partir da discussão de seus resultados.

# CAPÍTULO 1

## CONVERSOR CC-CC ELEVADOR DE TENSÃO

### 1.1 INTRODUÇÃO

Devido à baixa tensão disponível na alimentação (fonte CC de 24V) utilizada para a fonte alternada a ser projetada, faz-se necessária a adequação da tensão para o barramento CC que alimenta o conversor CC-CA. A tensão disponibilizada pela fonte de entrada deve ser elevada a um patamar que permita ao inversor, por meio da modulação PWM senoidal, fornecer os níveis desejados de tensão alternada à carga. Para realizar essa adaptação de tensões contínuas utiliza-se um conversor CC-CC elevador de tensão.

Entre as diversas topologias de conversores estáticos têm-se vários exemplos de circuitos elevadores que podem ser empregados para esta aplicação. A primeira opção a ser considerada seria o conversor Boost. Entretanto, em virtude da grande disparidade entre os valores de tensão envolvidos, torna-se impraticável a utilização desta estrutura. Recomenda-se, então, o uso de uma estrutura com isolamento galvânico que permita uma melhor adaptação de níveis de tensão tão distintos.

Neste capítulo é feita uma análise detalhada do conversor CC-CC adotado, apresentando a sua estrutura e uma metodologia de projeto, finalizando com a realização de um projeto completo e a sua validação por meio de simulação.

### 1.2 TOPOLOGIA ADOTADA

A topologia escolhida para o conversor CC-CC neste projeto é da família dos conversores abaixadores de tensão, ou conversores Buck. Trata-se de um conjunto de conversores Push-Pull, cujos transformadores têm seus enrolamentos secundários conectados em série. Sendo assim, cada transformador terá uma relação de transformação cinco vezes menor que a relação de espiras total necessária para o projeto. O conversor CC-CC, apresentado na Fig. 1.1, opera em modo de condução contínua, no qual a corrente no indutor comum de filtragem nunca se anula. O conversor, assim como a estrutura Push-Pull, apresenta quatro etapas de funcionamento, das quais duas realizam a transferência de energia da fonte de entrada para a carga. Os interruptores

utilizados pelo conversor são transistores do tipo MOSFET. A opção pela utilização de cinco estágios de entrada para este conversor se deve a necessidade de se distribuir a sua elevada corrente de entrada através da utilização de várias células para processar menores níveis de potência em cada um dos elementos magnéticos, reduzindo tanto o volume total dos núcleos de ferrite empregados, como também a potência comutada em cada um dos interruptores comandados.

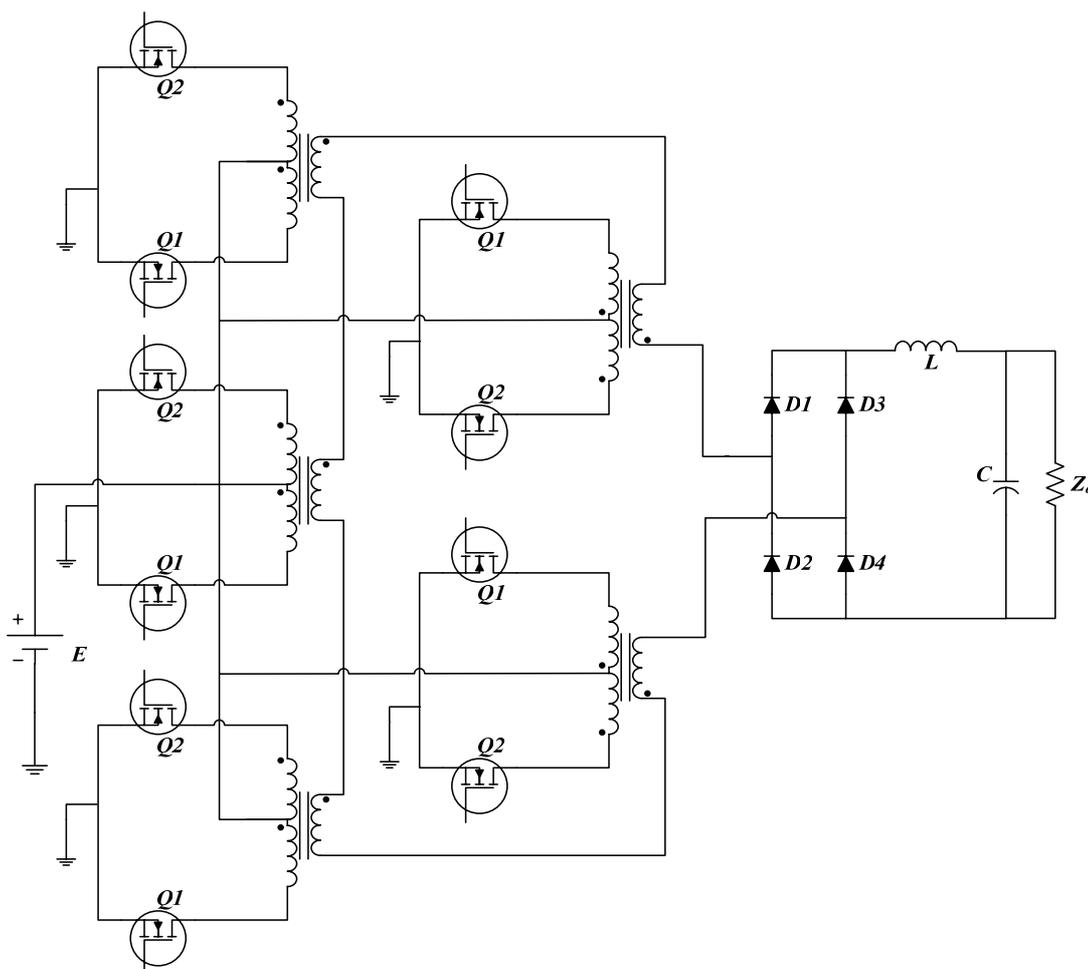


Fig. 1.1 – Topologia adotada para o conversor CC-CC.

### 1.3 CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL

Primeiramente será realizada a análise do funcionamento do conversor Push-Pull utilizando sua topologia convencional, apresentando detalhadamente as suas etapas de comutação e as formas de onda que caracterizam a sua operação em modo de condução contínua. A análise da operação do conversor Push-Pull convencional pode facilmente ser estendida para a topologia com múltiplas entradas adotada neste projeto, uma vez que cada célula do conversor opera de forma idêntica e simultânea.

### 1.3.1 Topologia básica

O conversor CC-CC Push-Pull pode ser definido como um arranjo de dois conversores Forward operando complementarmente [12]. Por se tratar de um conversor isolado, valendo-se de um acoplamento magnético, ele pode ser utilizado tanto como conversor abaixador quanto como elevador de tensão, embora a sua estrutura fundamental seja baseada na topologia Buck (conversor abaixador de tensão). Os seus interruptores operam de forma alternada, cada qual sendo comandado por, no máximo, 50% do período de comutação, separados por um período de tempo-morto. Essa característica, que leva à necessidade de se montar dois enrolamentos primários embobinados no mesmo sentido, mas com correntes que circulam em direções opostas, faz com que o fluxo no material magnético seja controlado em ambas as polaridades, tornando a utilização do núcleo mais eficiente do que em um conversor com um único interruptor e podendo, inclusive, reduzir o seu volume.

A escolha deste conversor se deve, entre outras razões, ao fato de ser o mais recomendado para médias potências, sendo largamente utilizado em aplicações industriais, principalmente pela sua robustez e simplicidade, uma vez que a forma como são montados os seus interruptores dispensa o uso de comandos isolados. Além disso, ele é bastante recomendado para aplicações com baixas tensões de entrada e altos valores de corrente, por submeter os interruptores a níveis de esforços com o dobro de sua tensão de alimentação. Para uma determinada aplicação, a estrutura do conversor Push-Pull, utilizando os mesmos interruptores comandados, é capaz de processar o dobro da potência de um conversor Forward, graças a sua modulação por comandos alternados.

As principais desvantagens da utilização da topologia Push-Pull estão relacionadas ao seu transformador. Uma delas é a necessidade de se utilizarem circuitos grampeadores para proteção dos interruptores contra sobretensões no momento de sua abertura, provocadas pela presença da indutância de dispersão. A outra desvantagem reside na impossibilidade de aplicarem-se técnicas para eliminar a componente contínua da tensão aplicada ao núcleo do transformador em caso de uma possível assimetria entre os tempos de comutação dos interruptores. Para evitar a saturação do núcleo na possibilidade de uma ocorrência como essa, o projeto do transformador é realizado de modo que a densidade máxima de fluxo-magnético não exceda níveis considerados seguros para a sua operação, mantendo este parâmetro o mais distante possível do limite de saturação do material empregado.

A topologia do conversor Push-Pull é apresentada na Fig. 1.2. O retificador de ponto médio da saída precisou ser substituído por um retificador em ponte completa. Essa mudança fez-se necessária para que fosse possível a ligação de vários estágios de entrada a um único filtro de saída, através da conexão em série dos enrolamentos secundários. Na Fig. 1.3 é apresentada a estratégia da modulação PWM utilizada para comandar o conversor.

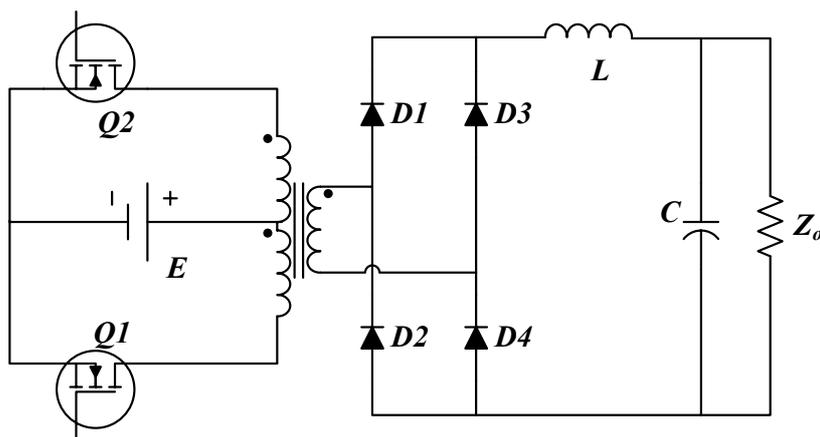


Fig. 1.2 – Topologia do conversor CC-CC Push-Pull convencional.

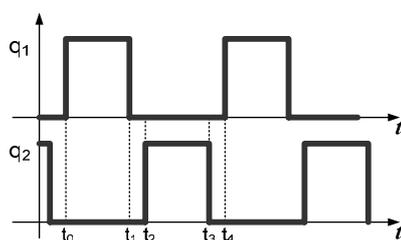


Fig. 1.3 – Estratégia de modulação com comandos alternados.

Conhecida a estrutura do conversor CC-CC Push-Pull, pode-se partir para a análise da sua operação em condução contínua.

### 1.3.2 Análise da operação em condução contínua

Segue-se agora a análise detalhada da operação do conversor Push-Pull em condução contínua. Observando primeiramente os estados topológicos do conversor e, em seguida, as formas de onda mais importantes referentes ao mesmo.

#### 1.3.2.1 Estados topológicos

Para efetuar a análise das diversas etapas do funcionamento do conversor Push-Pull considerar-se-á que todos os elementos ativos e passivos do circuito são ideais e que o sistema está funcionando em regime permanente.

### Etapa I – $t_0$ a $t_1$

Na primeira etapa o interruptor **Q1** está em condução. Os diodos **D1** e **D4** conduzem a corrente do indutor de filtragem **L**, carregando o capacitor **C** e fornecendo energia à carga, enquanto os diodos **D2** e **D3**, reversamente polarizados, encontram-se bloqueados. A Fig. 1.4 apresenta a configuração do conversor durante a sua primeira etapa de operação.

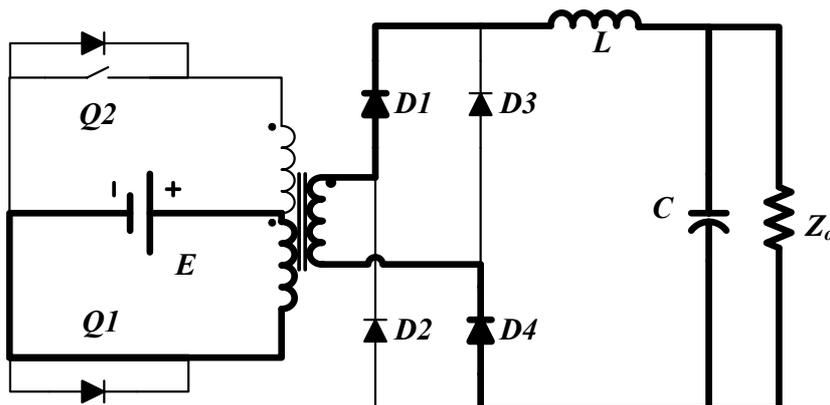


Fig. 1.4 – Primeira etapa.

### Etapa II – $t_1$ a $t_2$

Nesta etapa ocorre a descarga da energia acumulada no indutor durante a etapa anterior e o capacitor continua a fornecer energia para a carga. A etapa se inicia com o bloqueio do interruptor **Q1**. Com a interrupção da corrente do primário a tensão na entrada da ponte retificadora se anula, levando todos os seus diodos a entrarem em condução ao mesmo tempo para manter a circulação de corrente no indutor. A energia acumulada no filtro é então entregue à carga.

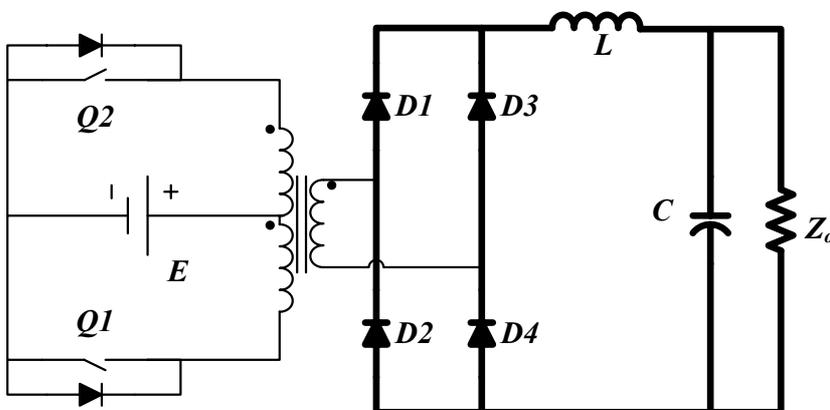


Fig. 1.5 – Segunda etapa.

### Etapa III – $t_2$ a $t_3$

Quando o interruptor **Q2** é comandado a conduzir em  $t_2$  o circuito entra na sua terceira etapa. Durante esta etapa ocorre uma nova transferência de energia da entrada para a saída do conversor. Os diodos **D2** e **D3** agora conduzem a corrente do indutor enquanto os diodos **D1** e **D4** se mantêm bloqueados. O capacitor **C** é novamente carregado e fornece, junto com o indutor de filtragem, a corrente de carga. A etapa se encerra quando o interruptor **Q2** recebe ordem de bloqueio, levando o conversor de volta a configuração observada na segunda etapa.

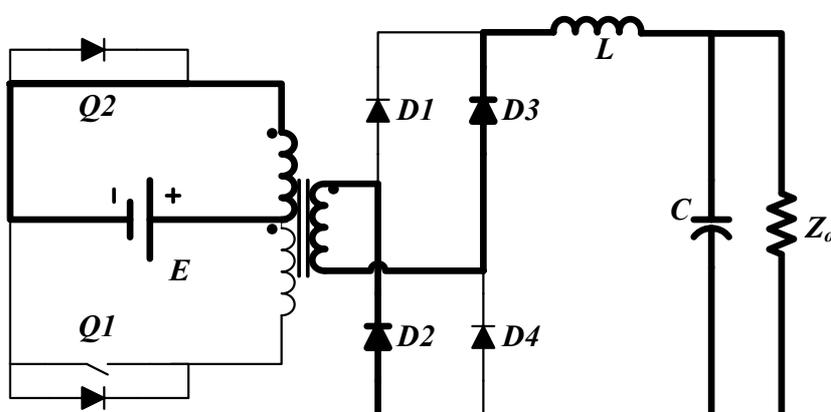


Fig. 1.6 – Terceira etapa de operação.

### Etapa IV – $t_3$ a $t_4$

A quarta e última etapa é idêntica à segunda. Novamente com tensão nula nos terminais do enrolamento secundário e corrente positiva no indutor de saída, a ponte retificadora entra em roda-livre e mantém a circulação de corrente para a carga. Esta etapa se encerra quando o interruptor **Q1** for novamente comandado a conduzir, trazendo de volta a configuração já observada na primeira etapa.

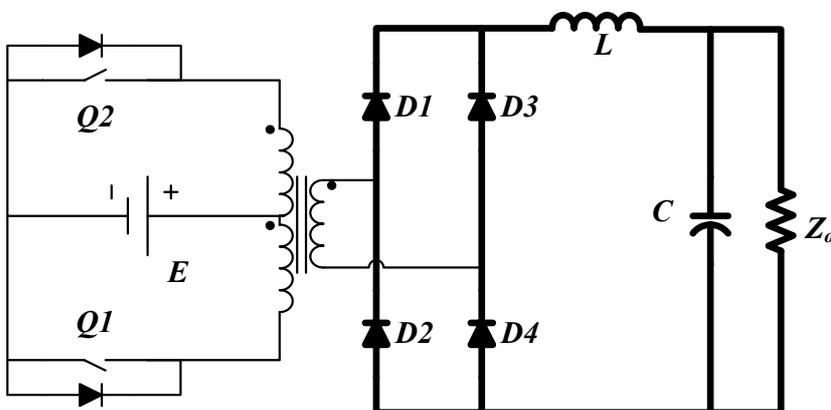


Fig. 1.7 – Quarta etapa.

Conhecidas as etapas de funcionamento do conversor, pode-se agora passar à próxima fase do estudo, onde são apresentadas as principais formas de onda correspondentes a sua operação.

### 1.3.2.2 Formas de onda

A partir da análise detalhada das etapas de funcionamento do conversor pode-se traçar as principais formas de onda inerentes ao seu funcionamento. Estas formas de onda são apresentadas na Fig. 1.8.

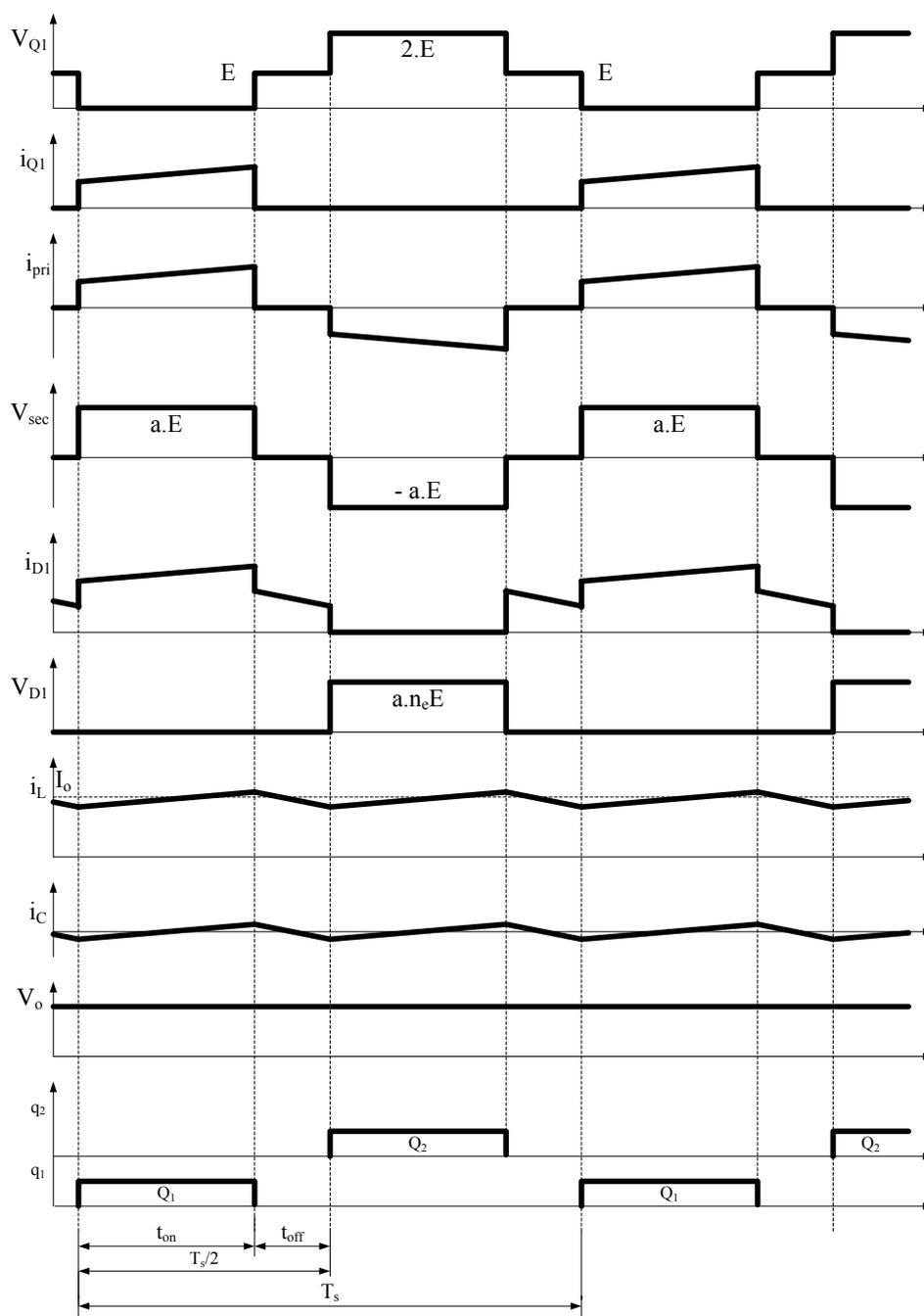


Fig. 1.8 – Principais formas de onda do conversor Push-Pull.

### 1.3.3 Análise global

Conhecido o funcionamento completo do conversor Push-Pull, parte-se a seguir para a sua análise matemática, efetuando-se todo o equacionamento que descreve a operação do conversor em modo de condução contínua, fundamental à obtenção de uma metodologia de projeto e de um modelo eficazes.

A razão cíclica, ou ciclo de trabalho, é o primeiro parâmetro que precisa ser apresentado para que se possa iniciar o equacionamento do conversor. Este parâmetro é definido, no interruptor, como sendo a fração do seu período de operação em que o mesmo permanece em condução. Ou seja, a razão entre o período em que o interruptor está comandado a conduzir e o seu período total de comutação [1, 3, 12].

Da Fig. 1.8 conclui-se que o valor da razão cíclica no interruptor, dado pela expressão apresentada em (1.1), pode variar entre zero e 0,5. Visto que cada interruptor só pode conduzir no máximo durante metade do período de comutação.

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (1.1)$$

Dada esta expressão, e a partir da análise das etapas de operação e das formas de onda relativas ao funcionamento do conversor, pode-se obter a expressão que descreve o ganho estático do conversor Push-Pull como sendo:

$$\frac{V_o}{E} = a \cdot 2D \quad (1.2)$$

Onde

$a$ : relação de espiras dos transformadores de alta frequência;

$E$ : tensão CC de alimentação no barramento de entrada.

Para o conversor com múltiplos estágios de entrada deve-se levar em conta a ligação em série dos secundários de seus transformadores. A expressão (1.2) fica então:

$$\frac{V_o}{E} = 2n_e a D \quad (1.3)$$

Onde

$n_e$ : número de estágios de entrada ligados em série através do secundário do transformador.

De (1.3) obtém-se a expressão que determina a relação de espiras dos transformadores do conversor, dada por (1.4).

$$a = \frac{V_o + 2DV_d}{2n_e DE} \quad (1.4)$$

Onde

$V_d$ : tensão direta de condução nos diodos retificadores.

E a corrente média de carga será dada por:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (1.5)$$

Onde

$P_o$ : potência de saída do conversor.

### 1.3.4 Filtro de saída

Para obter-se uma tensão contínua no barramento de saída, livre da componente em alta frequência inerente à operação do conversor estático, é necessário projetar-se adequadamente um filtro LC que elimine essa frequência.

O projeto desse filtro inicia-se pela determinação das ondulações de corrente e tensão que serão consideradas toleráveis na operação do conversor.

Da relação Volt-Ampère no indutor tem-se que:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = L \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (1.6)$$

Onde

$\Delta I_L$ : ondulação da corrente através do indutor.

De (1.6) obtém-se, para o período de condução de um interruptor:

$$\Delta I_L = \frac{(n_e a E - V_o)}{L} t_{on} \quad (1.7)$$

Substituindo (1.3) em (1.7) e normalizando em função do período de comutação dos interruptores obtém-se:

$$\frac{\Delta I_L}{T_S} = \frac{(n_e a E - 2n_e a DE)}{L} \frac{t_{on}}{T_S} \quad (1.8)$$

Com isso, encontra-se a expressão que determina o valor da ondulação de corrente em função da razão cíclica, dada por (1.9).

$$\Delta I_L = \frac{n_e a E (1 - 2D)}{f_s L} D \quad (1.9)$$

Com  $f_s = \frac{1}{T_s}$  representando a frequência de comutação dos interruptores.

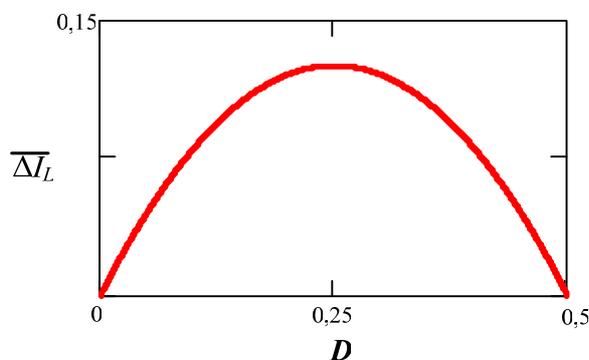
A partir de (1.9) obtém-se a função da ondulação de corrente normalizada como sendo:

$$\overline{\Delta I_L} = \Delta I_L \frac{f_s L}{n_e a E} = D(1 - 2D) \quad (1.10)$$

É necessário agora determinar a razão cíclica que impõe a máxima ondulação de corrente através do indutor de filtro. Essa máxima ondulação está relacionada às máximas perdas no elemento magnético. Isso é possível fazendo:

$$\frac{d\overline{\Delta I_L}}{dD} = (1 - 4D) = 0 \quad (1.11)$$

Derivando (1.10) em função de **D** e igualando a zero o resultado conclui-se que a máxima ondulação de corrente corresponde a uma razão cíclica de 0,25, como pode ser observado na Fig. 1.9.



**Fig. 1.9 – Variação da ondulação de corrente normalizada em função da razão cíclica do conversor.**

Sendo assim, definida a tolerância de ondulação na corrente do indutor, pode-se chegar ao valor mínimo da sua indutância fazendo uso da expressão (1.12).

$$L = \frac{n_e a E}{8 f_s \Delta I_{L_{\max}}} \quad (1.12)$$

Com o valor da indutância de filtro já definido, é preciso calcular agora a capacitância mínima necessária para realizar a filtragem da alta frequência, mantendo uma ondulação de tensão máxima tolerável na saída do conversor.

Para a determinação desta capacitância será preciso fazer algumas suposições [1, 21], sejam elas:

- A corrente média através do capacitor é nula e toda a componente alternada da corrente do indutor circula por ele.
- A forma de onda da ondulação de corrente no capacitor será considerada senoidal.

Dessa forma, tem-se:

$$i_c(t) = \frac{\Delta I_L}{2} \text{sen}(2\pi \cdot 2f_s \cdot t) \quad (1.13)$$

Onde  $f_s = \frac{1}{T_s}$  é a frequência de comutação dos interruptores.

Pela relação Volt-Ampère no capacitor tem-se que a componente alternada da sua tensão é dada por:

$$v_{ca}(t) = \frac{1}{2C} \int \Delta I_L \text{sen}(4\pi f_s t) dt \quad (1.14)$$

Resolvendo (1.14), obtém-se:

$$v_{ca}(t) = V_{ca} \cos(4\pi f_s t) = \frac{\Delta I_L}{8\pi f_s C} \cos(4\pi f_s t) \quad (1.15)$$

De onde se pode extrair a expressão (1.16).

$$\Delta V_C = \frac{\Delta I_L}{4\pi f_s C} \quad (1.16)$$

Onde  $\Delta V_C = 2V_{ca}$  representa a ondulação de tensão no capacitor de saída do filtro do conversor, cujo valor é o dobro da amplitude da componente alternada desta tensão.

A partir de (1.16) pode-se encontrar o valor mínimo de capacitância necessário para que se tenha um dado valor de ondulação na tensão de saída. E substituindo (1.12) em (1.17) é obtida a expressão a ser utilizada para determinar esta mínima capacitância de projeto, apresentada em (1.18).

$$C = \frac{\Delta I_L}{4\pi f_s \Delta V_C} \quad (1.17)$$

$$C = \frac{n_e a E}{32\pi f_s^2 L \Delta V_C} \quad (1.18)$$

Entretanto, devido à não idealidade dos componentes eletrônicos, é necessário atentar para a existência de resistências parasitas internas ao capacitor, cuja presença afeta sensivelmente o comportamento da ondulação de tensão sobre o componente. Deve-se, portanto, levar em conta o efeito de sua resistência série equivalente no momento de definir-se o capacitor a ser empregado.

Considerando ainda que a componente alternada da corrente através do indutor é em sua totalidade desviada para o capacitor de filtro, assume-se que deve haver uma contribuição significativa da queda de tensão provocada por esta corrente, quando a mesma circula através da sua resistência interna, na ondulação total da tensão de saída. Observa-se que esta contribuição é, em geral, predominante sobre a ondulação encontrada na própria capacitância do componente [1].

Assim sendo, pode-se tomar a resistência série equivalente do capacitor como única responsável pela ondulação de tensão existente na carga. Desta consideração se pode chegar a:

$$\Delta V_C = R_{SE} \cdot \Delta I_L \quad (1.19)$$

Com isso, tem-se que o valor máximo permitido de resistência interna no capacitor de saída para que se garanta uma determinada ondulação máxima de tensão no barramento é dado por:

$$R_{SE} = \frac{\Delta V_C}{\Delta I_L} \quad (1.20)$$

A escolha deste capacitor deve ser feita, portanto, observando ambos os critérios supracitados, dados por (1.18) e (1.20), além da sua capacidade de condução.

Além disso, após concluir-se o projeto do filtro para alta frequência, deve-se realizar a adequação do mesmo para a utilização de um conversor CC-CA como carga. Nesta situação é necessário tomar-se alguns cuidados especiais para garantir que o acoplamento entre os conversores não seja destrutivo para o conversor à montante. Este assunto será tratado ainda neste texto em capítulos subseqüentes. Por hora, o método convencional de projeto [1] será considerado inteiramente satisfatório.

### **1.3.5 Esforços nos componentes do circuito**

Um dos primeiros passos, e também um dos mais importantes, na realização do projeto de um conversor estático, é a etapa de dimensionamento dos componentes

eletrônicos a serem empregados em sua montagem. Para realizar este dimensionamento é necessário conhecer-se bem o funcionamento da topologia, a partir da análise qualitativa de seus estados topológicos. É preciso também efetuar-se um estudo quantitativo no intuito de determinar os esforços de tensão e corrente a que serão submetidos cada um destes componentes para realizar o correto dimensionamento de todos eles.

A partir da análise das etapas de comutação e das formas de onda apresentadas na Fig. 1.8 pode-se determinar os principais esforços de tensão e corrente sobre os componentes do circuito.

### 1.3.5.1 Esforços de tensão sobre os semicondutores

A tensão direta máxima aplicada sobre cada um dos interruptores é dada por:

$$V_{Q_{\max}} = 2E \quad (1.21)$$

Já sobre os diodos retificadores observa-se uma tensão reversa máxima dada por:

$$V_{D_{\max}} = n_e a E \quad (1.22)$$

### 1.3.5.2 Esforços de corrente através dos diodos retificadores

Inicialmente obtém-se o valor de pico da corrente que circula através do indutor de saída.

$$I_{o_{pk}} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (1.23)$$

Com base em (1.23) e na Fig. 1.8 pode-se determinar todos os principais esforços de corrente do conversor.

Através de cada diodo da ponte retificadora circula uma corrente média equivalente à metade da corrente de carga [21].

$$I_{D_{md}} = \frac{I_o}{2} \quad (1.24)$$

Já a corrente máxima a circular por estes componentes é a própria corrente de pico no indutor do filtro.

$$I_{D_{\max}} = I_{o_{pk}} \quad (1.25)$$

### 1.3.5.3 Esforços de corrente através dos interruptores comandados

A máxima corrente a atravessar cada um dos interruptores será dada por:

$$I_{Q_{\max}} = aI_{o_{pk}} \quad (1.26)$$

Desprezando a ondulação de corrente no indutor, por simplificação, e aplicando a definição de valor eficaz, tem-se que a máxima corrente eficaz através de cada interruptor pode ser obtida de:

$$I_{Q_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{t_{on}} (aI_o)^2 dt} \quad (1.27)$$

Resolvendo (1.27) obtém-se:

$$I_{Q_{ef}} = aI_o \sqrt{D_{\max}} \quad (1.28)$$

Onde

$D_{\max}$ : razão cíclica máxima permitida na operação do conversor (ou seja: 0,5).

### 1.3.5.4 Perdas nos semicondutores

As perdas observadas na operação dos semicondutores podem ser classificadas como sendo de duas naturezas distintas: perdas por condução e perdas por comutação.

Nos interruptores comandados as perdas por condução se dão devido à resistência de condução dos transistores tipo MOSFET e são definidas como segue [1, 12]:

$$P_{Q_{cond}} = R_{DS} \cdot I_{Q_{ef}}^2 \quad (1.29)$$

Com

$R_{DS}$ : resistência de condução do MOSFET.

Já as perdas por comutação ocorrem durante a entrada em condução e durante o bloqueio do interruptor, devido à presença simultânea de corrente e tensão sobre o interruptor.

$$P_{Q_{com}} = \frac{f_S}{2} (t_r + t_f) EI_{Q_{\max}} \quad (1.30)$$

Onde

$t_r$ : tempo de entrada em condução;

$t_f$ : tempo de bloqueio.

As perdas totais no MOSFET equivalem à somatória de ambas as perdas inerentes ao mesmo.

$$P_Q = P_{Q_{cond}} + P_{Q_{com}} \quad (1.31)$$

Nos diodos as perdas por condução ocorrem devido à presença de sua tensão de polarização direta, já que o mesmo necessita de um nível mínimo de tensão para entrar em condução. Elas estão definidas em [1, 2, 12] e são apresentadas em (1.32).

$$P_{D_{cond}} = V_d \cdot I_{D_{md}} \quad (1.32)$$

Onde

$I_{D_{md}}$  : corrente direta média no diodo.

As perdas por comutação no diodo ocorrem, principalmente, durante o seu bloqueio, e se devem ao efeito de sua corrente de recuperação reversa [1, 2, 21].

$$P_{D_{com}} = \frac{f_S}{2} V_D I_{rr} t_{rr} \quad (1.33)$$

Onde

$I_{rr}$ : corrente de recuperação reversa máxima do componente;

$t_{rr}$ : tempo de recuperação do diodo;

$V_D$ : tensão reversa sobre o semicondutor.

As perdas totais no diodo, tal qual no MOSFET, são dadas pela soma de suas perdas por condução e suas perdas por comutação.

$$P_D = P_{D_{cond}} + P_{D_{com}} \quad (1.34)$$

### 1.3.5.5 Esforços de corrente nos elementos magnéticos

A corrente em cada um dos enrolamentos primários, como pode ser verificado pela análise da topologia e suas formas de onda, é a mesma corrente que circula através dos interruptores comandados e o seu valor eficaz é apresentado em (1.28).

A corrente nos enrolamentos secundários conectados em série corresponde à corrente transferida por indução de cada um dos enrolamentos primários, ora em fase, ora em contra-fase. O seu valor eficaz pode ser determinado a partir de (1.35).

$$I_{sec_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T_S} \int_0^{t_{on}} I_o^2 dt} \quad (1.35)$$

Resolvendo a expressão (1.35), obtém-se o valor eficaz da corrente que circula pelos enrolamentos secundários dos transformadores.

$$I_{\text{sec}_{ef}} = I_o \sqrt{2D_{\text{max}}} \quad (1.36)$$

O valor da corrente eficaz através do indutor, levando em conta que se trata de um valor contínuo com uma pequena ondulação que pode ser desprezada para efeito de simplificação, será considerado idêntico ao seu valor médio, ou seja, a própria corrente de carga.

$$I_{L_{ef}} = I_{L_{md}} = I_o \quad (1.37)$$

### 1.3.5.6 Esforço por circulação de corrente no capacitor de saída

A determinação da corrente eficaz no capacitor do filtro será feita com base nas mesmas considerações já feitas no item 1.3.4. O cálculo dos esforços por circulação de corrente nesse componente [1, 21] será realizado aplicando-se a definição de valor eficaz à expressão (1.13).

$$I_{C_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left( \frac{\Delta I_L}{2} \text{sen}\theta \right)^2 d\theta} \quad (1.38)$$

Tem-se então:

$$I_{C_{ef}} = \frac{\Delta I_L}{2\sqrt{2}} \quad (1.39)$$

A circulação dessa corrente pelo capacitor provoca dissipação de calor em sua resistência parasita interna. A potência dissipada no componente pode ser determinada como segue:

$$P_C = I_{C_{ef}}^2 \cdot R_{SE} \quad (1.40)$$

### 1.3.6 Metodologia para o projeto dos elementos magnéticos

Como já foi observado anteriormente, o conversor Push-Pull é um conversor em que a questão do projeto dos elementos magnéticos, sobretudo o transformador, é bastante complexa. O projeto destes elementos deve ser tratado de forma cuidadosa para se garantir o bom funcionamento do conversor e evitar problemas na sua operação, principalmente no tocante à possibilidade de saturação do núcleo dos transformadores.

Segue-se, neste ponto, com o equacionamento necessário à determinação dos principais passos desse projeto.

A metodologia aqui adotada é a metodologia clássica, apresentada em [1, 5, 9, 13] e demonstrada a seguir.

### 1.3.6.1 Determinação do núcleo apropriado

O primeiro passo no projeto físico de qualquer elemento magnético é a determinação do seu núcleo. Para conversores de alta frequência utilizam-se, principalmente, os núcleos de ferrite. Isso se deve ao fato de que este material apresenta menores níveis de perdas por histerese do que os núcleos tradicionalmente utilizados em transformadores e indutores para baixas frequências, como é o caso do ferro-silício. A limitação da ferrite reside na sua baixa densidade de fluxo de saturação [13]. No caso do conversor Push-Pull o problema da saturação deve ser observado com atenção redobrada, o que não impede que os núcleos de ferrite sejam largamente utilizados neste tipo de aplicação.

#### Núcleo do indutor

A busca por uma metodologia de projeto de elementos magnéticos inicia-se na observação de algumas das Leis básicas do eletromagnetismo, nas quais o mesmo será baseado. Partindo das Leis de Ampère e de Faraday, tem-se:

$$\mathfrak{S} = \oint H \cdot d\ell = H \cdot \ell = N \cdot i \quad (1.41)$$

$$v_L(t) = N_L \frac{d\phi}{dt} = N_L \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (1.42)$$

Sendo

$N_L$ : número de espiras no indutor.

Pela relação de Volt-Ampère no indutor, apresentada em (1.6), tem-se também que:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = L \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (1.43)$$

E pela relação entre indução magnética e campo magnético:

$$B = \mu_o H \quad (1.44)$$

Igualando (1.42) e (1.43) tem-se:

$$N_L \Delta\phi = L \Delta I_L \quad (1.45)$$

Por definição, toma-se:

$$\Delta\phi = A_e \cdot \Delta B \quad (1.46)$$

Com

$A_e$ : área da seção reta transversal do núcleo.

Considerando, pela relação (1.45), que o máximo fluxo concatenado se fará presente quando a corrente no indutor também for máxima. Substituindo (1.46), chega-se a:

$$N_L = \frac{I_{opk} L}{B_{\max} A_e} \quad (1.47)$$

Para esta mesma situação tem-se também uma densidade máxima de corrente nos enrolamentos dada por:

$$J_{\max} = N_L \frac{I_{L_{ef}}}{A_L} \quad (1.48)$$

Sendo  $A_L$  a área transversal de cobre no enrolamento do indutor, definida por (1.49).

$$k_w = \frac{A_L}{A_w} \quad (1.49)$$

Onde

$k_w$ : fator de ocupação da janela do carretel;

$A_w$ : área da janela do carretel.

Com isso, a expressão (1.48) pode ser reescrita como:

$$N_L = \frac{J_{\max} k_w A_w}{I_{L_{ef}}} \quad (1.50)$$

E igualando (1.47) e (1.50), tem-se:

$$\frac{I_{opk} L}{B_{\max} A_e} = \frac{J_{\max} k_w A_w}{I_{L_{ef}}} \quad (1.51)$$

De (1.51), pode-se definir o produto  $A_e A_w$  mínimo necessário para a construção do indutor.

$$A_e A_w = \frac{I_{Lpk} I_{Lef} L}{B_{\max} J_{\max} k_w} \quad (1.52)$$

De posse da expressão (1.52) já é possível se ter uma primeira estimativa para o tamanho do núcleo a ser utilizado no indutor.

O número de espiras do indutor será determinado a partir da expressão (1.47) e o seu entreferro, fundamental para evitar a saturação do núcleo, pode ser calculado [1 ,13] fazendo uso da expressão (1.53).

$$l_{\text{entreferro}} = \frac{N_L^2 \mu_o A_e}{L} \quad (1.53)$$

### Núcleo do transformador

Assim como no caso do indutor, tem-se por (1.42), no transformador:

$$E = N_p \cdot \frac{d\phi}{dt} = N_p \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (1.54)$$

Com

$N_p$ : número de espiras do enrolamento primário.

Substituindo (1.46) em (1.54), tem-se:

$$E = N_p \frac{\Delta B}{\Delta t} A_e \quad (1.55)$$

Sabendo que  $\Delta t = t_{on}$  e substituindo (1.1) em (1.55), obtém-se:

$$A_e = \frac{D_{\max} E}{N_p f_s \Delta B} \quad (1.56)$$

Com  $D_{\max} = 0,5$  e  $\Delta B = 2B_{\max}$ , visto que o conversor Push-Pull faz o seu transformador trabalhar em dois quadrantes da curva **B x H**.

Sendo  $A_p$  a área da seção transversal ocupada pelo enrolamento primário, e definindo  $k_p$  como sendo o fator de ocupação da área de janela por este enrolamento.

Tem-se:

$$A_p = k_p k_w A_w \quad (1.57)$$

E de (1.50) e (1.57) obtém-se:

$$A_w = \frac{N_p I_{pp_{ef}}}{J_{\max} k_p k_w} \quad (1.58)$$

Onde

$I_{pp_{ef}}$  : corrente eficaz de entrada do transformador (dividida entre os seus enrolamentos primários).

A partir da análise das formas de onda e das etapas de operação, pode-se obter a expressão que representa a corrente média fornecida pela fonte de alimentação CC na entrada do conversor.

$$I_E = \frac{2n_e}{T_S} \int_0^{t_{on}} aI_o dt \quad (1.59)$$

Esta corrente será dividida entre ambos os primários de cada um dos estágios de entrada do conversor e é dada por:

$$I_E = 2n_e aI_o D \quad (1.60)$$

A corrente de entrada de cada estágio do conversor CC-CC será, portanto:

$$I_{pp} = 2aI_o D \quad (1.61)$$

Também é possível determinar-se a corrente eficaz fornecida pela fonte de alimentação a cada estágio de entrada do conversor. Esta corrente também será dividida entre ambos os enrolamentos primários de cada transformador, proporcionando a transferência da energia processada.

$$I_{pp_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T_S} \int_0^{t_{on}} (aI_o)^2 dt} \quad (1.62)$$

$$I_{pp_{ef}} = aI_o \sqrt{2D} \quad (1.63)$$

Considerando as não idealidades do circuito elétrico tem-se que:

$$P_E = \frac{P_o}{\eta_{cc}} \quad (1.64)$$

Onde  $\eta_{cc}$  é o rendimento estimado para o conversor CC-CC.

Sabe-se também que:

$$P_E = EI_E \quad (1.65)$$

E que a potência processada por cada transformador é de:

$$P_{trafo} = \frac{P_E}{n_e} = \frac{P_o/\eta_{cc}}{n_e} \quad (1.66)$$

Além disso:

$$P_{trafo} = EI_{pp} \quad (1.67)$$

Substituindo (1.61) em (1.67), tem-se:

$$P_{trafo} = 2aI_oED \quad (1.68)$$

E substituindo (1.66) em (1.68):

$$I_o = \frac{P_o}{2n_e a \eta_{cc} DE} \quad (1.69)$$

Mais uma vez substitui-se (1.69) em (1.63) para obter-se:

$$I_{pp} = \frac{P_o}{n_e \eta_{cc} E \sqrt{2D}} \quad (1.70)$$

Substituindo agora (1.70) em (1.58), tem-se:

$$A_w = \frac{N_p P_o}{n_e \eta_{cc} J_{\max} k_p k_w E \sqrt{2D}} \quad (1.71)$$

Multiplicando (1.71) por (1.56) e considerando um fator de segurança de 20% sobre a corrente devido à magnetização do núcleo [1]:

$$A_e A_w = \frac{1,2 \cdot P_o / n_e}{\eta_{cc} f_s J_{\max} \Delta B k_p k_w} \sqrt{\frac{D_{\max}}{2}} \quad (1.72)$$

A expressão (1.72) fornece o produto  $A_e A_w$  mínimo necessário para o núcleo do transformador a ser empregado. A partir desta expressão é possível ter uma boa estimativa do volume necessário para processar a potência desejada.

O número de espiras de cada enrolamento primário pode ser determinado a partir da expressão (1.56) da seguinte forma:

$$N_p = \frac{D_{\max} E}{A_e f_s \Delta B} \quad (1.73)$$

Sendo o número de espiras dos enrolamentos secundários determinado pela relação de transformação, dada por (1.4).

$$N_s = aN_p \quad (1.74)$$

### 1.3.6.2 Determinação dos condutores dos enrolamentos

Inicialmente, é necessário determinar-se a bitola máxima do condutor fundamental a ser empregado. O diâmetro deste condutor é limitado pelo efeito pelicular em alta frequência [1, 13].

Nas altas frequências de operação em que trabalham os conversores estáticos, as perdas provocadas pelo efeito pelicular se tornam bastante expressivas. Isso ocorre porque, à medida que esta frequência cresce, a corrente no interior do condutor tende a se distribuir por sua periferia, elevando a densidade de corrente nas bordas e reduzindo-a bastante no centro. Esse efeito reduz consideravelmente a área de cobre útil do condutor, elevando sua resistência e, conseqüentemente, suas perdas por efeito Joule.

De acordo com [1] o diâmetro máximo do condutor fundamental é calculado como sendo:

$$d_{\max} = \frac{2 \cdot 7,5}{\sqrt{f}} \quad (1.75)$$

Calcula-se então a área de cobre total necessária para condução da corrente do enrolamento, com a densidade já estipulada, e verifica-se a necessidade de associação de dois ou mais condutores. O número de condutores em paralelo pode ser então determinado por (1.77).

$$S_{cu} = \frac{I_{ef}}{J_{\max}} \quad (1.76)$$

$$n_{cond} = \frac{S_{cond}}{S_{skin}} \quad (1.77)$$

Onde

$S_{skin}$ : área do condutor fundamental cujo diâmetro é limitado pelo efeito pelicular.

### 1.3.6.3 Possibilidade de execução

Determinado o núcleo e os condutores a serem utilizados no projeto dos elementos magnéticos deve-se, por fim, verificar a possibilidade de execução deste

projeto, ou seja, a capacidade espacial do núcleo escolhido de alocar todos os enrolamentos projetados para ele.

Para acondicionar todos os enrolamentos determinados no projeto será necessário que se tenha disponível uma área de janela mínima dada por:

$$A_{w_{\min}} = \frac{\sum_i N_i \cdot n_{cond.i} \cdot S_{fio.i}}{k_w} \quad (1.78)$$

Onde

$S_{fio}$ : área do condutor fundamental considerando o seu isolamento.

A possibilidade de execução é dada pelo fator de ocupação de janela, o qual é definido por:

$$f_{ocup} = \frac{A_{w_{\min}}}{A_{w_{nucleo}}} < 1 \quad (1.79)$$

Para que todos os condutores possam ser alocados na janela do carretel escolhido é necessário que o fator de ocupação seja menor que a unidade. Caso contrário, deve-se realizar ajustes nos parâmetros de projeto ( $B_{\max}$ ,  $J_{\max}$ ,  $n_{cond}$ ) ou ainda escolher-se outro núcleo.

#### 1.3.6.4 Cálculo térmico

Devido às não idealidades inerentes aos elementos magnéticos, estes se constituem numa fonte considerável de perdas na estrutura do conversor. Essas perdas são, em essência, de duas naturezas distintas [1, 13]: as perdas no cobre (por efeito Joule), e as perdas magnéticas (ou perdas no núcleo). Tais perdas têm como principal consequência a elevação da temperatura no elemento magnético, podendo, caso não sejam levadas em conta no projeto, comprometer o desempenho do componente e até mesmo o funcionamento da estrutura.

As perdas por efeito Joule nos enrolamentos são dadas por:

$$P_{cu} = \frac{\rho_{cond} \ell_{esp} N}{n_{cond}} \cdot I_{ef}^2 \quad (1.80)$$

Onde

$\rho_{cond}$ : resistividade do condutor [ $\Omega/m$ ].

$\ell_{esp}$ : comprimento médio de uma espira.

As perdas magnéticas se devem, basicamente, à histerese no núcleo de ferrite. Estas perdas podem ser determinadas fazendo uso da expressão (1.81), encontrada em [1].

$$P_{nucleo} = \Delta B^{2,4} \cdot (K_h \cdot f + K_f \cdot f^2) \cdot V_{nucleo} \quad (1.81)$$

Onde

$K_h$ : coeficiente de perdas por histerese;

$K_f$ : coeficiente de perdas por correntes parasitas;

$V_{nucleo}$ : volume do núcleo.

Para os núcleos de ferrite da Thornton, largamente utilizados nos projetos realizados no Instituto de Eletrônica de Potência (UFSC), são normalmente adotados os valores [1]:

$$K_h = 4 \times 10^{-5}$$

$$K_f = 4 \times 10^{-10}$$

Para estimar a elevação de temperatura provocada pelas perdas nos elementos magnéticos é preciso que se saiba o valor da resistência térmica do núcleo de ferrite. Esta resistência térmica pode ser obtida, conforme é mostrado em [1], utilizando-se a expressão apresentada em (1.82).

$$R_{th_{nucleo}} = 23 (A_e A_w)^{-0,37} \quad (1.82)$$

A elevação de temperatura no componente magnético pode, então, ser estimada por [1]:

$$\Delta T_{nucleo} = (P_{cu} + P_{nucleo}) R_{th_{nucleo}} \quad (1.83)$$

Aconselha-se a trabalhar com o ferrite a uma temperatura aproximada de 80°C, temperatura na qual se observa o melhor desempenho do material [15].

## 1.4 PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

Inicia-se aqui a descrição do projeto realizado do conversor CC-CC. A partir das especificações pré-determinadas, e valendo-se da metodologia demonstrada anteriormente, são determinados todos os parâmetros importantes e especificados, um a um, todos os componentes do circuito.

### 1.4.1 Especificações de projeto

As especificações que orientam a execução do projeto do conversor CC-CC a ser realizado são estabelecidas como apresentadas a seguir.

- Potência de saída:  $P_o = 1110W$  ;
- Tensão de entrada nominal:  $E = 24V$  ;
- Variação da tensão de entrada:  $20V \leq E \leq 30V$  ;
- Tensão de saída controlada:  $V_o = 360V$  ;
- Ondulação de alta frequência na saída:  $\Delta V_C = 0,5\%$  ;
- Ondulação de corrente no indutor:  $\Delta I_L = 35\%$  ;
- Frequência de operação:  $f_s = 20kHz$  ;
- Estimativa de rendimento:  $\eta_{cc} = 90\%$  ;
- Ponto de operação nominal:  $D_{nom} = 0,35$  .

Partindo-se das especificações acima e utilizando-se da metodologia de projeto já apresentada, realiza-se o projeto do estágio de potência do conversor.

### 1.4.2 Determinação dos esforços

Primeiramente, é preciso determinar todos os esforços de tensão e corrente sobre os componentes do sistema. Para isso, é necessário se conhecer a relação de espiras dos transformadores do conversor. Esta relação é determinada por (1.4).

$$a = \frac{V_o + 2D_{nom}V_d}{2n_e D_{nom} E} = 4,32 \quad (1.84)$$

Fazendo uso das expressões apresentadas em 1.3.5, obtêm-se os dados apresentados a seguir.

Tensão direta máxima sobre os interruptores:

$$V_{Q_{max}} = 2E_{max} = 60V \quad (1.85)$$

Tensão reversa máxima sobre a ponte retificadora:

$$V_{D_{max}} = n_e a E_{max} = 660V \quad (1.86)$$

Corrente de carga:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 3,09 A \quad (1.87)$$

Ondulação máxima em alta frequência da tensão de barramento:

$$\Delta V_C = 0,005V_o = 1,8V \quad (1.88)$$

Ondulação máxima de corrente e corrente de pico no indutor:

$$\Delta I_L = 0,35I_o = 1,08 A \quad (1.89)$$

$$I_{o_{pk}} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2} = 3,63 A \quad (1.90)$$

Correntes média e de pico nos diodos retificadores:

$$I_{D_{md}} = \frac{I_o}{2} = 1,54 A \quad (1.91)$$

$$I_{D_{max}} = I_{o_{pk}} = 3,63 A \quad (1.92)$$

Correntes máxima e eficaz nos interruptores:

$$I_{Q_{max}} = aI_{o_{pk}} = 15,97 A \quad (1.93)$$

$$I_{Q_{ef}} = aI_o \sqrt{D_{max}} = 9,60 A \quad (1.94)$$

Correntes média e eficaz através do indutor:

$$I_{L_{ef}} = I_{L_{md}} = 3,09 A \quad (1.95)$$

Corrente eficaz nos enrolamentos primários:

$$I_{pri_{ef}} = I_{Q_{ef}} = 9,60 A \quad (1.96)$$

Corrente eficaz nos enrolamentos secundários:

$$I_{sec_{ef}} = I_o \sqrt{2D_{max}} = 3,09 A \quad (1.97)$$

Corrente eficaz no capacitor de filtro:

$$I_{C_{ef}} = \frac{\Delta I_L}{2\sqrt{2}} = 382 mA \quad (1.98)$$

### 1.4.3 Especificação dos semicondutores

Com base nos esforços calculados realiza-se a escolha dos interruptores comandados e dos diodos da ponte retificadora. Os componentes especificados e suas principais características são apresentados na Tabela 1-1.

Tabela 1-1 – Características dos semicondutores escolhidos.

MOSFET IRF3415	características
Tensão direta	150V
Corrente eficaz	29A
Diodo MUR4100	características
Tensão reversa	1000V
Corrente média	4A

A partir dos dados apresentados no catálogo de cada componente realiza-se o cálculo de perdas, conforme apresentado em 1.3.5.4, para o projeto do dissipador. O valor encontrado para as perdas em cada interruptor é apresentado em (1.99); já em (1.100) é dado o valor obtido para as perdas nos diodos.

$$P_Q = 3,87W \quad (1.99)$$

$$P_D = 2,27W \quad (1.100)$$

### 1.4.4 Grampeadores

Na operação do conversor observam-se fenômenos, muitos dos quais de difícil modelagem, que implicam frequentemente em riscos à integridade dos semicondutores. Além do problema do aquecimento e das perdas provocadas pela condução, há também as perdas e o risco de sobretensões provocadas pelas comutações. A questão do aquecimento provocado pelas perdas de ambas as naturezas já foi abordada e deve ser tratada com o emprego de dissipadores de calor. O projeto deste dissipador, realizado com base na metodologia obtida de [4], será apresentado posteriormente. Entretanto, existe ainda o problema das sobretensões. A sua ocorrência se deve a existência de indutâncias parasitas no circuito. Tanto aquelas que surgem de forma indesejável na confecção dos seus elementos magnéticos quanto àquelas presentes nas trilhas das placas de circuito impresso onde são montados os conversores. Para proteger os semicondutores de níveis de tensão destrutivos é comum o emprego de circuitos grampeadores de tensão, que tem a função de absorver a energia desprendida pelas

indutâncias parasitas, mantendo a tensão sobre os semicondutores dentro de níveis seguros de operação.

Os circuitos grampeadores empregados no conversor em estudo são apresentados na Fig. 1.10. Podem-se ver os circuitos a serem empregados na proteção de cada um dos estágios de entrada e nos diodos da ponte retificadora.

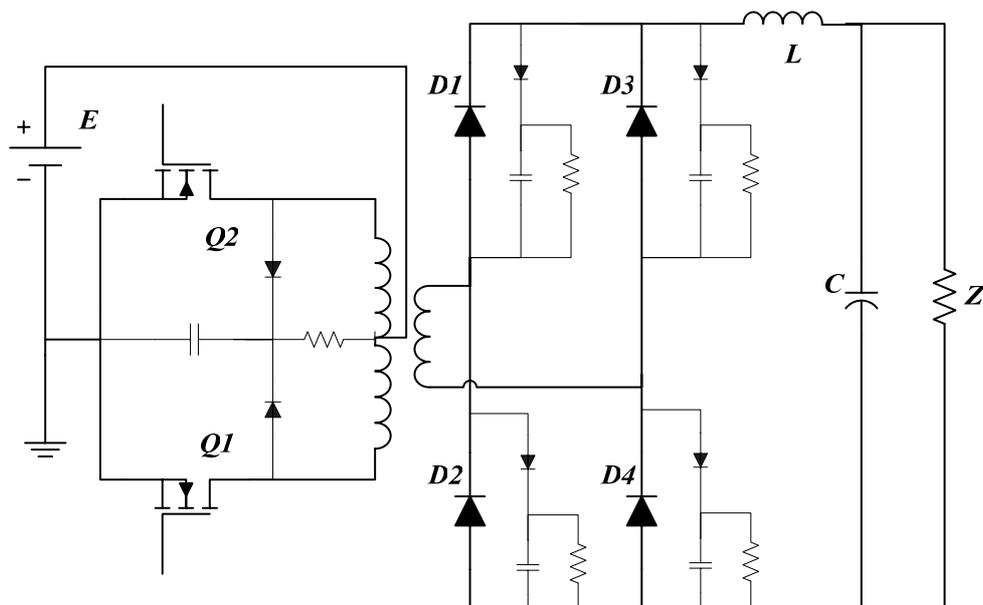


Fig. 1.10 – Configuração dos circuitos grampeadores empregados na proteção dos semicondutores.

Algumas metodologias destinadas ao projeto dos componentes de tais circuitos podem ser encontradas na literatura [21, 24, 25], mas não se chegou ainda a um procedimento definitivo e expressivamente confiável para o projeto destes grampeadores, visto a dificuldade de se obter modelos matemáticos precisos para os fenômenos provocados pela não idealidade dos dispositivos eletrônicos e magnéticos, além da impossibilidade de se estimar de forma adequada, os elementos parasitas presentes na implementação dos circuitos. Dessa forma, é absolutamente aceitável que se faça a opção por um projeto inteiramente realizado por meio de simulações computacionais, como será realizado neste trabalho.

#### 1.4.5 Determinação do filtro de saída

Conhecidas as respectivas ondulações especificadas para a corrente de filtro e tensão de barramento, é possível determinar-se a indutância e a capacitância necessárias ao filtro de saída para a eliminação das componentes de alta frequência da tensão e corrente de saída do conversor.

O valor da indutância mínima necessária é obtido por (1.101):

$$L = \frac{n_e a E}{8 f_s \Delta I_{L_{\max}}} = 3,75 mH \quad (1.101)$$

Com o indutor já calculado, parte-se para a determinação do capacitor do barramento de saída. Como já foi comentado, têm-se três critérios que devem ser observados no momento da escolha deste componente. Assim sendo, para especificá-lo calcula-se inicialmente:

Capacitância mínima:

$$C = \frac{n_e a E}{32 \pi f_s^2 L \Delta V_C} = 1,875 \mu F \quad (1.102)$$

Máxima resistência série equivalente:

$$R_{SE} = \frac{\Delta V_C}{\Delta I_L} = 1,66 \Omega \quad (1.103)$$

E, por fim, verifica-se a capacidade de condução de corrente, calculada em (1.98).

Realizados todos os passos, especifica-se o capacitor a ser empregado a partir de catálogos de fabricantes. É necessário observar, no entanto, que para o caso em questão, no qual a carga a ser alimentada pelo conversor CC-CC se trata de um conversor estático CC-CA, apenas os três critérios já analisados podem não ser suficientes para uma escolha segura deste componente.

A questão do acoplamento entre os conversores CC-CC e CC-CA será tratada em detalhes em um capítulo subsequente deste texto. Para o momento, adotam-se os valores especificados do filtro de saída do conversor CC-CC apresentados em (1.104), deixando o projeto deste filtro para ser analisado em detalhes posteriormente.

$$\begin{aligned} L &= 4 mH \\ C &= 990 \mu F \end{aligned} \quad (1.104)$$

#### 1.4.6 Projeto físico dos elementos magnéticos

Seguindo a metodologia já apresentada em 1.3.6, realizam-se os projetos do transformador e do indutor de alta frequência determinando-se, primeiramente, os valores iniciais dos principais parâmetros envolvidos. A partir das especificações pré-estabelecidas segue-se com o ajuste destes parâmetros até que se alcance um ponto de melhor compromisso entre peso, volume, perdas e custo destes elementos.

Os parâmetros e as especificações que permitem a determinação do projeto mais adequado para os componentes magnéticos são apresentados na seqüência. Tais especificações foram escolhidas com base na realização e análise de uma série de projetos distintos.

Da observação destes parâmetros nota-se que a densidade máxima de fluxo no transformador é especificada em um nível bem abaixo da máxima densidade suportada pelo material empregado (ferrite IP-12). Esta escolha se deve a necessidade de se prevenir possíveis problemas de saturação no núcleo do componente. Este cuidado, como já fora citado anteriormente, é tomado em virtude da estrutura do conversor Push-Pull ser bastante suscetível a apresentar tais problemas.

Os parâmetros determinados para o projeto do transformador são:

- Densidade de fluxo máxima:  $B_{\max} = 0,21\text{T}$  ;
- Fator de ocupação da área da janela:  $k_w = 0,4$  ;
- Fator de ocupação dos enrolamentos primários:  $k_p = 0,41$  ;
- Densidade máxima de corrente nos enrolamentos primários:  $J_p = 300\text{ A/cm}^2$  ;
- Densidade máxima de corrente nos enrolamentos secundários:  $J_s = 380\text{ A/cm}^2$  ;

Para o indutor, os parâmetros de projeto ajustados foram:

- Densidade de fluxo máxima:  $B_{\max} = 0,3\text{T}$  ;
- Fator de ocupação da área da janela:  $k_w = 0,7$  ;
- Densidade máxima de corrente nos enrolamentos:  $J_{\max} = 360\text{ A/cm}^2$  ;

Dadas as especificações e ajustados os parâmetros construtivos do projeto dos elementos magnéticos, tem-se tais componentes, da forma como devem ser devidamente construídos, apresentados na Tabela 1-2.

Calculando por meio da metodologia demonstrada em 1.3.6.4, é possível prever uma perda máxima de 3,24W de potência em cada transformador, responsáveis por uma elevação de 45,6°C na temperatura de seus respectivos núcleos. Para o indutor estima-se uma elevação de temperatura máxima de 37,4°C, provocada pelos 3,65W de perda calculados para a sua operação. Estes valores são considerados satisfatórios, visto que a metodologia empregada para determiná-los é, além de imprecisa, pessimista e considera situações limites de funcionamento que não serão estabelecidas.

Tabela 1-2 – Características dos elementos magnéticos projetados para o conversor CC-CC.

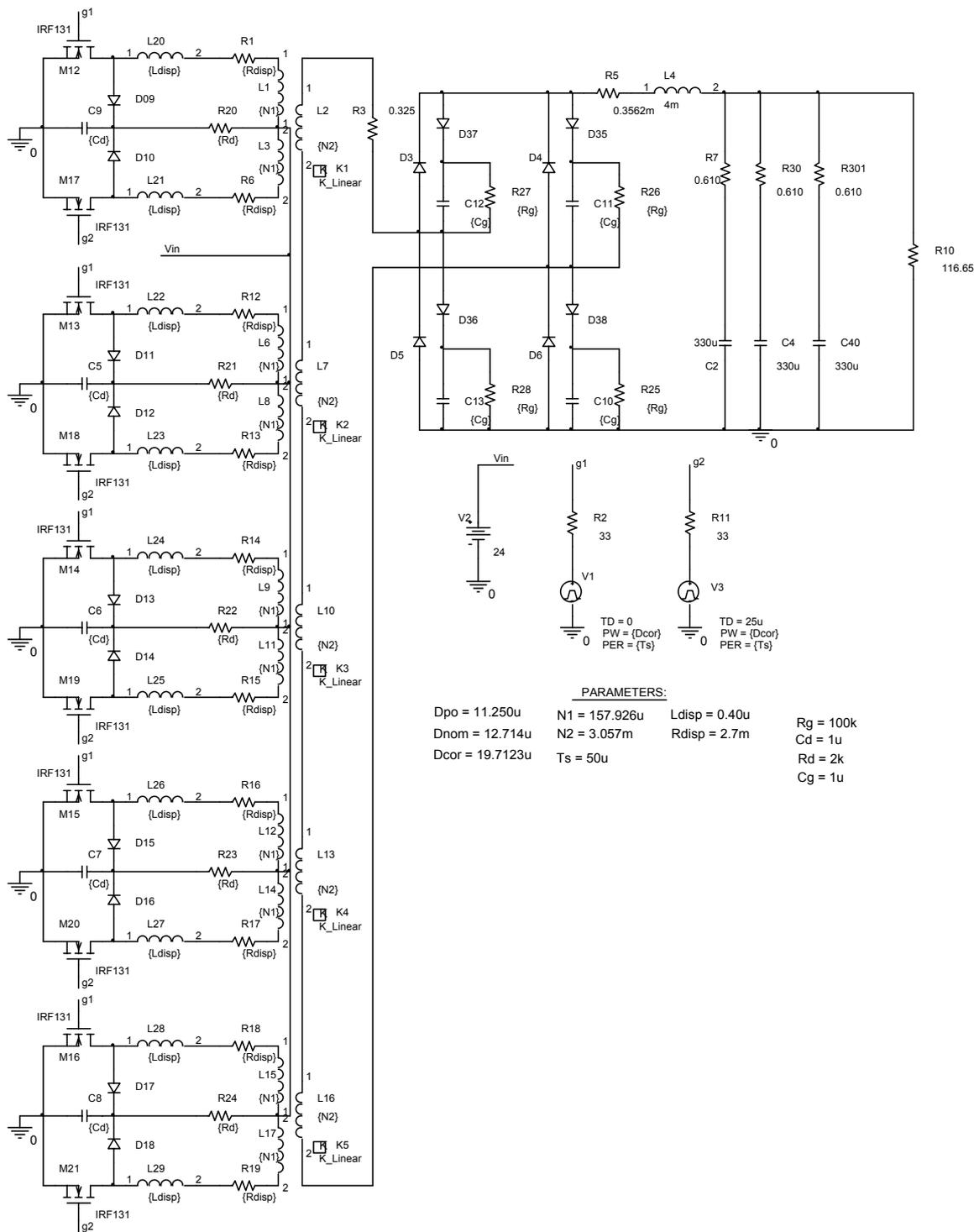
Transformador	características
Núcleo de ferrite tipo E-E	42/20
Número de espiras em cada primário	05
Número de espiras no secundário	22
Condutor dos enrolamentos primários	6 x 18AWG
Condutor do enrolamento secundário	1 x 18AWG
Indutor	características
Núcleo de ferrite tipo E-E	55/21
Número de espiras	138
Entreferro	2,1 mm
Condutor no enrolamento	2 x 20AWG

O teste da possibilidade de execução fornece um fator de ocupação de 0,508 para o transformador e de 0,69 para o indutor. Ambos considerados satisfatórios. Montados os componentes, realizam-se medições do valor da indutância de dispersão dos transformadores, o valor médio encontrado para este parâmetro entre todos os componentes é de 0,40 $\mu$ H. Este é o valor de dispersão adotado na etapa de simulação para realizar-se o projeto dos grampeadores.

## 1.5 SIMULAÇÃO E VALIDAÇÃO DO PROJETO

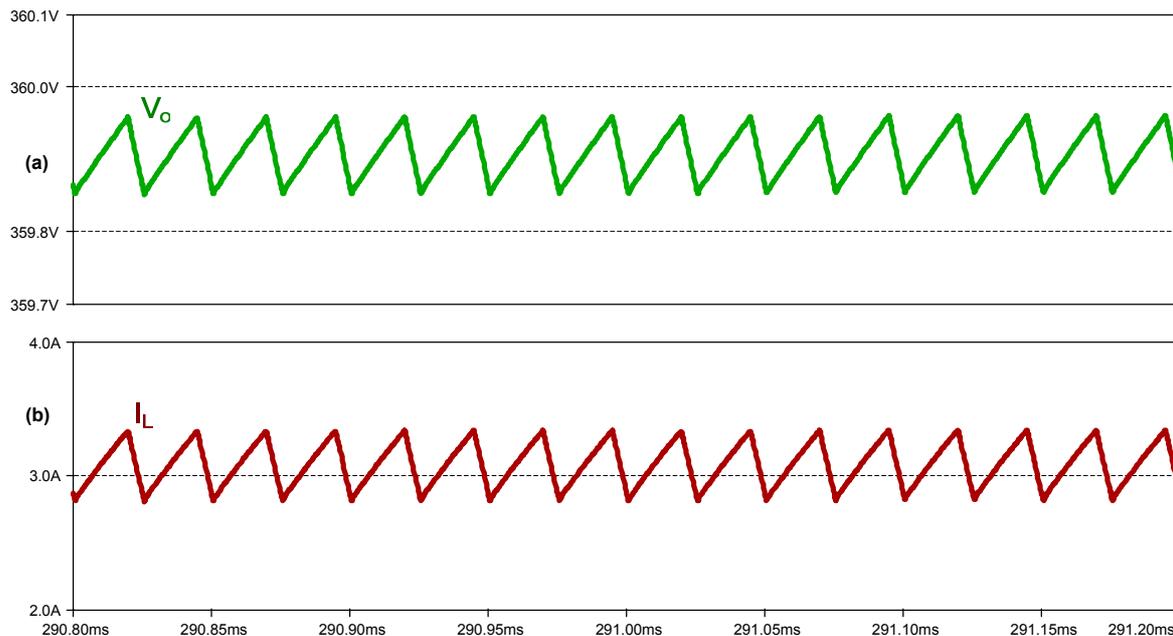
Finalizado o projeto do estágio de potência do conversor CC-CC, realizam-se simulações do mesmo operando em malha aberta e alimentando uma carga puramente resistiva para três pontos de operação distintos: tensão de entrada nominal, tensão de entrada mínima e tensão de entrada máxima. Os resultados e as formas de onda de maior relevância são apresentados nesta seção, onde se pode observar o bom funcionamento do circuito.

O circuito empregado na simulação é apresentado na Fig. 1.11.



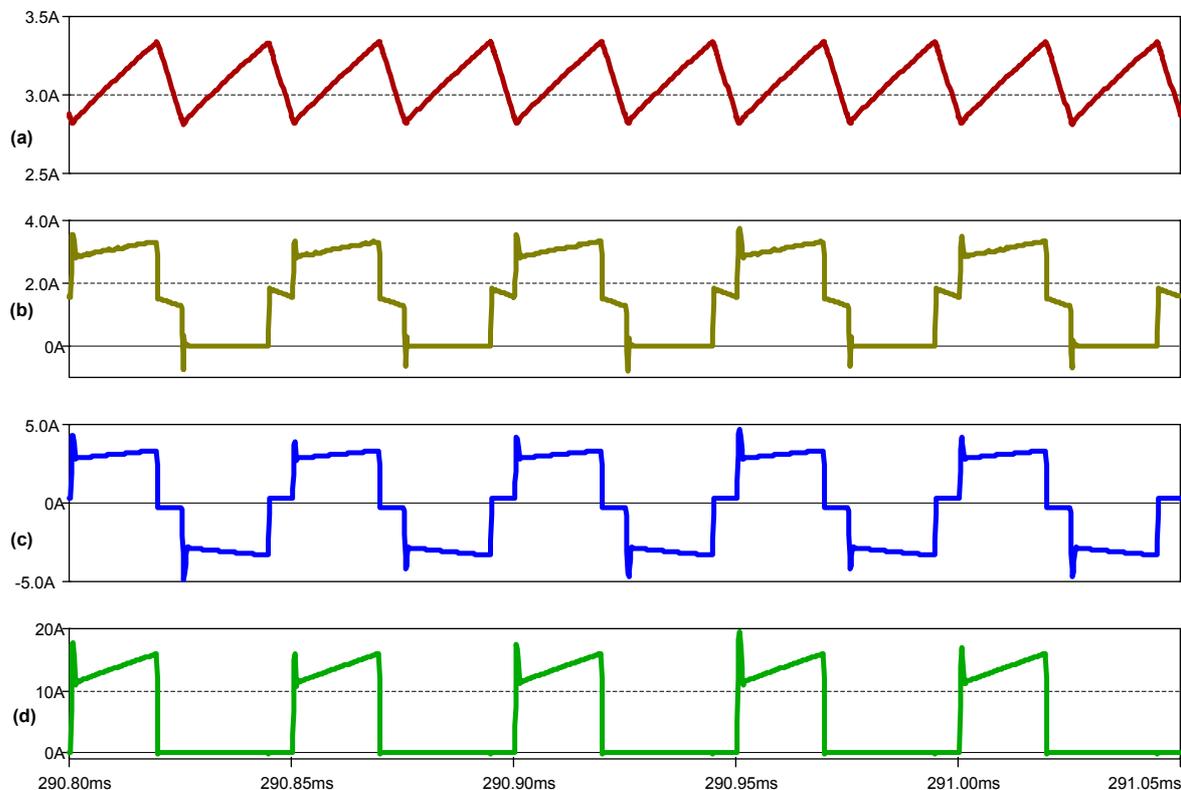
**Fig. 1.11 – Esquema elétrico completo do circuito empregado na simulação.**

Primeiramente são apresentadas, da Fig. 1.12 à Fig. 1.14, as formas de onda obtidas com o conversor trabalhando no seu ponto de operação, com tensão de entrada nominal. A Tabela 1-3 mostra uma comparação entre os resultados teóricos e aqueles obtidos por simulação.

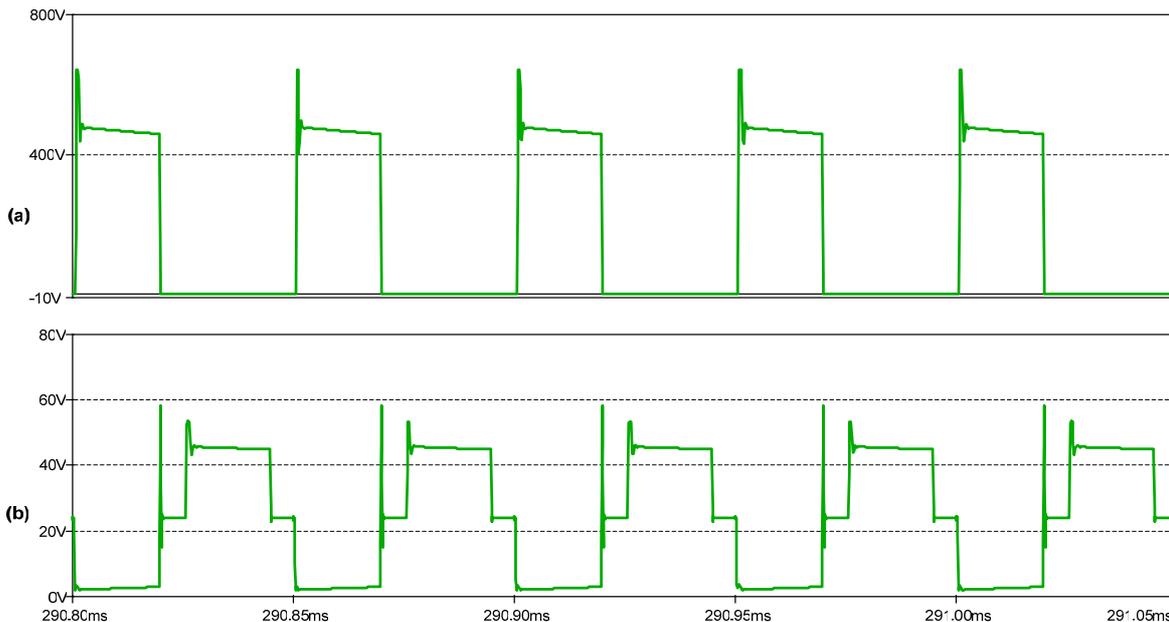


**Fig. 1.12** – Tensão de barramento (a) e corrente do indutor do filtro de saída (b) do conversor CC-CC.

A tensão de saída apresenta um pequeno erro devido à operação em malha aberta. O seu aspecto linear ocorre em virtude da presença da resistência série-equivalente do capacitor do barramento CC.

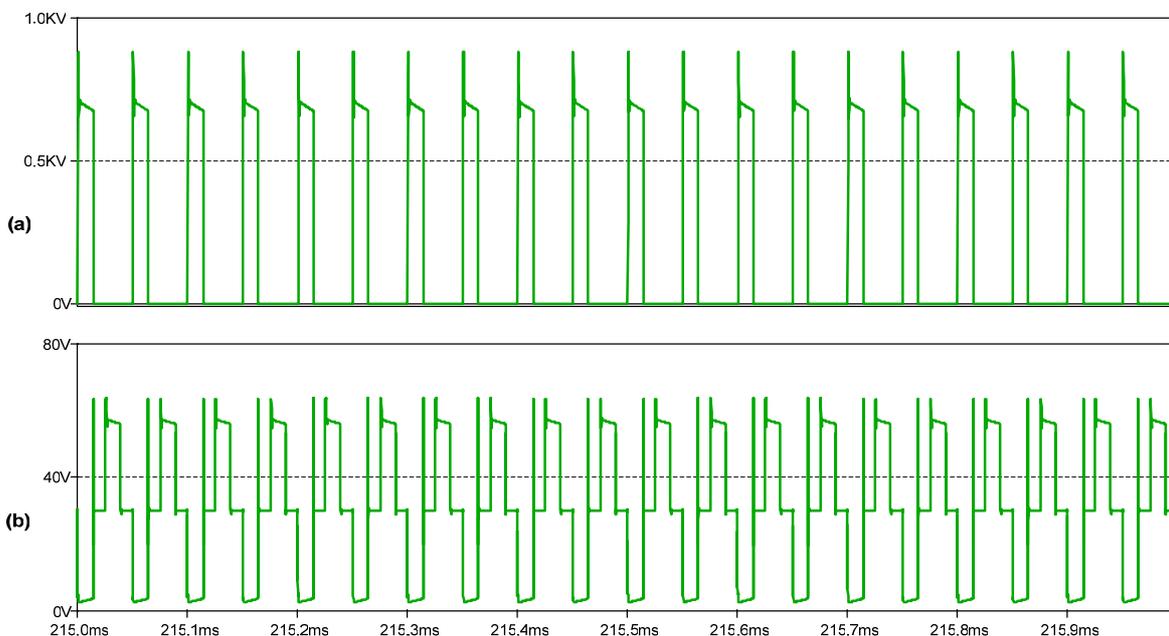


**Fig. 1.13** – Correntes através do conversor CC-CC: a) no indutor b) nos diodos retificadores c) nos secundários dos transformadores d) em um dos interruptores comandados.



**Fig. 1.14 – Formas de onda das tensões aplicadas sobre os semicondutores na operação com tensão nominal de entrada: a) tensão reversa sobre os diodos retificadores b) tensão direta sobre um MOSFET de um dos estágios de entrada.**

É preciso observar-se também os esforços de tensão nos elementos semicondutores para a condição crítica de tensão máxima de entrada ( $E = 30V$ ), já com a utilização dos grameadores ajustados para a proteção dos interruptores. Esses esforços são apresentados na Fig. 1.15.



**Fig. 1.15 – Formas de onda das tensões aplicadas sobre os semicondutores no caso crítico de tensão de entrada máxima a) diodos retificadores b) interruptores comandados.**

Ajustados os parâmetros dos circuitos grampeadores, a tensão de pico máxima encontrada sobre os interruptores comandados é de 63,5V, enquanto a tensão reversa de pico sobre os diodos retificadores é de 875V.

Tabela 1-3 – Comparação entre os resultados obtidos por simulação e aqueles anteriormente calculados.

Parâmetro observado	Valor calculado	Valor simulado
Corrente de carga ( $I_o$ )	3,09 A	3,085 A
Ondulação de corrente no indutor ( $\Delta I_L$ )	1,08 A	0,522 A
Corrente de pico no indutor ( $I_{o_{pk}}$ )	3,63 A	3,299 A
Corrente média nos diodos ( $I_{D_{md}}$ )	1,54 A	1,549 A
Corrente de pico nos diodos ( $I_{D_{max}}$ )	3,63 A	3,299 A
Corrente eficaz nos interruptores ( $I_{Q_{ef}}$ )	9,60 A	8,620 A
Corrente de pico nos interruptores ( $I_{Q_{max}}$ )	15,97 A	15,93 A
Corrente eficaz no primário ( $I_{pri_{ef}}$ )	9,60 A	8,620 A
Corrente eficaz no secundário ( $I_{sec_{ef}}$ )	3,09 A	2,768 A

Com base nos resultados obtidos por simulação, pode-se considerar satisfatório o desempenho do conversor e válido o seu projeto.

## 1.6 CONCLUSÕES

O conversor projetado apresenta um desempenho satisfatório na etapa de simulação. A distribuição de potência do conversor CC-CC em cinco estágios de entrada baseados na topologia Push-Pull permite a minimização dos elementos magnéticos e uma redução considerável nos esforços de corrente sobre os interruptores comandados. O aumento no número de interruptores permite também a redução da potência comutada em cada um deles, impedindo que a energia desprendida durante as comutações provoque a sua destruição. Faz-se necessário, no entanto, adicionarem-se grampeadores de tensão para proteger os semicondutores das sobretensões observadas durante estas comutações. O acréscimo destes elementos provoca uma redução no rendimento do sistema, entretanto, são fundamentais à operação segura do conversor.

## CAPÍTULO 2

### CONVERSOR CC-CA

#### 2.1 INTRODUÇÃO

Para realizar a conversão da tensão contínua proveniente da fonte de alimentação e adaptada pelo conversor CC-CC elevador de tensão será preciso acoplar-se um novo conversor estático à jusante deste. A nova forma de conversão a ser estudada é a conversão CC-CA, a qual será realizada por meio de um conversor CC-CA, ou inversor de tensão.

#### 2.2 APRESENTAÇÃO DO CONVERSOR CC-CA

A topologia escolhida para o conversor CC-CA, apresentada na Fig. 2.1, foi a estrutura em ponte completa com filtro, modulada senoidalmente em três níveis da tensão de saída. Este inversor, composto por quatro interruptores dispostos em forma de ponte e controlado por meio da variação senoidal da razão cíclica, tem a função de gerar, a partir do barramento de saída do conversor CC-CC, uma tensão senoidal com valor eficaz de 220V e frequência constante de 60Hz. Variando adequadamente a razão cíclica, por meio de uma referência senoidal, e fazendo uso de um filtro adequadamente projetado, é possível impor à carga uma tensão senoidal de baixo conteúdo harmônico e amplitude controlada.

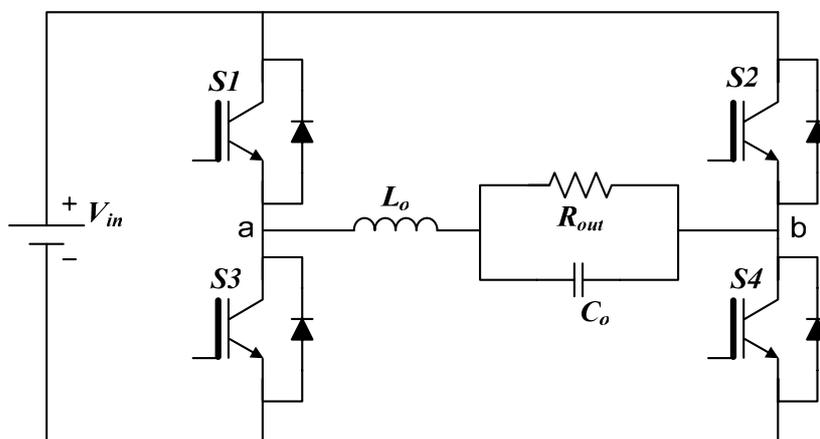
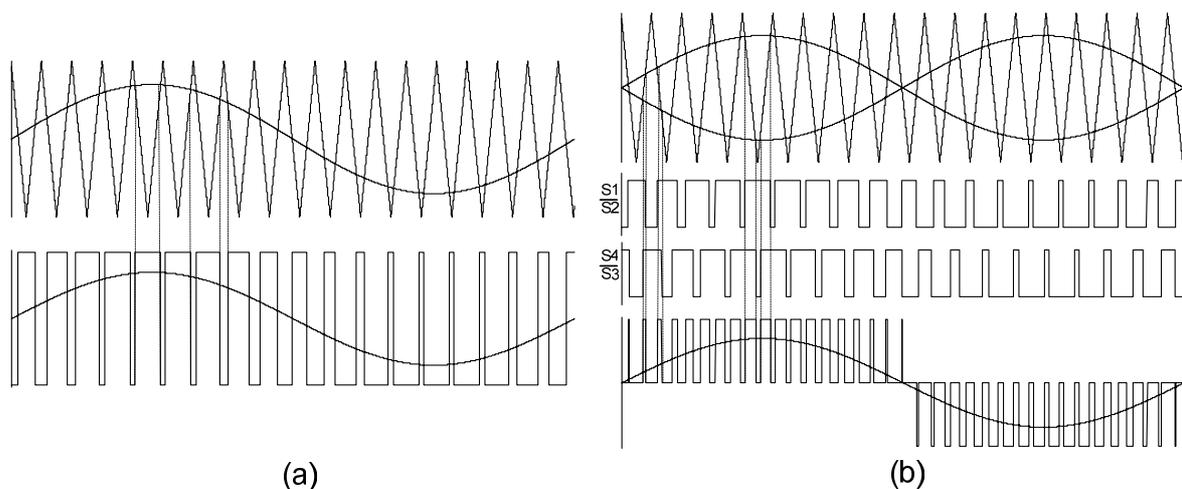


Fig. 2.1 – Topologia do conversor CC-CA em Ponte Completa.

A forma de onda da tensão entregue pelo conversor CC-CA é composta por uma seqüência de pulsos no valor da sua tensão de entrada. Para se obter uma forma de onda senoidal livre de harmônicos na saída será preciso filtrar essa tensão por meio de um filtro LC. A realização de um filtro com a função de eliminar harmônicos de uma onda quadrada com freqüência de 60Hz tem o inconveniente de encarecer e elevar bastante o volume do conversor. Uma das formas de se minimizar este problema, obtendo um filtro de baixo custo e reduzidos peso e volume, é a utilização de uma modulação PWM senoidal em alta freqüência. Desta forma, obtém-se uma forma de onda cujo conteúdo harmônico é deslocado para freqüências elevadas, já que os harmônicos produzidos por esta modulação estão todos acima da freqüência de comutação adotada. Isso permite a utilização de filtros consideravelmente menores para dar passagem apenas à componente fundamental de 60Hz.

A modulação PWM senoidal é realizada a partir da comparação de uma onda triangular (portadora), na freqüência em que se deseja operar o conversor, com uma onda senoidal (sinal modulante), gerando assim um trem de pulsos de largura variável e com uma freqüência fundamental que acompanha a senóide de referência (Fig. 2.2).

Esta modulação pode ser realizada com dois ou três níveis da tensão de entrada do filtro. No caso da modulação a três níveis, realizada comparando-se o sinal triangular com dois sinais de referência defasados de  $180^\circ$  entre si, as freqüências encontradas no conteúdo harmônico da saída do conversor se posicionam em freqüências duas vezes maiores, como mostra a Fig. 2.2b, devido à utilização dos comandos defasados. Isso permite o uso de indutâncias até quatro vezes menores para a modulação três níveis em comparação com a modulação a dois níveis [36].



**Fig. 2.2 – Modulação PWM senoidal a) a dois níveis e b) a três níveis da tensão de saída.**

O conversor CC-CA em ponte completa apresenta oito etapas de funcionamento quando modulado a três níveis da tensão de saída. Quatro delas durante o semiciclo positivo da senóide de saída e as demais durante o semiciclo negativo desta senóide. Os interruptores utilizados pelo conversor são transistores do tipo IGBT e os diodos em antiparalelo com estes são diodos de recuperação rápida montados externamente.

Primeiramente será realizada a análise do funcionamento do inversor em ponte completa, apresentando detalhadamente as suas etapas de comutação e as formas de onda que caracterizam a sua operação com modulação PWM senoidal a três níveis.

## 2.3 ANÁLISE DA OPERAÇÃO DO INVERSOR EM PONTE COMPLETA MODULADO A TRÊS NÍVEIS

Segue agora a análise detalhada do funcionamento do Conversor CC-CA em ponte completa modulado a três níveis da tensão de saída. Observando, inicialmente, os seus estados topológicos e, em seguida, as formas de onda mais importantes referentes a esta forma de operação.

### 2.3.1 Etapas de comutação

Para efetuar a análise das diversas etapas do funcionamento do inversor considera-se, primeiramente, que todos os elementos ativos e passivos do circuito são ideais e que o sistema está trabalhando em regime permanente. O funcionamento do inversor em ponte completa modulado a três níveis, como mencionado, é composto por oito etapas de operação. Destas, quatro se iniciam a partir de comutações não dissipativas, enquanto as outras quatro são realizadas sob tensão positiva, causando alto desgaste nos componentes. Estas etapas de operação são apresentadas a seguir.

#### Semiciclo positivo da tensão de saída

##### **Etapa I – $t_0$ a $t_1$**

Na primeira etapa os interruptores **S1** e **S4**, comandados a conduzir, realizam a conexão entre a fonte CC (no caso, o barramento de saída do conversor CC-CC) e a carga. Nesta configuração a tensão  $V_{ab}$  é positiva e a corrente circula através destes interruptores e do filtro de saída em direção à carga. A Fig. 2.3 apresenta a configuração do conversor durante a sua primeira etapa de operação. Como a tensão de saída é sempre inferior à tensão no barramento de entrada, a tensão aplicada sobre o indutor de filtragem  $L_o$  é positiva, levando sua corrente a crescer linearmente. A primeira etapa do

semiciclo positivo se encerra no momento em que o interruptor **S4** recebe ordem de bloqueio, interrompendo a corrente que circula por ele.

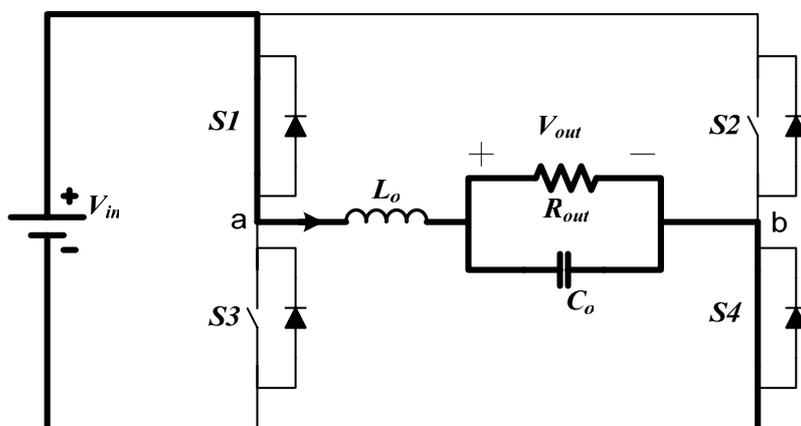


Fig. 2.3 – Primeira etapa do semiciclo positivo.

### Etapa II – $t_1$ a $t_2$

Com a abertura do interruptor **S4**, o diodo em antiparalelo ao IGBT **S2** assume a corrente do indutor, desfazendo a conexão entre carga e fonte e levando a tensão  $V_{ab}$  a se anular. O interruptor **S2** é comandado a conduzir, mas devido ao sentido da corrente, imposto pelo indutor  $L_o$ , esta passa a circular através do seu diodo em antiparalelo, realizando uma comutação não dissipativa, uma vez que o diodo entra em condução espontaneamente após a descarga do capacitor intrínseco ao interruptor. Durante a segunda etapa, como se vê na Fig. 2.4, a única tensão encontrada na malha do indutor de filtragem é a própria tensão de saída. Ou seja, a tensão sobre este elemento é negativa, o que faz a sua corrente decrescer linearmente. O período de tempo em que é aplicada tensão positiva ou nula à entrada do filtro é controlado diretamente pela razão cíclica, que segue a senóide de referência fazendo com que a corrente média instantânea que circula através do indutor  $L_o$  tenha um comportamento igualmente senoidal.

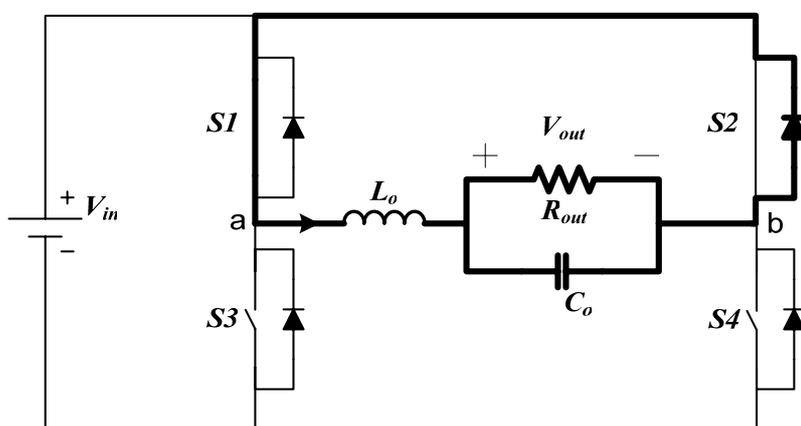


Fig. 2.4 – Segunda etapa com tensão nula sobre o filtro de saída.

### Etapa III – $t_2$ a $t_3$

Na terceira etapa do semiciclo positivo o interruptor **S4** é novamente comandado a conduzir, trazendo de volta a configuração já observada na primeira etapa. O fechamento deste interruptor, sob tensão positiva, realiza uma comutação dissipativa ao impor uma tensão reversa no valor da tensão do barramento CC sobre o diodo em antiparalelo a **S2** e assumir a corrente do indutor, que por ele circulava, levando-o a bloquear-se e fazendo a tensão aplicada à entrada do filtro ( $V_{ab}$ ) tornar a ser positiva.

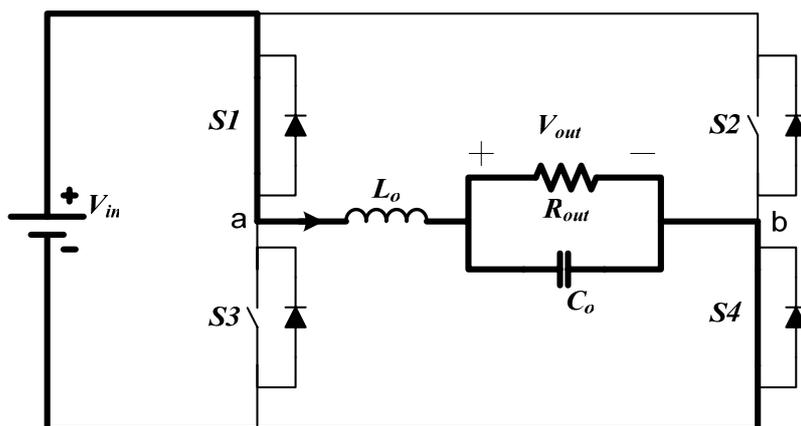


Fig. 2.5 – A terceira etapa de operação é idêntica à primeira.

### Etapa IV – $t_3$ a $t_0$

Dessa vez é o interruptor **S1** que recebe ordem de bloqueio, levando a corrente do indutor a desviar-se através do diodo em antiparalelo a **S3** e levando a tensão  $V_{ab}$  a anular-se novamente. Mais uma vez, analogamente à segunda etapa, o interruptor **S3** é comandado a conduzir, mas devido ao sentido da corrente, imposto pelo indutor  $L_o$ , esta se mantém circulando pelo diodo até que o interruptor **S1** seja novamente comandado a conduzir. Levando o conversor de volta a primeira etapa de operação com o bloqueio do diodo, provocado pela tensão de barramento  $V_{in}$  aplicada reversamente sobre o mesmo.

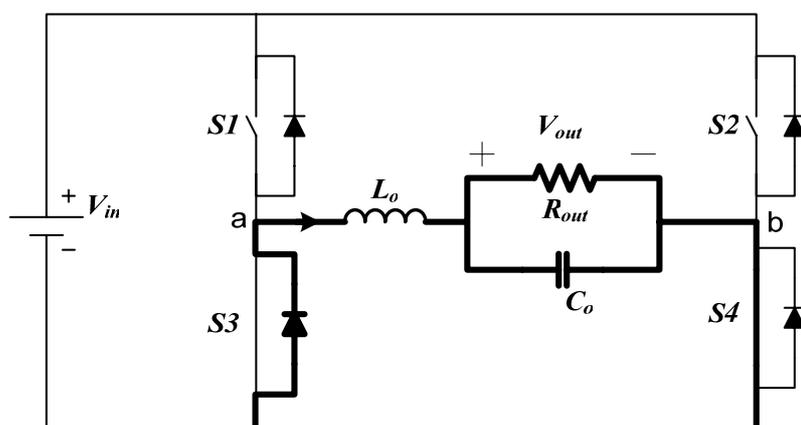


Fig. 2.6 – Quarta etapa do semiciclo positivo.

### Semiciclo negativo da tensão de saída

#### **Etapa I – $t_0$ a $t_1$**

Na primeira etapa do semiciclo negativo são os interruptores **S2** e **S3** que, comandados a conduzir, realizam a conexão entre o barramento CC e a saída. Nesta configuração a tensão  $V_{ab}$  é negativa e a corrente circula através dos interruptores em direção à carga. A Fig. 2.7 apresenta a configuração do conversor durante a sua primeira etapa de operação no semiciclo negativo. Observa-se que neste momento, analogamente ao que ocorria no semiciclo positivo da tensão de saída, a tensão sobre o indutor  $L_o$  é a diferença entre a tensão no barramento de entrada e a tensão instantânea aplicada à carga. Desse modo, a corrente através de  $L_o$  nesta configuração mais uma vez cresce linearmente, agora em sentido oposto ao observado durante o semiciclo positivo da senóide de referência e, conseqüentemente, da senóide de saída.

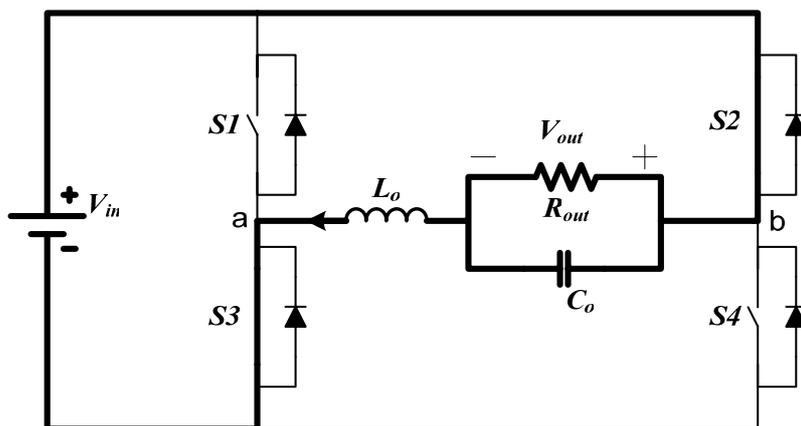


Fig. 2.7 – Primeira etapa do semiciclo negativo.

#### **Etapa II – $t_1$ a $t_2$**

Também de forma análoga ao funcionamento durante o semiciclo positivo, a segunda etapa do semiciclo negativo se inicia com a comutação não dissipativa provocada pela abertura do interruptor **S2**. O diodo em antiparalelo a **S4** assume então a corrente do indutor desconectando o barramento e anulando a tensão na entrada do filtro. O interruptor **S4** recebe ordem de condução, mas devido ao sentido da corrente no indutor  $L_o$ , esta continua a circular pelo diodo, decrescendo linearmente devido a tensão ( $-V_{out}$ ) aplicada sobre ele. Assim como ocorre durante o semiciclo positivo, a tensão instantânea na carga e a corrente instantânea através do indutor de filtragem são controladas pelo período de tempo em que o conversor aplica tensão negativa ou nula ao filtro de saída, sendo este período definido pela razão cíclica, que segue a senóide de referência.

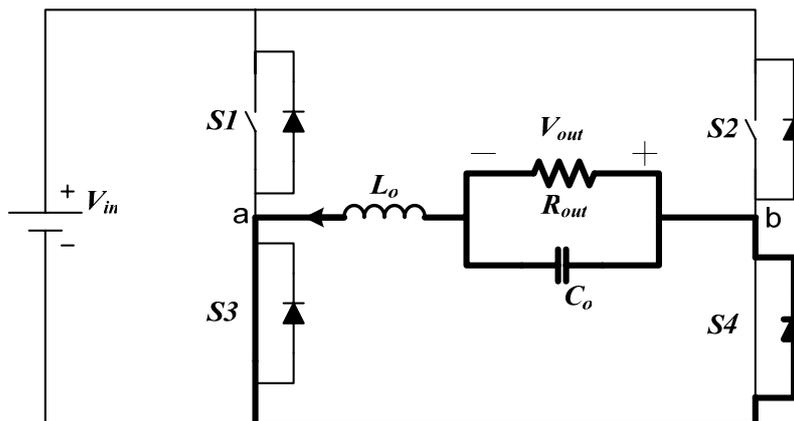


Fig. 2.8 – Segunda etapa do semiciclo negativo.

### Etapa III – $t_2$ a $t_3$

Na terceira etapa do semiciclo positivo o interruptor **S2** é novamente comandado a conduzir e, assim como ocorre no semiciclo positivo, a configuração observada na primeira etapa se repete. O fechamento deste interruptor realiza mais uma comutação dissipativa. Impõe uma tensão reversa no valor da tensão do barramento sobre o diodo em antiparalelo com o interruptor **S3** e assume a corrente do indutor, levando o diodo a bloquear-se e fazendo com que a tensão aplicada à entrada do filtro volte a ser negativa.

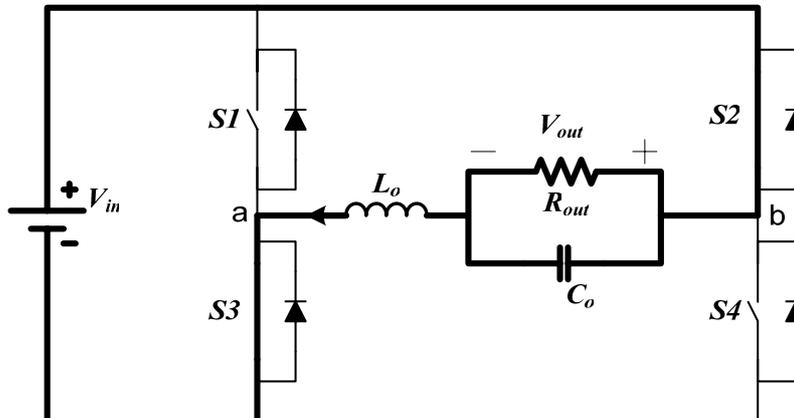


Fig. 2.9 – Assim como ocorre no semiciclo positivo, a terceira etapa de operação repete a primeira.

### Etapa IV – $t_3$ a $t_0$

Na última etapa do semiciclo negativo é o interruptor **S3** que recebe ordem de bloqueio, levando a corrente do indutor a ser desviada para o diodo em antiparalelo a **S1** e fazendo a tensão de entrada do filtro anular-se novamente. Tal qual foi visto na segunda etapa, o interruptor **S1** é comandado a conduzir, mas a corrente se mantém circulando pelo seu diodo devido ao sentido da corrente em  $L_o$ , até que o interruptor **S3** seja novamente comandado a conduzir, trazendo de volta a configuração já observada na primeira etapa de operação.

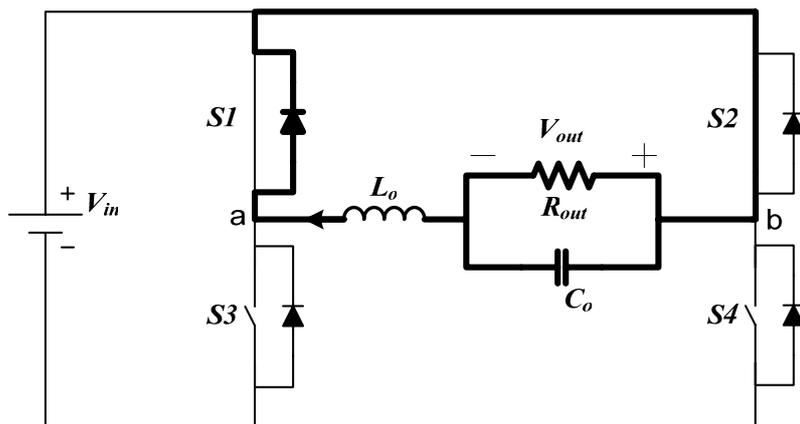


Fig. 2.10 – Quarta etapa do semiciclo negativo.

Conhecidas as etapas de funcionamento do conversor, pode-se agora passar à próxima fase do estudo, em que são apresentadas as principais formas de onda correspondentes ao modo de operação já analisado.

### 2.3.2 Principais formas de onda

A partir da análise detalhada das etapas de comutação do inversor modulado em três níveis da tensão de saída podem-se traçar as principais formas de onda inerentes ao seu funcionamento. Estas formas de onda são apresentadas na Fig. 2.11.

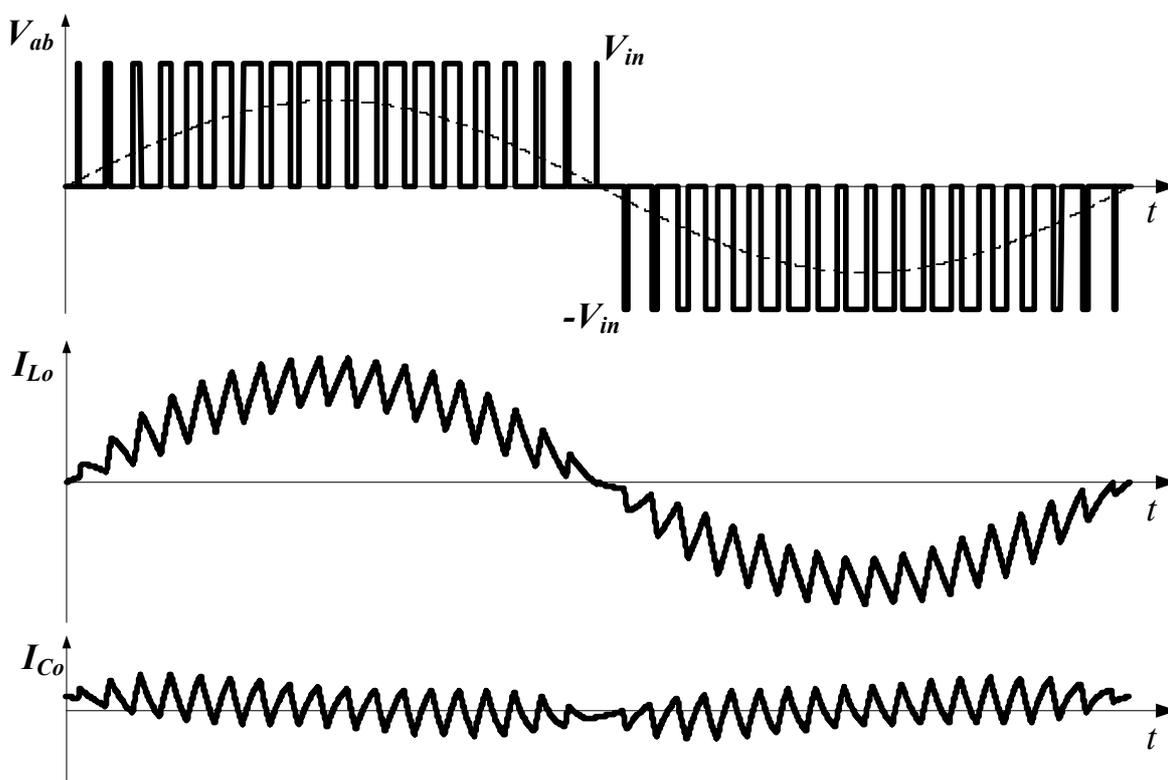


Fig. 2.11 – Principais formas de onda do inversor em ponte completa.

## 2.4 ANÁLISE MATEMÁTICA

Conhecido o funcionamento completo do inversor em ponte completa, pode-se seguir com a análise de sua operação efetuando-se todo o equacionamento que descreve matematicamente o conversor e faz-se necessário para chegar-se a uma metodologia de projeto adequada e à obtenção de um modelo confiável.

### 2.4.1 Análise global

Inicia-se esta análise matemática a partir do índice de modulação do inversor [12, 14] que pode ser definido como sendo a razão entre o valor de pico da tensão senoidal de saída do inversor e a sua tensão CC de entrada. O valor do índice de modulação teórico pode variar de zero a um, entretanto, valores próximos à unidade não devem ser empregados para se evitar problemas na comutação dos interruptores [21].

O índice de modulação é definido pela expressão (2.1).

$$m_i = \frac{V_{op}}{V_{in}} \quad (2.1)$$

Onde

$V_{op}$ : tensão de pico da senóide de saída;

$V_{in}$ : tensão do barramento CC de entrada.

A razão cíclica, como já foi visto no capítulo anterior, é definida pela expressão (2.2).

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2.2)$$

Para que o conversor entregue uma tensão senoidal na sua saída é necessário que a razão cíclica efetiva na entrada de seu filtro tenha uma componente fundamental com o mesmo comportamento. Esta razão cíclica efetiva pode ser definida como sendo a relação entre o período de tempo em que a tensão  $\mathbf{V}_{ab}$  apresenta um valor não-nulo ( $+\mathbf{V}_{in}$  ou  $-\mathbf{V}_{in}$ ) e o período total de comutação dos interruptores. A variação da razão cíclica efetiva na saída do conversor é formada pela composição da variação de razão cíclica nos quatro interruptores comandados, como apresentado na Fig. 2.2.

A excursão do valor da razão cíclica efetiva define a função de modulação do conversor. Essa função de modulação, demonstrada em [36], é dada pela equação (2.3)

e deve estar presente na função que determina a razão cíclica no interruptor, de modo que a composição da razão cíclica dos interruptores leve a tensão  $\mathbf{V}_{ab}$  a seguir esta mesma função. Assim sendo, a variação da razão cíclica nos interruptores comandados deve ser determinada pela função apresentada em (2.4).

$$D_{ef}(\theta) = m_i \cdot \text{sen}(\theta) \quad (2.3)$$

$$D(\theta) = \frac{1 + m_i \cdot \text{sen}(\theta)}{2} \quad (2.4)$$

A partir da função de modulação é que será gerada a tensão  $\mathbf{V}_{ab}$  que, após a filtragem, vai gerar a tensão senoidal na saída do conversor. A Fig. 2.12 mostra o comportamento da razão cíclica efetiva ao longo do período de 60Hz. Nota-se que para o semiciclo negativo da senóide de saída a razão cíclica, definida sempre como um número adimensional variando de zero a um, leva ao filtro de saída uma seqüência de pulsos negativos no valor da tensão de entrada, como mostra a Fig. 2.11.

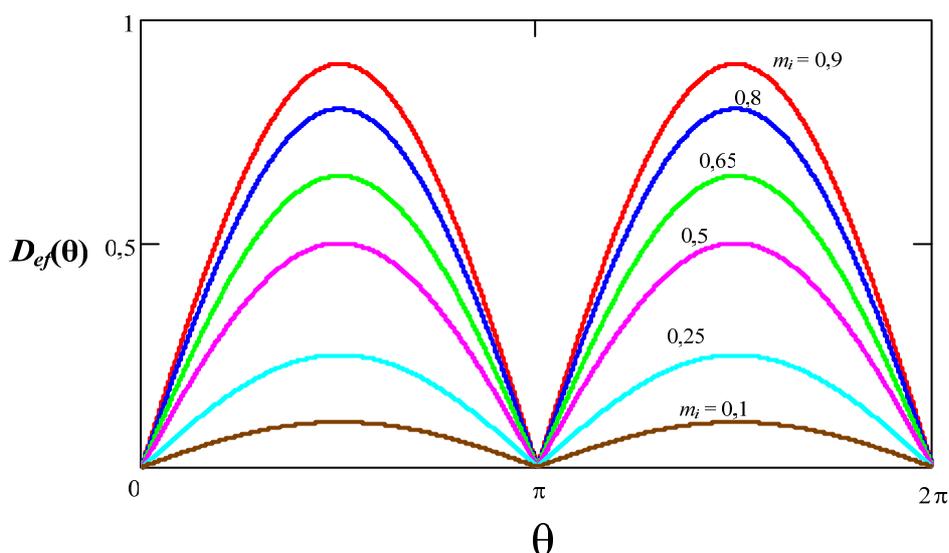


Fig. 2.12 – Função de modulação do conversor CC-CA.

Na Fig. 2.12 pode ser observado, por meio da função de modulação, a dependência direta que tem o valor eficaz da tensão de saída do índice de modulação definido em (2.1).

A corrente eficaz de saída é dada por:

$$I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} \quad (2.5)$$

Onde

$V_{out}$ : tensão eficaz de saída;

$P_{out}$ : potência média de saída.

E o valor da resistência de carga que representa a operação em uma dada potência é facilmente calculado pela lei de Ohm:

$$R_{out} = \frac{V_{out}}{I_{out}} \quad (2.6)$$

A corrente no indutor do filtro do conversor será formada pela própria corrente de carga somada a uma componente em alta frequência derivada da comutação dos interruptores. Esta componente de alta frequência insere uma ondulação à corrente que circula pelo elemento magnético. O valor instantâneo normalizado desta ondulação varia ao longo do período da senóide de saída segundo a equação (2.7). Sua variação é ilustrada pela Fig. 2.13, onde se pode perceber a influência do índice de modulação no seu comportamento [36].

$$\overline{\Delta I_{L_o}}(\theta) = \frac{\Delta I_{L_o}(\theta) f_s L_o}{V_{in}} = \frac{1}{2} \left\| m_i \cdot \text{sen}(\theta) - (m_i \cdot \text{sen}(\theta))^2 \right\| \quad (2.7)$$

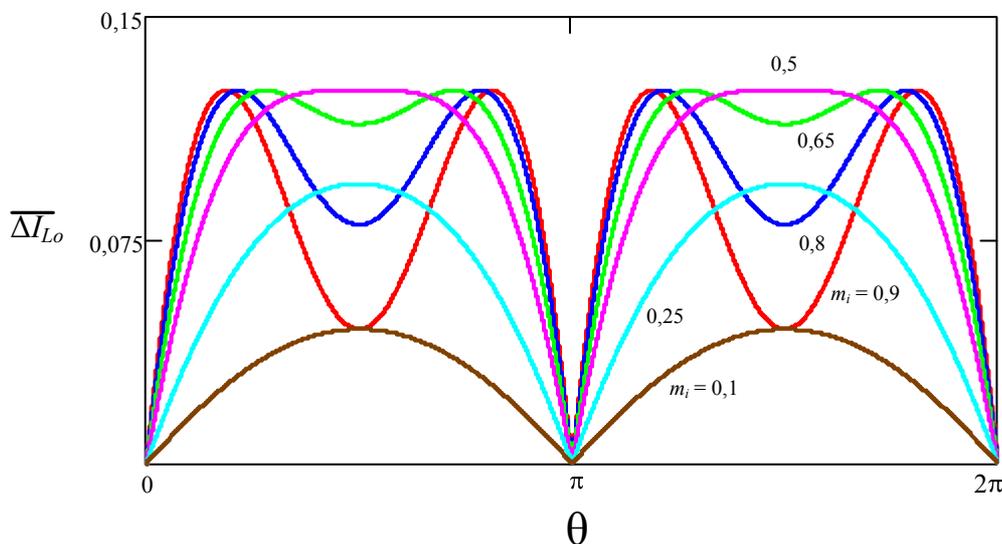


Fig. 2.13 – Comportamento da ondulação de corrente no indutor ao longo do período da senóide.

Percebe-se também que o valor máximo normalizado desta ondulação sofre influência direta do índice de modulação adotado. Ocorrendo, dependendo deste parâmetro, em pontos distintos do período da senóide, a ondulação normalizada máxima de corrente no indutor será de 0,125.

### 2.4.2 Filtro de saída

Existem diversas metodologias para se determinar o filtro de saída de um conversor CC-CA [8, 21, 26, 27, 28]. Para este projeto opta-se pelo método apresentado em [36], segundo o qual se determina, primeiramente, a ondulação máxima de corrente que se deseja permitir circular pelo indutor do filtro de saída para, baseado nela, obter-se a indutância e, com este parâmetro definido, partir-se para a escolha do capacitor de saída, de modo que a frequência de corte do filtro, muito superior aos 60Hz que se deseja na saída, seja também suficientemente inferior (pelo menos uma década [21]) à frequência das harmônicas produzidas pela comutação presentes na entrada do filtro, garantindo a sua quase completa eliminação.

Seguindo este raciocínio, definido um valor  $\Delta I_{L_{o\max}}$  para a máxima ondulação tolerada na corrente do indutor, pela análise dos estados topológicos do conversor e com base na Fig. 2.13 tem-se:

$$L_o = \frac{\overline{\Delta I_{L_{o\max}}} V_{in}}{f_S \Delta I_{L_{o\max}}} = \frac{V_{in}}{8 f_S \Delta I_{L_{o\max}}} \quad (2.8)$$

De posse do valor da indutância, determina-se o valor de capacitância necessária para posicionar a frequência de corte do filtro  $f_o$  no valor desejado para que a sua função seja bem realizada.

$$C_o = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 L_o} \quad (2.9)$$

### 2.4.3 Esforços nos componentes do circuito

A partir da análise das etapas de comutação e das formas de onda apresentadas na Fig. 2.11 determina-se os principais esforços de tensão e corrente sobre os componentes do circuito.

#### 2.4.3.1 Esforços de tensão sobre os semicondutores

A tensão direta máxima aplicada sobre os interruptores é a própria tensão encontrada no barramento CC de entrada, assim como a máxima tensão reversa sobre os diodos em antiparalelo aos IGBT's utilizados.

$$V_{S_{\max}} = V_{in} \quad (2.10)$$

### 2.4.3.2 Esforços de corrente através dos interruptores

O valor de pico da corrente que circula através do indutor de saída é dado por:

$$I_{L_{opk}} = I_{out_{pk}} + \frac{\Delta I_{L_{o\max}}}{2} \quad (2.11)$$

Onde  $I_{out_{pk}} = \sqrt{2} \cdot I_{out}$  é o valor de pico da corrente de carga.

Com base em (2.11), determina-se os principais esforços de corrente no conversor CC-CA [21].

A máxima corrente a atravessar cada um dos interruptores será a própria corrente de pico no indutor.

$$I_{S_{\max}} = I_{L_{opk}} \quad (2.12)$$

Desprezando-se a ondulação de corrente no indutor, por simplificação, obtém-se a máxima corrente eficaz através de cada interruptor.

$$I_{S_{rms}} = I_{out_{pk}} \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{1}{3\pi} m_i} \quad (2.13)$$

Através de cada diodo em antiparalelo aos IGBT's circula uma corrente média dada por:

$$I_{D_{md}} = I_{out_{pk}} \left( \frac{1}{2\pi} - \frac{1}{8} m_i \right) \quad (2.14)$$

### 2.4.3.3 Esforços de corrente nos elementos do filtro

Para o cálculo da corrente eficaz através do indutor leva-se em conta que a componente de baixa frequência (60Hz) é predominante e pode-se desprezar o efeito da ondulação em alta frequência para efeito de simplificação. Sendo assim, para a determinação do seu valor eficaz, a corrente no enrolamento do indutor será considerada como sendo a própria corrente de carga.

$$I_{L_{oef}} = I_{out} \quad (2.15)$$

Já o esforço de corrente produzido pela circulação da componente de alta frequência através do capacitor do filtro, para efeito de projeto, será obtido por meio de simulações digitais.

## 2.5 PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

Concluída toda a análise da topologia CC-CA em ponte completa parte-se, enfim, para o projeto propriamente dito do conversor a ser implementado. Segue a descrição das etapas de projeto, a começar pela descrição das suas especificações.

### 2.5.1 Especificações de projeto

As especificações a partir das quais será realizado o projeto do conversor CC-CA em ponte completa são estabelecidas como segue abaixo.

- Potência de saída:  $P_{out} = 1000W$  ;
- Tensão de entrada nominal:  $V_{in} = 360V$  ;
- Tensão de saída controlada:  $V_{out} = 220V_{rms}$  ;
- Freqüência da senóide de saída:  $f_{out} = 60Hz$  ;
- Taxa de distorção harmônica:  $THD = 5\%$  ;
- Ondulação máxima de corrente no indutor:  $\Delta I_{L_{max}} = 0,5 \cdot I_{out_{pk}}$  ;
- Freqüência de comutação:  $f_s = 30kHz$  ;
- Estimativa de rendimento:  $\eta_{ca} = 90\%$  .

Partindo das especificações acima realiza-se o projeto do estágio de potência do conversor.

### 2.5.2 Determinação dos esforços

Fazendo uso das expressões apresentadas em 2.4.3, obtêm-se os dados apresentados a seguir.

Tensão direta máxima sobre os interruptores:

$$V_{S_{max}} = V_{in} = 360V \quad (2.16)$$

Corrente de carga:

$$I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} = 4,54A \quad (2.17)$$

Máxima ondulação de corrente e corrente de pico no indutor:

$$\Delta I_{L_{o\max}} = 0,5\sqrt{2}I_{out} = 3,21A \quad (2.18)$$

$$I_{L_{o\text{pk}}} = I_{out\text{pk}} + \frac{\Delta I_{L_o}}{2} = 8,09A \quad (2.19)$$

Corrente média nos diodos de roda livre:

$$I_{D_{md}} = I_{out\text{pk}} \left( \frac{1}{2\pi} - \frac{1}{8}m_i \right) = 0,33A \quad (2.20)$$

Correntes máxima e eficaz nos interruptores:

$$I_{S_{\max}} = I_{D_{\max}} = I_{out\text{pk}} = 8,09A \quad (2.21)$$

$$I_{S_{rms}} = I_{out\text{pk}} \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{1}{3\pi}m_i} = 2,99A \quad (2.22)$$

Corrente eficaz através do indutor:

$$I_{L_{o\text{ef}}} = I_{out} = 4,54A \quad (2.23)$$

Corrente eficaz no capacitor de filtro:

$$I_{C_{rms}} = 752mA \quad (2.24)$$

### 2.5.3 Especificação dos semicondutores

Com base nos esforços calculados e na disponibilidade de material, realiza-se a especificação dos semicondutores do conversor CC-CA. Os componentes escolhidos e suas principais características são apresentados na Tabela 2-1.

Tabela 2-1 – Características dos IGBT's e diodos escolhidos.

IGBT IRG4PC50W	características
Tensão direta	600V
Corrente eficaz	27A
Diodo ultra-rápido HFA15TB60	características
Tensão reversa	600V
Corrente média	15A

A partir dos dados apresentados no catálogo de cada componente realiza-se o cálculo de perdas, conforme apresentado em 1.3.5.4, para o projeto do dissipador. O

valor encontrado para as perdas em cada interruptor é apresentado em (2.25) e o valor de perdas em cada diodo é dado em (2.26).

$$P_S = 11,47W \quad (2.25)$$

$$P_D = 0,56W \quad (2.26)$$

#### 2.5.4 Dissipador

O projeto do dissipador para todos os interruptores de ambos os conversores é realizado com base na metodologia apresentada em [4], segundo a qual se pode especificar um único dissipador, onde devem ser montados todos os semicondutores do sistema.

A resistência térmica máxima entre dissipador e ambiente, considerando as perdas em todos os semicondutores montados sobre ele, é dada por:

$$R_{thDA} = \frac{T_{min} - T_a}{\sum P_{semicondutores}} = P_Q + P_S + P_D \quad (2.27)$$

Onde

$T_{min}$ : menor temperatura conferida por um dentre os vários semicondutores montados no dissipador.

A partir da resolução da equação (2.27) pode-se determinar a resistência térmica necessária ao dissipador de ambos os conversores. O dissipador especificado para o projeto é o **P16/300** da Semikron.

#### 2.5.5 Escolha do filtro de saída

Determinado o valor aceitável para a ondulação de corrente no indutor do filtro de saída, é possível determinar-se a indutância e a capacitância necessárias ao mesmo para a eliminação das componentes de alta frequência da tensão de saída do conversor.

O valor da indutância necessária para garantir-se a ondulação máxima definida é obtido por:

$$L_o = \frac{V_{in}}{8f_S \Delta I_{L_o_{max}}} = 466,69\mu H \quad (2.28)$$

Opta-se por tolerar um valor um pouco maior de ondulação de corrente e escolhe-se um valor de indutância  $L_o = 450\mu H$ , o que permite uma pequena redução no volume

do elemento magnético. Assim, parte-se então para a determinação do capacitor de filtragem da saída. Dada a expressão (2.9) e adotando-se uma frequência de corte para o filtro de:

$$f_o = \frac{2f_s}{12} = 5kHz \quad (2.29)$$

Tem-se que a capacitância de filtragem é:

$$C_o = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 L_o} = 2,2\mu F \quad (2.30)$$

Adotando-se um capacitor de  $3\mu F$ , pode-se obter a frequência de corte do filtro a ser montado fazendo:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} = 4,33kHz \quad (2.31)$$

Finalizando, deve-se fazer a escolha do capacitor buscando assegurar-se que o componente é capaz de suportar a corrente eficaz que irá circular por ali.

### 2.5.6 Projeto físico do indutor de filtro

Para realizar-se o projeto físico do indutor de filtro do conversor CC-CA utiliza-se, basicamente, a mesma metodologia já apresentada no capítulo anterior [1, 5, 9, 13]. A partir das especificações de projeto, realiza-se o ajuste dos principais parâmetros até que se alcance um ponto de melhor compromisso entre peso, volume, perdas e custo nos elementos magnéticos, tal qual se procede no projeto dos elementos magnéticos dos conversores CC-CC.

A determinação do projeto mais adequado para os componentes magnéticos é realizada a partir da análise de uma série de combinações paramétricas. Os parâmetros e as especificações obtidos para a determinação do projeto mais adequado são apresentados na seqüência.

- Densidade de fluxo máxima:  $B_{\max} = 0,3T$  ;
- Fator de ocupação da área da janela:  $k_w = 0,7$  ;
- Densidade máxima de corrente nos enrolamentos:  $J_{\max} = 520 A/cm^2$  .

Finalizado o projeto do indutor e ajustados os seus parâmetros construtivos, tem-se o indutor, da forma como deve ser montado, apresentado na Tabela 2-2.

Tabela 2-2 – Características físicas do indutor projetado para o conversor CC-CA.

Indutor	características
Núcleo de ferrite tipo E-E	42/15
Número de espiras	68
Entreferro	2,3 mm
Condutor no enrolamento	7 x 26AWG

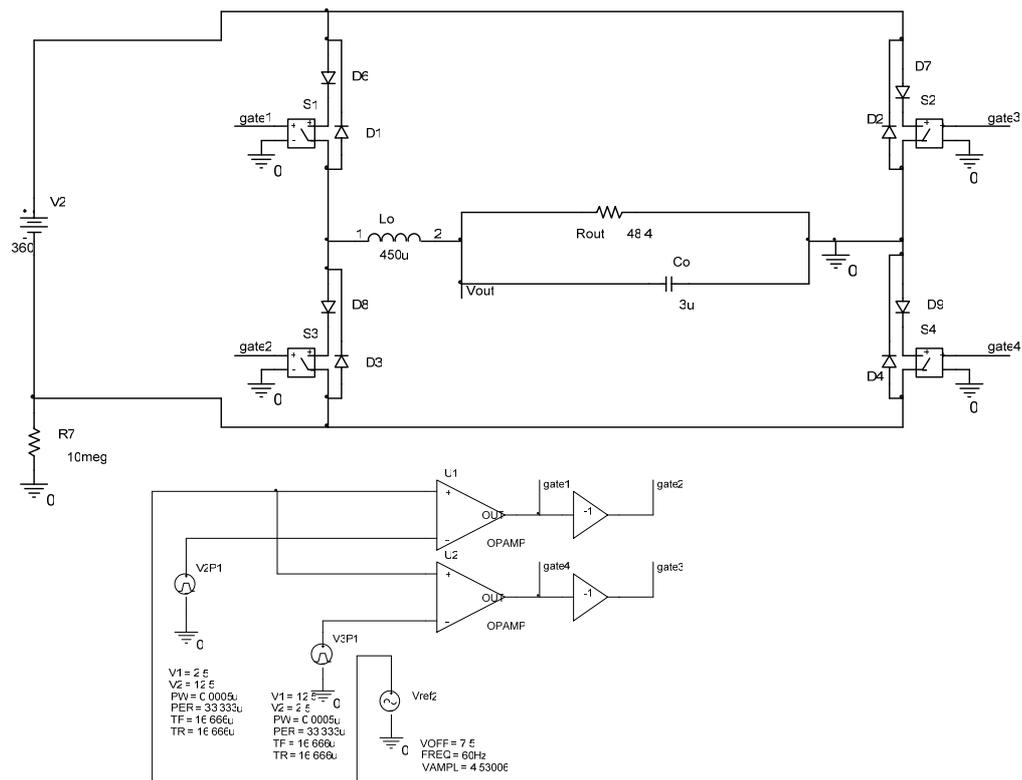
Utilizando a metodologia demonstrada em 1.3.6.4, é possível calcular-se uma elevação de temperatura máxima de 51,6°C, provocada por 3,3W de perda estimados para a sua operação. Este nível de temperatura, embora um pouco elevado, pode ser aceitável para um projeto teórico, uma vez que a metodologia empregada para determiná-lo é, além de imprecisa, pessimista. Considerando situações limites de funcionamento que não serão encontradas na prática.

O teste da possibilidade de execução fornece um fator de ocupação de 0,507 para o indutor. Este valor é considerado suficiente e garante que o projeto do elemento magnético pode ser fisicamente executado.

## 2.6 SIMULAÇÃO E VALIDAÇÃO DO PROJETO

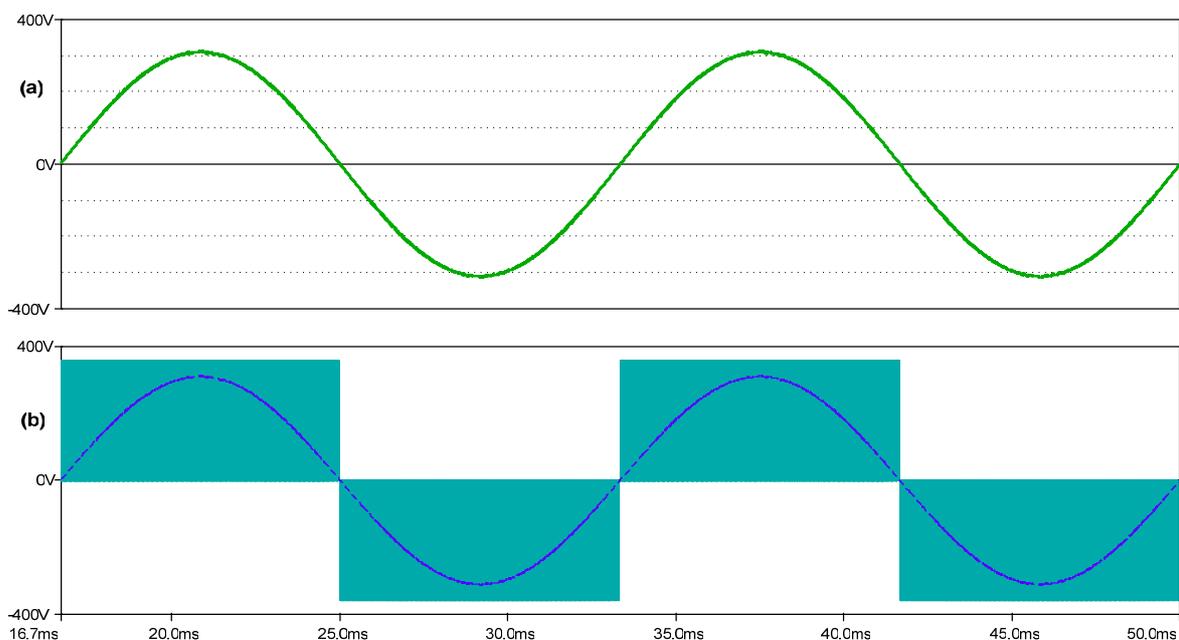
Finalizado o projeto do estágio de potência do conversor CC-CA, realizam-se simulações de sua operação em malha aberta. Os resultados e as formas de onda de maior relevância são apresentados nesta seção, onde se pode comprovar o bom funcionamento do circuito e a validade do projeto realizado para os semicondutores e filtro de saída.

É importante salientar que, nesta etapa do projeto, são deixadas de lado questões como a não-idealidade dos componentes utilizados na simulação e o efeito do tempo morto que deve ser implementado na realização dos circuitos de comando para evitar a ocorrência de curto-circuito nos braços do inversor. Sendo assim, utiliza-se de interruptores ideais para simular a operação dos IGBT's e diodos a serem implementados na prática. A utilização destes componentes reais implica na tomada de novos cuidados em virtude de fenômenos que serão analisados no decorrer deste trabalho. O circuito empregado na simulação é apresentado na Fig. 2.14.

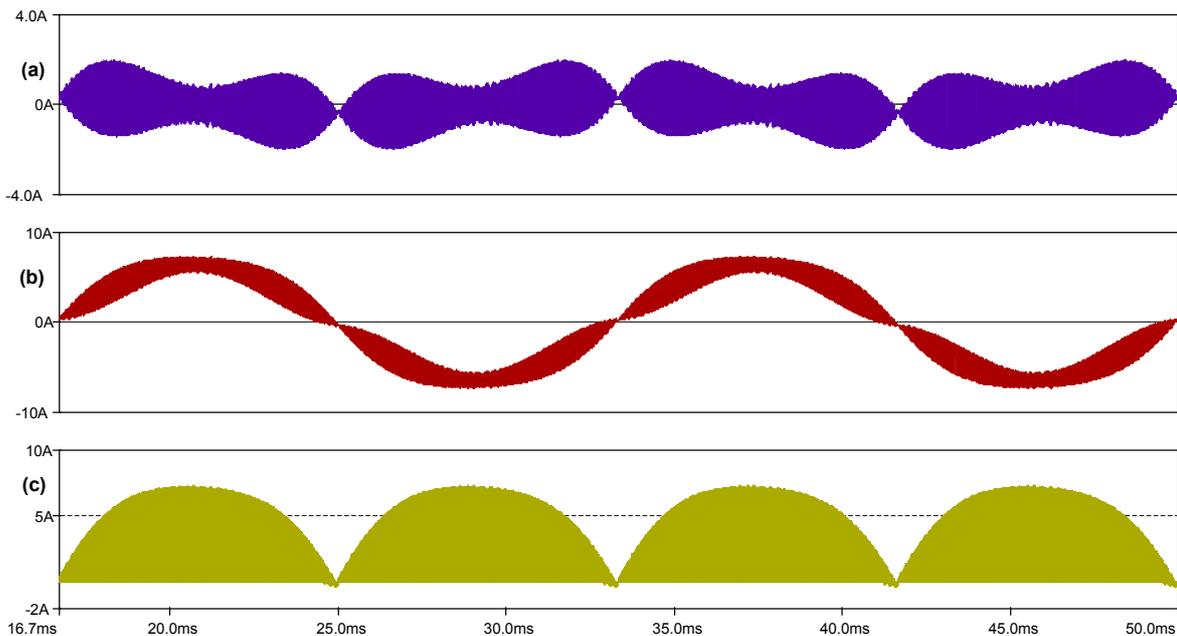


**Fig. 2.14 – Circuito utilizado na simulação do conversor CC-CA em ponte completa.**

Para a análise da etapa de simulação são apresentadas primeiramente, na Fig. 2.15 e na Fig. 2.16, as formas de onda obtidas com o conversor funcionando em seu ponto de operação nominal.



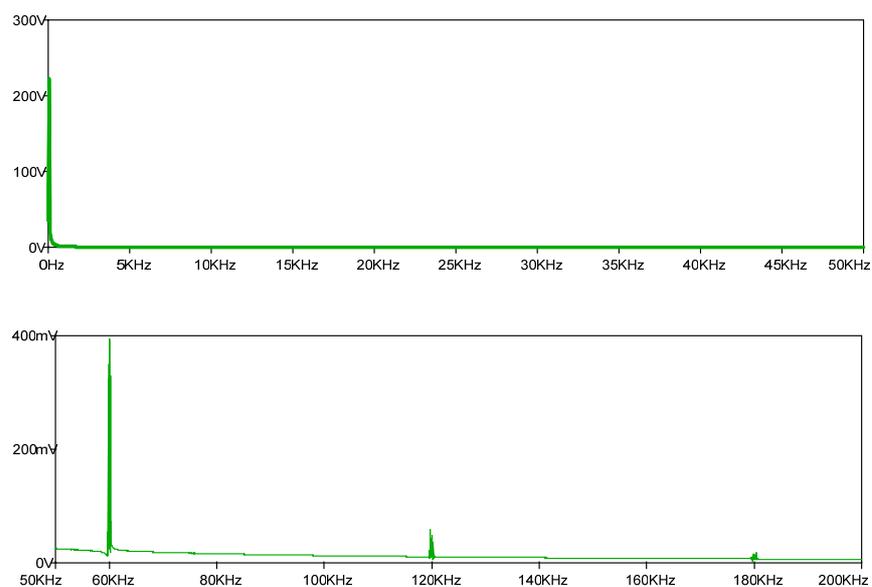
**Fig. 2.15 – Formas de onda das tensões a) na saída ( $V_{out}$ ) e b) na entrada ( $V_{ab}$ ) do filtro do inversor.**



**Fig. 2.16 – Correntes que circulam através do conversor CC-CA: a) no capacitor b) no indutor c) na entrada do inversor.**

As formas de onda observadas por simulação estão de acordo com os resultados esperados. Na Tabela 2-3, são comparados os valores encontrados com aqueles calculados anteriormente.

A distorção harmônica total observada na simulação ficou dentro do nível desejado (0,29%). A análise de Fourier das primeiras 30 harmônicas da forma de onda da tensão de carga, obtida por meio do simulador, é apresentada a seguir, juntamente com o seu espectro harmônico, que pode ser visualizado a partir da Fig. 2.17.



**Fig. 2.17 – Análise do espectro harmônico da tensão de saída.**

## FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(R\_Rout)

DC COMPONENT = 4.554669E-04

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	3.108E+02	1.000E+00	-3.239E-01	0.000E+00
2	1.200E+02	2.341E-03	7.530E-06	1.299E+01	1.363E+01
3	1.800E+02	2.166E-01	6.968E-04	-2.790E+01	-2.693E+01
4	2.400E+02	5.482E-03	1.764E-05	1.709E+02	1.722E+02
5	3.000E+02	3.853E-01	1.240E-03	-1.565E+02	-1.549E+02
6	3.600E+02	4.910E-03	1.580E-05	1.953E+01	2.148E+01
7	4.200E+02	2.618E-01	8.422E-04	-1.501E+02	-1.479E+02
8	4.800E+02	5.960E-03	1.917E-05	1.175E+02	1.201E+02
9	5.400E+02	2.758E-01	8.874E-04	-1.601E+02	-1.572E+02
10	6.000E+02	2.159E-03	6.947E-06	-1.797E+02	-1.765E+02
11	6.600E+02	1.152E-01	3.707E-04	-1.316E+02	-1.281E+02
12	7.200E+02	6.313E-03	2.031E-05	-1.098E+01	-7.097E+00
13	7.800E+02	1.427E-01	4.590E-04	-1.431E+02	-1.389E+02
14	8.400E+02	3.054E-03	9.824E-06	7.729E+01	8.182E+01
15	9.000E+02	8.292E-02	2.668E-04	-1.031E+02	-9.820E+01
16	9.600E+02	6.263E-03	2.015E-05	-4.849E+01	-4.331E+01
17	1.020E+03	1.141E-01	3.671E-04	-1.426E+02	-1.371E+02
18	1.080E+03	9.059E-03	2.915E-05	8.078E+01	8.661E+01
19	1.140E+03	6.792E-02	2.185E-04	-1.427E+02	-1.365E+02
20	1.200E+03	5.178E-03	1.666E-05	1.079E+02	1.144E+02
21	1.260E+03	8.100E-02	2.606E-04	-1.768E+02	-1.700E+02
22	1.320E+03	6.534E-03	2.102E-05	-6.500E+01	-5.788E+01
23	1.380E+03	8.408E-02	2.705E-04	-2.846E+01	-2.101E+01
24	1.440E+03	4.578E-03	1.473E-05	4.642E+01	5.419E+01
25	1.500E+03	7.645E-02	2.460E-04	-1.611E+02	-1.530E+02
26	1.560E+03	6.815E-03	2.193E-05	-9.029E+01	-8.187E+01
27	1.620E+03	3.653E-02	1.175E-04	-8.048E+01	-7.174E+01
28	1.680E+03	5.898E-03	1.897E-05	2.615E+01	3.522E+01
29	1.740E+03	8.968E-02	2.885E-04	-1.741E+02	-1.647E+02
30	1.800E+03	6.110E-03	1.966E-05	7.716E+01	8.688E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.911800E-01 PERCENT

Tabela 2-3 – Comparação entre os resultados obtidos por simulação com aqueles anteriormente calculados.

Parâmetro observado	Valor calculado	Valor simulado
Corrente eficaz de carga ( $I_{out}$ )	4,54 A	4,54 A
Corrente média de entrada ( $I_{in}$ )	3,08 A	2,90 A
Ondulação máxima de corrente no indutor ( $\Delta I_{L_{opk}}$ )	3,21 A	3,302 A
Corrente de pico no indutor ( $I_{L_{opk}}$ )	8,09 A	7,048 A
Corrente média nos diodos ( $I_{D_{md}}$ )	0,33 A	0,295 A
Corrente eficaz nos interruptores ( $I_{S_{rms}}$ )	2,99 A	3,241 A

Os resultados obtidos por simulação estão dentro da margem de tolerância para o projeto. Com base nestes números, considera-se satisfatório o desempenho do conversor CC-CA na etapa de simulação e válido o seu projeto.

## 2.7 CONCLUSÕES

O conversor projetado apresenta um desempenho satisfatório na etapa de simulação. A modulação senoidal a três níveis proporciona uma grande redução no volume do indutor necessário à filtragem, uma vez que as harmônicas observadas por meio de simulação na entrada do filtro só passam a ser perceptíveis a partir de freqüências duas vezes maiores do que a freqüência de comutação dos interruptores. Na tensão aplicada à carga, praticamente todo o conteúdo harmônico é visivelmente eliminado pelo filtro de saída. Nos resultados obtidos por simulação também é possível observar o comportamento da ondulação em alta freqüência da corrente através do indutor de filtragem, comprovando e validando a análise realizada acerca deste parâmetro.

## CAPÍTULO 3

### ACOPLAMENTO ENTRE OS CONVERSORES CC-CC E CC-CA

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Quando se utiliza um conversor CC-CA como carga para um outro conversor CC-CC à montante é preciso tomar-se certos cuidados. Ao alimentar uma carga com uma característica não linear, sobretudo quando esta se trata de um conversor cuja entrada tem característica de fonte de tensão e corrente pulsada, passa-se a exigir do capacitor de filtro um esforço de circulação de corrente diferente daquele para o qual ele seria projetado em situações onde a sua carga é linear ou, simplesmente, possui característica resistiva. Já quando esta carga é um inversor de tensão, há ainda novos aspectos a se considerar.

Os conversores CC-CA têm por característica básica o fornecimento de uma tensão alternada senoidal a partir de uma fonte de alimentação contínua. Assim sendo, deve-se entender que a potência fornecida à carga desses conversores não tem o mesmo comportamento contínuo da potência fornecida por um conversor CC-CC, mas sim um comportamento senoidal quadrático. Ou seja, embora a potência média fornecida tenha um valor contínuo, a potência instantânea na saída dos inversores apresenta uma variação decorrente da forma de onda senoidal da tensão e da corrente alternadas ali presentes.

Pelo princípio do balanço de energia essa variação de potência no período da rede existente na saída do inversor será conduzida à sua entrada, causando uma flutuação na energia entregue pela sua fonte de alimentação, no caso o conversor CC-CC.

Percebe-se, portanto, a necessidade de se prever este comportamento variável das grandezas na saída do conversor CC-CC, que pode ser visualizado tanto na corrente em seu indutor quanto na sua tensão de barramento, sendo inclusive conduzida através do próprio conversor desde o filtro de saída até a sua entrada, podendo resultar em efeitos danosos ao seu funcionamento [19].

Uma das formas de se resolver este problema seria a utilização de um controle pela corrente no indutor do filtro do conversor, fixando a corrente que circula por este elemento e confinando a ondulação em baixa frequência no capacitor de barramento.

Este capítulo tem o intuito de analisar o comportamento desta flutuação de energia e apresentar uma metodologia de projeto para o filtro de saída do conversor CC-CC que possa se configurar em uma solução mais simples e o mais eficiente possível para reduzir a ondulação de corrente que se propaga através do conversor, evitando que a mesma tenha um efeito excessivamente pronunciado ao atingir a fonte de alimentação.

### 3.2 ESTUDO DO PROBLEMA DA VARIAÇÃO DE ENERGIA EM BAIXA FREQUÊNCIA NO CONVERSOR CC-CC

Inicia-se agora o estudo acerca das ondulações de baixa frequência presentes nos conversores CC-CC quando estes alimentam inversores de tensão.

#### 3.2.1 Análise matemática idealizada

Algumas considerações importantes, a título de simplificação, devem ser feitas para se seguir com esta análise.

Seja um inversor de tensão alimentando uma carga puramente resistiva acoplado ao barramento de saída de um conversor CC-CC cuja tensão será considerada inicialmente constante. Na Fig. 3.1 apresenta-se o esquema do sistema em questão.

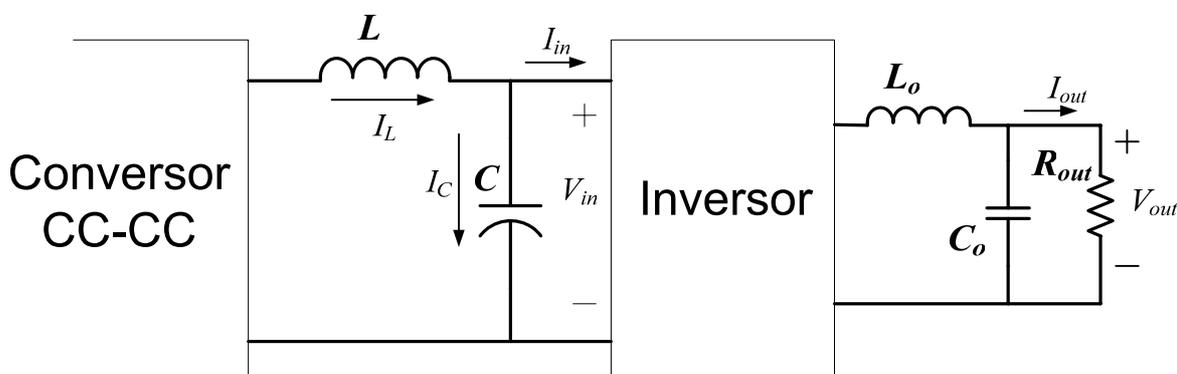


Fig. 3.1 – Inversor de tensão dotado de seus filtros de entrada e saída.

Analisando as correntes médias encontradas no filtro de entrada tem-se a relação:

$$I_{in} = I_L - I_C \quad (3.1)$$

Sabe-se que a componente média de corrente no capacitor é nula, portanto:

$$I_{in} = I_L = I_o \quad (3.2)$$

Onde  $I_o$  representa a corrente média de saída do conversor CC-CC.

Ainda da Fig. 3.1, e considerando que o inversor opera com rendimento unitário, obtém-se de (3.3) a relação das potências de entrada e saída no mesmo.

$$V_{out}I_{out} = I_{in}V_{in} \quad (3.3)$$

Sendo:

$$V_{out} = \frac{V_{op}}{\sqrt{2}} \quad (3.4)$$

$$I_{out} = \frac{I_{op}}{\sqrt{2}}$$

Onde

$V_{op}$ : tensão de pico da senóide de saída;

$I_{op}$ : corrente de pico de saída.

Substituindo (3.4) em (3.3) obtém-se:

$$\frac{V_{op}I_{op}}{2} = I_{in}V_{in} \quad (3.5)$$

E assim sendo:

$$I_{in} = \frac{V_{op}}{2V_{in}} I_{op} \quad (3.6)$$

Pela definição do índice de modulação do inversor, pode-se obter:

$$I_{in} = \frac{m_i}{2} I_{op} \quad (3.7)$$

E substituindo (3.7) em (3.2), obtém-se a relação (3.8).

$$I_L = \frac{m_i}{2} I_{op} \quad (3.8)$$

Sabe-se, como já foi mencionado, que a potência média de entrada é igual à potência média de saída. O mesmo já não pode ser dito da potência instantânea. Observa-se, portanto, uma ondulação na potência de saída do conversor CC-CC devida ao balanço de energia com a potência instantânea entregue à carga pelo inversor, a qual é definida pela expressão (3.9).

$$P_{out} = V_{op}I_{op} \text{sen}^2 \omega t \quad (3.9)$$

Onde  $\omega = 2\pi 60 \text{ rad/s}$  é a frequência angular das grandezas de saída do inversor.

Da Fig. 3.1, retira-se a seguinte relação:

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{V_{in}} \quad (3.10)$$

Sendo o funcionamento do conversor livre de perdas, tem-se que:

$$I_{in}(t) = \frac{P_{out}(t)}{V_{in}} \quad (3.11)$$

E de (3.9) obtém-se:

$$I_{in}(t) = \frac{V_{op} I_{op} \text{sen}^2 \omega t}{V_{in}} \quad (3.12)$$

Ou ainda:

$$I_{in}(t) = m_i I_{op} \text{sen}^2 \omega t \quad (3.13)$$

Substituindo (3.8) em (3.13), tem-se:

$$I_{in}(t) = 2I_L \text{sen}^2 \omega t \quad (3.14)$$

E pela observação da forma de onda definida por (3.14), apresentada na Fig. 3.2, pode-se então afirmar [19, 20]:

$$I_{in}(t) = I_L + I_L \text{sen} 2\omega t \quad (3.15)$$

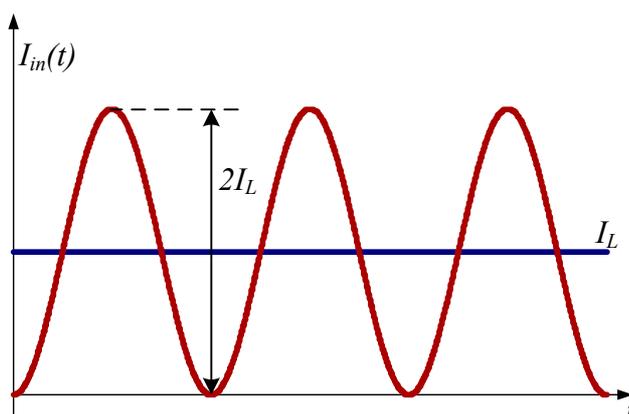


Fig. 3.2 – Forma de onda representativa da corrente drenada pelo inversor do barramento CC.

Para o estudo em questão só terá importância a análise da ondulação da corrente drenada pelo inversor. Sendo assim, pode-se seguir adiante fazendo uso da expressão que descreve a componente alternada desta corrente, apresentada em (3.16).

$$i_{in}(t) = I_L \text{sen} 2\omega t \quad (3.16)$$

Ou ainda:

$$i_{in}(t) = i_o(t) = I_o \text{sen} \omega_2 t \quad (3.17)$$

Onde

$I_o$ : corrente média de saída do conversor CC-CC;

$\omega_2$ : freqüência angular da componente alternada ( $\omega_2 = 2\omega = 2\pi 120 \text{ rad/s}$ ).

Realizando agora a análise das correntes no filtro de entrada do inversor de tensão pela ótica da energia que retorna em direção ao conversor CC-CC, como é apresentado na Fig. 3.3, têm-se:

$\dot{I}_{ent}$ : corrente de entrada do filtro;

$\dot{I}_{sai}$ : corrente de saída do filtro;

$\dot{I}_C$ : corrente no capacitor do filtro;

$\dot{V}_{ent}$ : tensão de entrada do filtro;

$\dot{V}_{sai}$ : tensão de saída do filtro;

$\dot{Z}_{ent}$ : impedância de entrada do filtro;

$\dot{Z}_{sai}$ : impedância de saída do filtro.

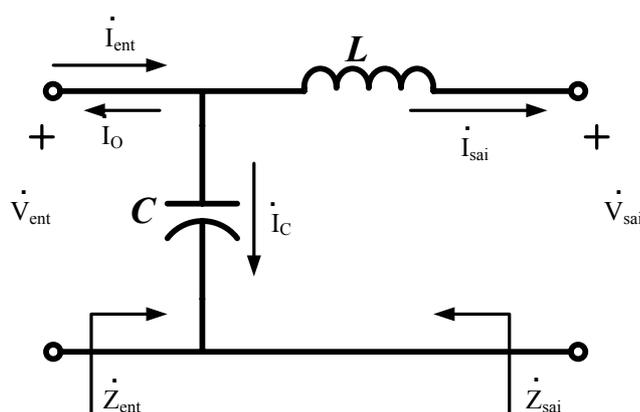


Fig. 3.3 – Correntes através do filtro do conversor CC-CC.

A impedância de saída do filtro é obtida diretamente do indutor em série, enquanto a impedância de entrada pode ser calculada fazendo  $\dot{Z}_C // \dot{Z}_L$ , resultando na expressão (3.19).

$$\dot{Z}_{sai} = j\omega_2 L = \omega_2 L |90^\circ \quad (3.18)$$

$$\dot{Z}_{ent} = \frac{j\omega_2 L}{1 - \omega_2^2 LC} = \frac{\omega_2 L}{1 - \omega_2^2 LC} |90^\circ \quad (3.19)$$

A corrente de entrada é a própria corrente de carga do conversor CC-CC circulando em sentido contrário. E a corrente de saída, pela Lei de Kirchoff, é dada pela diferença entre aquela e a corrente que circula pelo capacitor.

$$\dot{I}_{ent} = \dot{I}_o |180^\circ = -I_o \text{sen}\omega_2 t = I_o \text{sen}((\omega_2 + 180^\circ)t) \quad (3.20)$$

$$\dot{I}_{sai} = \dot{I}_{ent} - \dot{I}_C \quad (3.21)$$

A tensão de entrada é obtida diretamente de (3.22). E com ela obtém-se a corrente no capacitor, dada por (3.24).

$$\dot{V}_{ent} = \dot{I}_{ent} \dot{Z}_{ent} = I_o \frac{\omega_2 L}{1 - \omega_2^2 LC} | -90^\circ \quad (3.22)$$

$$\dot{I}_C = \frac{\dot{V}_{ent}}{\dot{Z}_C} \quad (3.23)$$

$$\dot{I}_C = I_o \frac{\omega_2^2 LC}{1 - \omega_2^2 LC} \quad (3.24)$$

Substituindo (3.24) em (3.21) obtém-se a expressão da corrente de saída do filtro.

$$\dot{I}_{ent} = I_o \frac{1}{\omega_2^2 LC - 1} \quad (3.25)$$

Têm-se também que:

$$\dot{I}_L = \dot{I}_{sai} |180^\circ \quad (3.26)$$

$$\dot{V}_C = \dot{V}_{ent} \quad (3.27)$$

De (3.26) e (3.27) obtêm-se:

$$\dot{I}_L = \frac{I_o}{1 - \omega_2^2 LC} \quad (3.28)$$

$$\dot{V}_C = I_o \frac{\omega_2 L}{1 - \omega_2^2 LC} | -90^\circ \quad (3.29)$$

De onde se tem que:

$$I_{Lp} = \left\| \frac{I_o}{1 - \omega_2^2 LC} \right\| \quad (3.30)$$

$$V_{Cp} = \left\| \frac{I_o \omega_2 L}{1 - \omega_2^2 LC} \right\| \quad (3.31)$$

Onde

$I_{Lp}$ : valor de pico da componente alternada em baixa frequência da corrente no indutor;

$V_{Cp}$ : valor de pico da componente alternada em baixa frequência da tensão no capacitor.

O efeito da variação de energia na saída do conversor CC-CC, como já foi explicado, se apresenta por uma ondulação em baixa frequência na corrente de filtro que circula pelo indutor **L** e provoca uma ondulação proporcional na tensão do capacitor de barramento com a mesma frequência e defasada em 90°. O valor desta ondulação é dado pela variação de pico-a-pico da componente alternada da corrente que circula no filtro. Pode-se dizer, portanto, que:

$$\Delta I_{L_{120}} = 2I_{Lp} \quad (3.32)$$

E, igualmente:

$$\Delta V_{C_{120}} = 2V_{Cp} \quad (3.33)$$

Sendo assim, determina-se o valor da ondulação em baixa frequência da corrente no indutor e da tensão no capacitor pelas expressões (3.34) e (3.35), respectivamente.

$$\Delta I_{L_{120}} = I_o \left| \frac{2}{1 - \omega_2^2 LC} \right| \quad (3.34)$$

$$\Delta V_{C_{120}} = I_o \left| \frac{2\omega_2 L}{1 - \omega_2^2 LC} \right| \quad (3.35)$$

As expressões (3.34) e (3.35) permitem calcular o valor de ondulação em baixa frequência de corrente no indutor e de tensão no capacitor do filtro de saída do conversor CC-CC em função dos elementos do filtro e para uma determinada potência de carga, dada pela corrente média de saída **I<sub>o</sub>**.

### 3.2.2 Validação por simulação

Para comprovar o estudo desenvolvido e atestar a validade das equações obtidas realizam-se simulações utilizando o circuito apresentado na Fig. 3.4. Resolvendo (3.34) e (3.35) para determinadas combinações de parâmetros obtém-se os dados apresentados na Tabela 3-1, para uma corrente de carga  $I_o = 2,5A$ , com o objetivo de realizar-se uma comparação com os resultados obtidos por simulação.

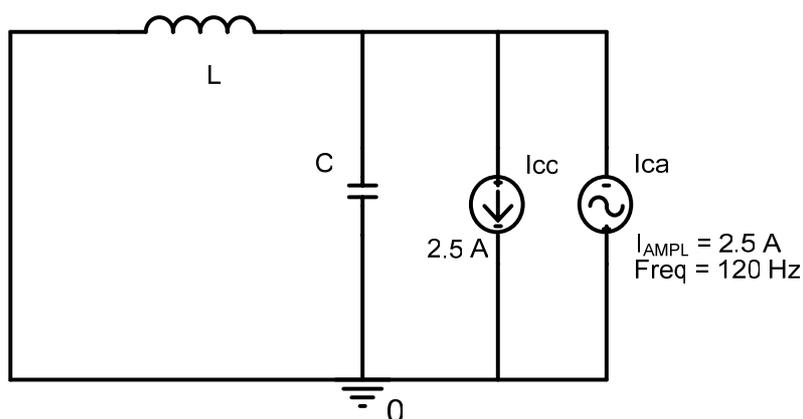


Fig. 3.4 – Circuito utilizado para a simulação do filtro.

Tabela 3-1 – Resultado dos testes por simulação para  $I_o = 2,5A$ .

dados		calculado		simulado	
L	C	$\Delta I_L$ [A]	$\Delta V_C$ [V]	$\Delta I_L$ [A]	$\Delta V_C$ [V]
1 mH	10 $\mu F$	5,029	3,791	5,028	3,791
1 mH	50 $\mu F$	5,146	3,880	5,146	3,881
1 mH	150 $\mu F$	5,466	4,121	5,466	4,122
1 mH	400 $\mu F$	6,472	4,879	6,471	4,880
1 mH	900 $\mu F$	10,238	7,720	10,239	7,722

Na Fig. 3.5 são apresentadas as formas de onda de uma das simulações realizadas com o circuito da Fig. 3.4, utilizando um filtro de saída com um indutor de 5,7mH e um capacitor de 1200 $\mu F$ , para uma nova corrente de carga ( $I_o = 3A$ ). Na Tabela 3-2 são apresentadas mais algumas comparações realizadas entre os valores obtidos por simulação e aqueles calculados por (3.34) e (3.35), com a mesma corrente, agora para diferentes parâmetros do filtro LC. Os resultados obtidos atestam a confiabilidade das expressões obtidas e apontam para a validade da análise realizada.

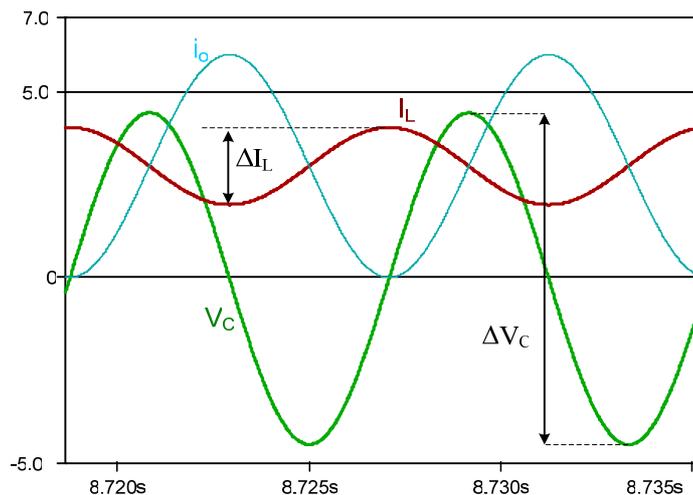


Fig. 3.5 – Simulação das ondulações de baixa frequência no filtro.

Tabela 3-2 – Comparação entre os resultados obtidos por simulação e os valores calculados.

dados		calculado			simulado	
L	C	$f_{\text{ressonancia}}$	$\Delta I_L$ [A]	$\Delta V_C$ [V]	$\Delta I_L$ [A]	$\Delta V_C$ [V]
2 mH	150 $\mu\text{F}$	290 Hz	7,234	10,908	7,233	10,910
2 mH	400 $\mu\text{F}$	177 Hz	11,005	16,595	11,006	16,599
2 mH	900 $\mu\text{F}$	118 Hz	257,72	388,64	254,35	383,59
3 mH	150 $\mu\text{F}$	237 Hz	8,063	18,237	8,063	18,239
3 mH	400 $\mu\text{F}$	145 Hz	18,879	42,703	18,887	42,725
3 mH	900 $\mu\text{F}$	96 Hz	11,217	25,371	11,199	25,339
4 mH	150 $\mu\text{F}$	205 Hz	9,106	27,463	9,107	27,468
4 mH	400 $\mu\text{F}$	125 Hz	66,359	200,134	66,478	200,507
4 mH	900 $\mu\text{F}$	84 Hz	5,733	17,291	5,729	17,284
5,7 mH	1200 $\mu\text{F}$	61 Hz	2,077	8,927	2,075	8,922

### 3.2.3 Determinação dos parâmetros do filtro

Chegando-se às expressões que calculam as ondulações de baixa frequência no filtro de entrada do inversor, e tendo comprovada a sua validade, pode-se determinar as expressões necessárias ao cálculo do indutor e do capacitor adequados.

Manipulando (3.34) e (3.35), têm-se:

$$L = \left| \frac{1 - 2I_o / \Delta I_{L_{120}}}{\omega_2^2 C} \right| \quad (3.36)$$

$$C = \left| \frac{1 - 2I_o \omega_2 L / \Delta V_{C_{120}}}{\omega_2^2 L} \right| \quad (3.37)$$

Parametrizam-se as ondulações de tensão e corrente para se encontrar:

$$\overline{\Delta I_f} = \frac{\Delta I_{L_{120}}}{I_o} \quad (3.38)$$

$$\overline{\Delta V_f} = \frac{\Delta V_{C_{120}}}{I_o \omega_2 L} \quad (3.39)$$

Com isso, têm-se:

$$L = \left| \frac{1 - \frac{2}{\overline{\Delta I_f}}}{\omega_2^2 C} \right| \quad (3.40)$$

$$C = \left| \frac{1 - \frac{2}{\overline{\Delta V_f}}}{\omega_2^2 L} \right| \quad (3.41)$$

Ou seja,  $\overline{\Delta I_f} = \overline{\Delta V_f}$ .

De (3.40) pode-se obter também a expressão da ondulação de corrente parametrizada no indutor de filtro.

$$\overline{\Delta I_f} = \left| \frac{2}{1 - \omega_2^2 LC} \right| \quad (3.42)$$

E definindo  $\overline{\Delta I} = \frac{\overline{\Delta I_f}}{2}$ , pode-se obter a expressão que fornece o valor da constante LC necessária para que se tenha uma dada ondulação de corrente no indutor como é apresentada em (3.44).

$$\overline{\Delta I} = \left| \frac{1}{1 - \omega_2^2 LC} \right| \quad (3.43)$$

$$LC = \frac{\overline{\Delta I} - 1}{\omega_2^2 \overline{\Delta I}} \quad (3.44)$$

A partir de (3.44) pode-se determinar o valor da constante LC necessária para que a ondulação em 120Hz no filtro tenha um valor adequado. Sabe-se que, idealmente, o projeto deve ser realizado para que a ondulação seja a menor possível. Entretanto, sempre haverá limitações de volume, peso e custo de material para este filtro. Sendo

assim, procura-se determinar valores adequados para os seus parâmetros, de modo que se tenha um bom compromisso entre todos os fatores a serem considerados. De (3.38) e da observação da Fig. 3.5 conclui-se que o valor  $\overline{\Delta I}$  deve ser menor que a unidade, o que representaria uma ondulação teórica com o dobro do valor médio da corrente de saída. Para ondulações maiores do que esta o conversor CC-CC tende a entrar em condução descontínua, uma vez que, não sendo bidirecional, o mesmo não permite circulação de corrente em sentido contrário.

### 3.3 PROJETO DO FILTRO LC

A equação (3.44) permite traçar o gráfico mostrado na Fig. 3.6, através do qual se pode determinar o valor da constante LC necessária para conter a ondulação de corrente em níveis aceitáveis. Obtém-se, então, o valor mínimo teórico de  $LC = 3,518 \times 10^{-6}$ , a partir do qual a ondulação de corrente parametrizada no indutor é menor que 1 (um).

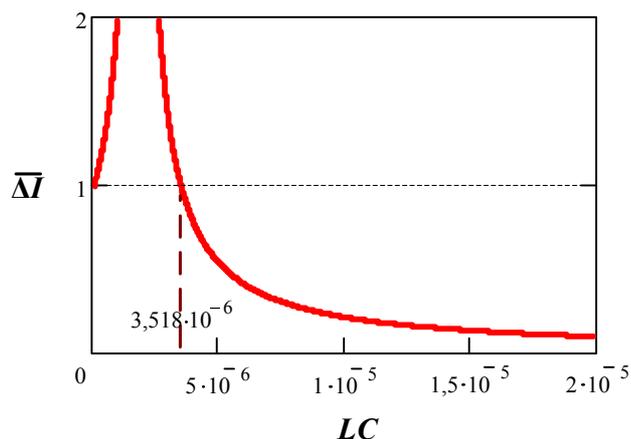


Fig. 3.6 – Gráfico da ondulação de corrente em função da constante LC do filtro.

A Fig. 3.6 mostra como a ondulação cresce indefinidamente quando a constante LC assume valores que se aproximam de  $1,759 \times 10^{-6}$ , correspondente a uma frequência de ressonância de 120Hz.

Definida uma constante LC adequada, pode-se calcular a indutância e a capacitância necessárias ao filtro.

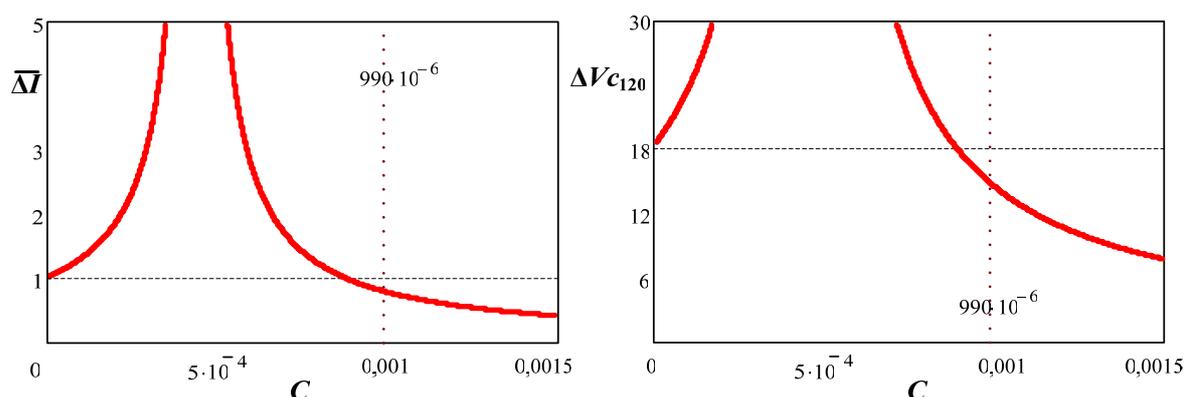
Vale lembrar que é necessário que os parâmetros calculados para o filtro estejam de acordo com os valores definidos para realizar-se também a filtragem da alta frequência resultante da comutação dos interruptores do conversor CC-CC. Opta-se, portanto, por iniciar o projeto do filtro pela escolha do indutor. Adotando-se, para tanto, o valor mínimo

de indutância definido para a alta frequência, visto que este é o menor valor de indutância que se pode utilizar para o projeto. O indutor é dado então por:

$$L = \frac{n_e a E}{8 f_s \Delta I_{L_{\max}}} = 3,75 \text{mH} \quad (3.45)$$

Para reduzir o valor de capacitância necessário adota-se o valor de  $L = 4 \text{mH}$ . A escolha do capacitor de filtro deve levar em conta os três critérios já enumerados durante o projeto do filtro para alta frequência. Considerando agora o valor da constante LC necessária para reduzir também a ondulação em baixa frequência.

De (3.43), substituindo o valor adotado para o indutor, pode-se traçar os gráficos da Fig. 3.7, que mostram a variação no valor da ondulação parametrizada de corrente e da ondulação de tensão, dadas por (3.43) e (3.35), respectivamente, em função da capacitância de filtro adotada e para o valor de indutância já definido.



**Fig. 3.7 – Ondulações de tensão e corrente em função do valor do capacitor de filtro.**

Com base nos gráficos da Fig. 3.7 determina-se a capacitância do filtro de saída de modo a limitar as ondulações de tensão e corrente no filtro do conversor CC-CC. Determina-se um valor mínimo dado pela menor capacitância obtida da observação de ambos os gráficos.

Neste momento o valor da ondulação de corrente é determinante na escolha do capacitor para evitar que o conversor entre em condução descontínua. O valor da ondulação de tensão é verificado pela expressão (3.35), devendo-se adotar uma capacitância mais elevada caso esta ondulação seja excessiva, o que provocará uma redução ainda maior na ondulação de corrente.

Adota-se para o projeto, a partir da análise dos gráficos:

$$C = 990 \mu F \quad (3.46)$$

Obtendo-se, para as ondulações de tensão e corrente no filtro:

$$\Delta I_{L_{120}} = I_o \left| \frac{2}{1 - \omega_2^2 LC} \right| = 4,44 A \quad (3.47)$$

$$\Delta V_{C_{120}} = I_o \left| \frac{2\omega_2 L}{1 - \omega_2^2 LC} \right| = 13,4 V \quad (3.48)$$

Considerando um valor teórico de  $I_o = 2,78 A$ .

Verificando novamente a escolha do capacitor pelo critério da máxima resistência série equivalente, encontra-se:

$$R_{SE_{120}} = \frac{\Delta V_{C_{120}}}{\Delta I_{L_{120}}} = 3 \Omega \quad (3.49)$$

Por este critério, prevalece como máxima resistência interna no capacitor o menor valor encontrado entre a baixa e a alta frequência. No caso, adota-se o valor já obtido anteriormente e rerepresentado em (3.50).

$$R_{SE} = \frac{\Delta V_C}{\Delta I_L} = 1,66 \Omega \quad (3.50)$$

Pode-se então, verificados todos os critérios para a sua escolha, determinar o capacitor do filtro de saída do conversor CC-CC. Será utilizado no projeto um arranjo de 3 (três) capacitores eletrolíticos da série **B43501** da epcos de 330 $\mu$ F e 450V em paralelo. A resistência série equivalente encontrada em cada capacitor do filtro é de 610m $\Omega$ .

Vale lembrar que, na metodologia aqui apresentada, todos os elementos do filtro de saída são considerados ideais e não se levam em conta as resistências existentes nos outros componentes do circuito do conversor. Portanto, as ondulações encontradas na prática, com a adição destes elementos, terão um efeito bem menos pronunciado do que os valores teóricos apresentados na análise realizada.

### 3.4 INFLUÊNCIA DAS RESISTÊNCIAS PARASITAS DO CIRCUITO

Pode-se verificar também o efeito das resistências equivalentes encontradas no circuito do conversor CC-CC, tais como resistências de trilha, resistências de condução dos MOSFET's, resistências parasitas dos elementos magnéticos, resistência série-equivalente do capacitor de barramento, etc. A presença de tais elementos provoca um

amortecimento na ondulação em baixa freqüência existente no filtro do conversor, e conseqüentemente, a sua redução.

Seja o filtro LC apresentado na Fig. 3.3. Considerando agora a presença do conversor CC-CC, fazendo um circuito equivalente simplificado como o representado na Fig. 3.8, onde  $R_{eq}$  representa a resistência equivalente através do conversor vista pelo filtro e  $V_{th}$  é a tensão equivalente de Thevenin do circuito.

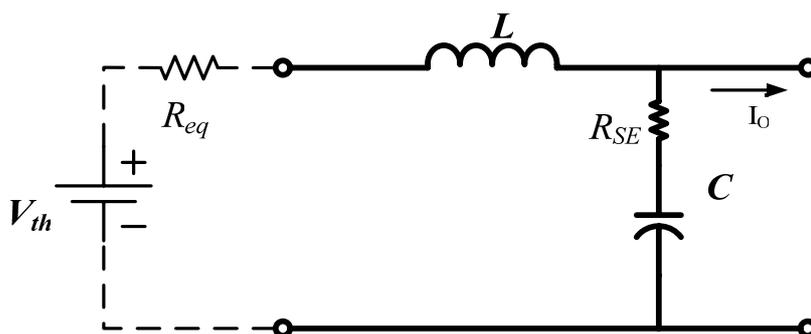


Fig. 3.8 – Resistências parasitas que afetam a resposta do filtro LC.

Com o circuito simplificado da Fig. 3.8, curto-circuitando a fonte  $V_{th}$ , se pode verificar a influência de  $R_{eq}$  e  $R_{SE}$  sobre o valor das ondulações de tensão sobre o barramento CC e de corrente através do indutor  $L$ .

Repetindo para o novo circuito a análise realizada em 3.2.1, considerando agora:

$$\dot{Z}_{sai} = R_{eq} + j\omega_2 L \quad (3.51)$$

$$\dot{Z}_{ent} = (R_{eq} + j\omega_2 L) // \left( R_{SE} + \frac{1}{j\omega_2 C} \right) \quad (3.52)$$

Calculando (3.52) obtém-se:

$$\dot{Z}_{ent} = \frac{R_{eq} + j\omega_2 L + j\omega_2 R_{eq} R_{SE} C - \omega_2^2 R_{SE} LC}{1 + j\omega_2 C (R_{eq} + R_{SE}) - \omega_2^2 LC} \quad (3.53)$$

Substituindo os novos valores de impedância em (3.22) e (3.23), pode-se seguir com o equacionamento até se obter:

$$\dot{I}_L = I_o \left( 1 - \frac{j\omega_2 C (R_{eq} + j\omega_2 L + j\omega_2 R_{eq} R_{SE} C - \omega_2^2 R_{SE} LC)}{1 + j\omega_2 C (R_{eq} + R_{SE}) - \omega_2^2 LC} \right) \quad (3.54)$$

$$\dot{V}_C = -I_o \frac{(R_{eq} + j\omega_2 L + j\omega_2 R_{eq} R_{SE} C - \omega_2^2 R_{SE} LC)}{1 + j\omega_2 C (R_{eq} + R_{SE}) - \omega_2^2 LC} \quad (3.55)$$

E por (3.30), (3.31), (3.32) e (3.33), pode-se obter os valores de ondulação em baixa frequência de tensão no barramento CC e corrente no indutor de filtragem considerando o amortecimento provocado pelas resistências parasitas do circuito.

$$\Delta I_{L_{120}} = 2I_o \left\| 1 - \frac{j\omega_2 C (R_{eq} + j\omega_2 L + j\omega_2 R_{eq} R_{SE} C - \omega_2^2 R_{SE} LC)}{1 + j\omega_2 C (R_{eq} + R_{SE}) - \omega_2^2 LC} \right\| \quad (3.56)$$

$$\Delta V_{C_{120}} = 2I_o \left\| \frac{(R_{eq} + j\omega_2 L + j\omega_2 R_{eq} R_{SE} C - \omega_2^2 R_{SE} LC)}{1 + j\omega_2 C (R_{eq} + R_{SE}) - \omega_2^2 LC} \right\| \quad (3.57)$$

Considerando um rendimento teórico de 90% no conversor CC-CC, para uma potência de saída de 1 kW, pode-se determinar o valor aproximado de  $R_{eq}$  fazendo:

$$P_E = \frac{P_o}{\eta_{cc}} = 1110W \quad (3.58)$$

$$R_{eq} = \frac{P_E - P_o}{I_L^2} = 14,4\Omega \quad (3.59)$$

E com:

$$I_o = 2,78A \quad (3.60)$$

$$R_{SE} = 0,21\Omega \quad (3.61)$$

Pode-se então calcular:

$$\Delta I_{L_{120}} = 0,512A \quad (3.62)$$

$$\Delta V_{C_{120}} = 7,53V \quad (3.63)$$

Realizando uma nova simulação para esta situação, pode-se comprovar a validade do equacionamento efetuado. O circuito simulado é apresentado na Fig. 3.9, enquanto os resultados obtidos são apresentados na Fig. 3.10 e na Tabela 3-3.

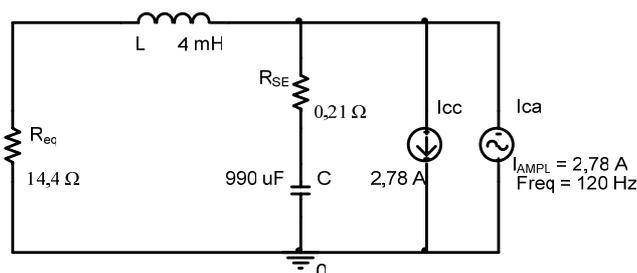
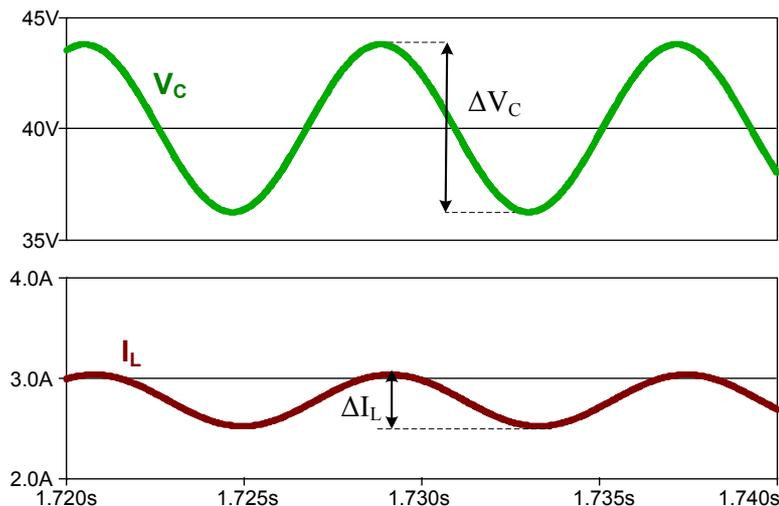


Fig. 3.9 – Circuito da simulação realizada considerando as resistências parasitas do conversor.



**Fig. 3.10** – A simulação comprova que as ondulações no filtro são bastante reduzidas.

Tabela 3-3 – Comparação entre os resultados calculados analiticamente e aqueles obtidos por simulação.

caso	dados		calculado			simulado	
	L	C	$f_{\text{ressonancia}}$	$\Delta I_L$ [A]	$\Delta V_C$ [V]	$\Delta I_L$ [A]	$\Delta V_C$ [V]
ideal	4 mH	990 $\mu\text{F}$	80 Hz	4,44	13,391	4,44	13,392
não-ideal	4 mH	990 $\mu\text{F}$	80 Hz	0,5123	7,537	0,5127	7,543

Comprova-se que o valor real da ondulação encontrada nas grandezas do filtro do conversor CC-CC será consideravelmente menor do que aquele determinado pela metodologia de projeto apresentada, o que é um fato benéfico, já que a presença da ondulação de corrente em baixa frequência eleva as perdas nos semicondutores, e conseqüentemente, aumenta o seu desgaste.

Vale lembrar, neste momento, que a ondulação total de corrente no indutor, assim como a ondulação de tensão no barramento CC, será a composição das ondulações de baixa frequência e de alta frequência advinda da operação do próprio conversor. O efeito desta última não é contemplado nesta análise, que se concentra apenas na ondulação em baixa frequência provocada pela variação da energia drenada pelo inversor.

### 3.5 SIMULAÇÃO DOS CONVERSORES ACOPLADOS

Concluído o projeto do filtro de saída do conversor CC-CC, passa-se agora para uma nova etapa de simulação onde se analisa o funcionamento de ambos os conversores acoplados através do filtro projetado. Na Fig. 3.11 é apresentado o circuito completo do estágio de potência da fonte alternada com ambos os conversores projetados. Na Fig. 3.13 são apresentadas as formas de onda de tensão na saída do inversor e de tensão e corrente no filtro de saída do conversor CC-CC.

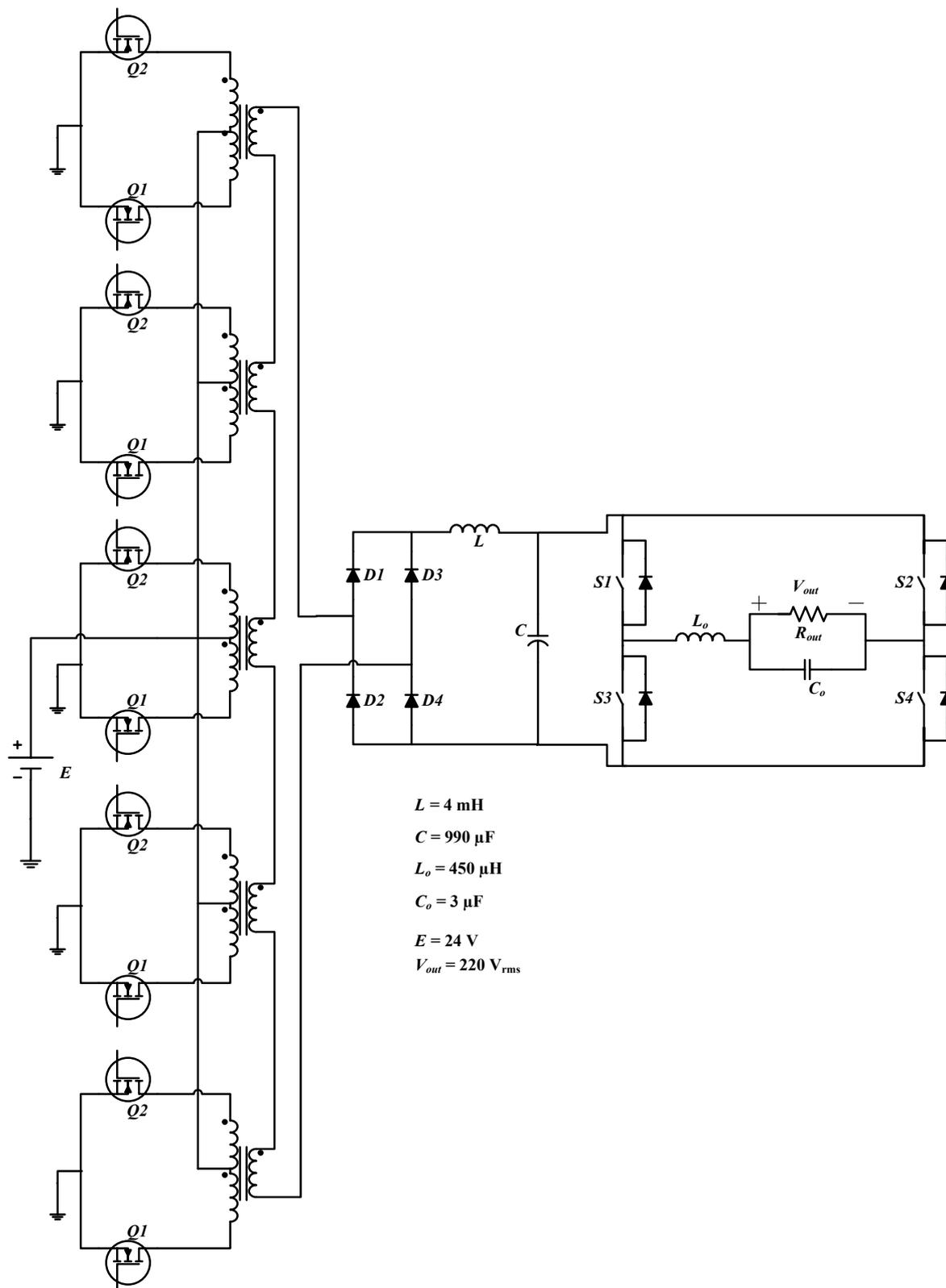


Fig. 3.11 – Circuito completo do estágio de potência da fonte alternada.

Emprega-se nas simulações o circuito apresentado na Fig. 3.12, com ambos os conversores acoplados e fazendo uso dos grameadores do conversor CC-CC.

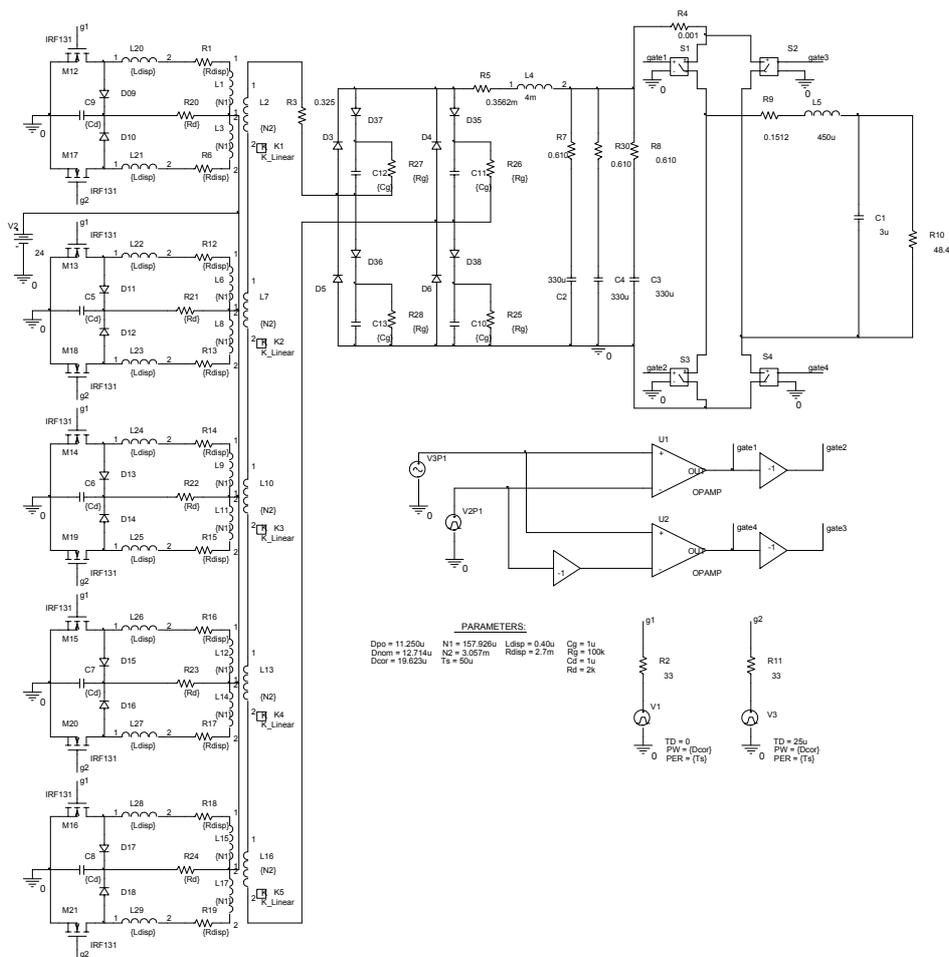


Fig. 3.12 – Circuito utilizado na simulação dos conversores acoplados.

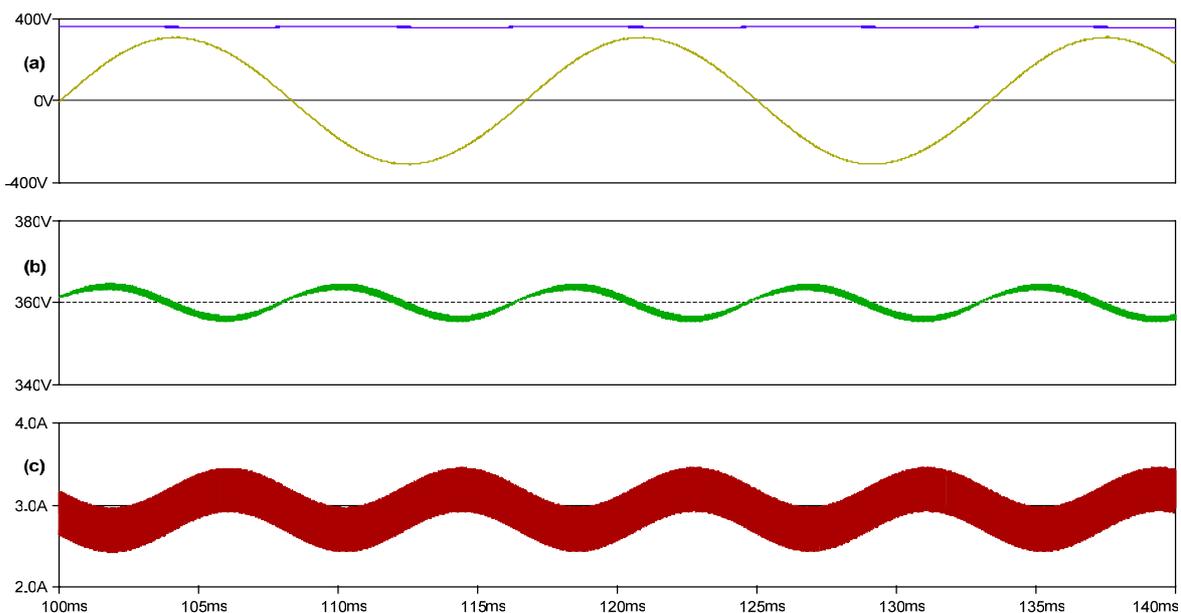


Fig. 3.13 – Tensão de saída da fonte alternada (a) e ondulações de tensão no barramento CC (b) e corrente no indutor do filtro de acoplamento (c).

A simulação dos conversores acoplados mostra resultados bastante condizentes com aqueles obtidos pela análise matemática. As ondulações de corrente através do indutor e de tensão no barramento CC têm valores semelhantes aos determinados para a operação do filtro considerando as resistências parasitas do circuito.

Pode-se observar uma ondulação de 9,29V na tensão do barramento CC. A corrente através do indutor de filtragem tem uma ondulação de corrente total de 1,032A, dos quais 532mA aparecem em virtude da frequência de comutação dos interruptores. A energia drenada pelo inversor é responsável pelo restante desse valor, ou seja:

$$\Delta I_{L_{120}} = 1,032A - 0,532A = 500mA \quad (3.64)$$

Resultado que comprova a validade da análise matemática apresentada.

### 3.6 CONCLUSÕES

O filtro projetado cumpre o seu papel de limitar a ondulação em baixa frequência gerada pelo conversor CC-CA, mantendo-a em níveis toleráveis. É importante observar que esta ondulação aparece em decorrência da variação na potência instantânea do inversor, utilizar-se do compensador de tensão para tentar eliminá-la do barramento de saída acarretará no deslocamento de toda esta flutuação para a corrente do indutor. Assim sendo, é preciso que o compensador de tensão seja projetado com uma frequência de corte suficientemente baixa, de modo a permitir a ondulação de tensão em 120Hz no barramento.

## CAPÍTULO 4

### CIRCUITOS DE CONTROLE E COMANDO DOS CONVERSORES

#### 4.1 INTRODUÇÃO

A forma de operação dos conversores estáticos é definida, unicamente, pela maneira como os circuitos de comando são concebidos. É a eletrônica auxiliar que gera os comandos necessários ao acionamento dos MOSFET's e IGBT's e determina a sua forma de comutação. Para obter-se um funcionamento adequado dos conversores é necessário, além de uma lógica de comando corretamente elaborada, um sistema de controle confiável, projetado com base em um modelo que tenha uma boa representatividade da planta a ser controlada.

#### 4.2 MODELAGEM DOS CONVERSORES

Um bom projeto de controle tem início, invariavelmente, na obtenção de um modelo matemático confiável do sistema a ser controlado. A modelagem de ambos os conversores em estudo é demonstrada em detalhes a seguir.

##### 4.2.1 Modelo do conversor CC-CC

Reverendo as etapas de operação, apresentadas no capítulo 1 deste texto, pode-se obter as equações representativas de cada um dos estados topológicos do conversor CC-CC. Como já foi mencionado anteriormente, o estudo deste conversor pode ser realizado a partir da estrutura básica da topologia Push-Pull, uma vez que os interruptores de todos os estágios de entrada são comandados simultaneamente. Entretanto, é necessário lembrar que o conversor CC-CC empregado tem vários estágios de entrada, cujos transformadores têm os seus enrolamentos secundários conectados em série.

A metodologia para a modelagem de conversores estáticos utilizada é apresentada em [10]. O modelo aqui realizado toma como ideais os semicondutores e os elementos magnéticos do circuito, mas leva em conta as resistências parasitas no capacitor de saída, uma vez que as mesmas têm uma influência mais relevante no comportamento dinâmico

do conversor. A presença da resistência série equivalente do capacitor de barramento insere um zero à função de transferência do sistema.

Da observação das etapas de operação chega-se aos circuitos equivalentes mostrados na Fig. 4.1. A conexão em série dos enrolamentos secundários é representada pela inserção do fator  $n_e$ . Da análise das malhas dos circuitos equivalentes têm-se as equações (4.1), para a primeira e terceira etapas, e as equações (4.3), para a segunda e quarta etapas de comutação.

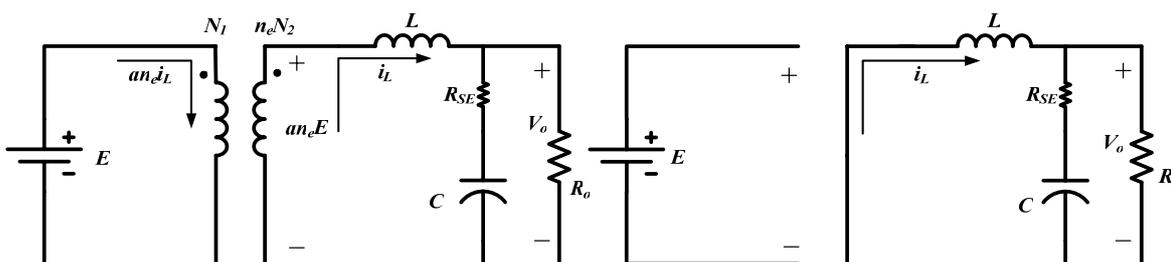


Fig. 4.1 – Circuitos equivalentes das etapas de operação do conversor Push-Pull.

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = an_e e(t) - v_C(t) - R_{SE} i_C(t)$$

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{v_o(t)}{R_o} \quad (4.1)$$

$$i_E(t) = an_e i_L(t)$$

Onde

$v_L$ : tensão no indutor de saída;

$i_C$ : corrente no capacitor de saída;

$i_E$ : corrente de entrada do conversor;

$v_C$ : tensão sobre a capacitância do modelo.

$$\text{Com: } v_o(t) = v_C(t) + R_{SE} i_C(t) \quad (4.2)$$

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = -v_C(t) - R_{SE} i_C(t)$$

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{v_o(t)}{R_o} \quad (4.3)$$

$$i_E(t) = 0$$

Definindo a variável de controle  $d(t)$  como sendo a razão cíclica do conversor, cujo valor é nulo para as etapas em que ambos os interruptores estão abertos (etapas 2 e 4) e é igual à unidade para as etapas em que pelo menos um deles se encontra em condução (1 e 3), pode-se, a partir de (4.1) e (4.3), obter as equações representativas do funcionamento do conversor apresentadas em (4.4).

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = an_e d(t) e(t) - v_C(t) - R_{SE} C \frac{dv_C(t)}{dt}$$

$$C \frac{dv_C(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{1}{R_o} \left( v_C(t) + R_{SE} C \frac{dv_C(t)}{dt} \right) \quad (4.4)$$

$$i_E(t) = an_e d(t) i_L(t)$$

O sistema (4.4) representa o modelo aproximado pela média do conversor CC-CC. Entretanto, este é um modelo não-linear, pois envolve multiplicações de quantidades variantes no tempo. Multiplicações de sinais variantes no tempo geram harmônicos, e esse é um processo não-linear [10]. Técnicas de análise de circuitos CA, bem como transformadas de Laplace e outros métodos de estudo no domínio da frequência, não podem ser empregados no estudo de sistemas não-lineares. É necessário, portanto, linearizar o sistema (4.4) construindo um modelo de pequenos sinais.

Supondo o conversor operando em regime permanente, ou quiescente, com razão cíclica  $d(t) = D$  e tensão de entrada quiescente  $E$ . Sabe-se que, após o transitório de partida, a corrente do indutor  $i_L(t)$ , a tensão no capacitor  $v_C(t)$  e a corrente de entrada do conversor  $i_E(t)$  assumem os valores quiescentes, ou de regime,  $I_L$ ,  $V_C$ , e  $I_E$ .

Para a obtenção do modelo linearizado de pequenos sinais, será inserida uma perturbação ao modelo aproximado pela média, de forma que:

$$e(t) = E + \hat{e}(t)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t)$$

Em resposta a estas perturbações de entrada observam-se perturbações nas outras variáveis do sistema. Dentre estas, as principais variáveis que devem ser consideradas são a tensão sobre o capacitor, a corrente no indutor e, conseqüentemente, a corrente de entrada do conversor. Têm-se, portanto:

$$i_L(t) = I_L + \hat{i}_L(t)$$

$$v_C(t) = V_C + \hat{v}_C(t)$$

$$i_E(t) = I_E + \hat{i}_E(t)$$

Inserindo as perturbações ao modelo, obtêm-se:

$$L \left( \frac{dI_L}{dt} + \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} \right) = an_e (D + \hat{d}(t))(E + \hat{e}(t)) - V_C - \hat{v}_C(t) - R_{SE} \left( C \frac{dV_C}{dt} + C \frac{d\hat{v}_C(t)}{dt} \right)$$

$$C \left( \frac{dV_C}{dt} + \frac{d\hat{v}_C(t)}{dt} \right) = I_L + \hat{i}_L(t) - \frac{1}{R_o} \left( V_C + \hat{v}_C(t) + R_{SE} C \left( \frac{dV_C}{dt} + \frac{d\hat{v}_C(t)}{dt} \right) \right) \quad (4.5)$$

$$I_E + \hat{i}_E(t) = an_e (D + \hat{d}(t))(I_L + \hat{i}_L(t))$$

Ou ainda:

$$L \frac{dI_L}{dt} + L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = an_e (DE + \hat{d}(t)E + D\hat{e}(t) + \hat{d}(t)\hat{e}(t)) - V_C - \hat{v}_C(t) - R_{SE} \left( C \frac{dV_C}{dt} + C \frac{d\hat{v}_C(t)}{dt} \right)$$

$$C \left( \frac{dV_C}{dt} + \frac{d\hat{v}_C(t)}{dt} \right) = I_L + \hat{i}_L(t) - \frac{V_C}{R_o} - \frac{\hat{v}_C(t)}{R_o} - \frac{R_{SE}C}{R_o} \left( \frac{dV_C}{dt} + \frac{d\hat{v}_C(t)}{dt} \right) \quad (4.6)$$

$$I_E + \hat{i}_E(t) = an_e (DI_L + \hat{d}(t)I_L + D\hat{i}_L(t) + \hat{d}(t)\hat{i}_L(t))$$

Como, por definição, têm-se que:

$$|\hat{e}(t)| \ll |E|$$

$$|\hat{d}(t)| \ll |D|$$

$$|\hat{i}_L(t)| \ll |I_L|$$

$$|\hat{v}_C(t)| \ll |V_C|$$

$$|\hat{i}_E(t)| \ll |I_E|$$

Podem-se considerar desprezíveis os termos variantes no tempo de segunda ordem por serem de muito menor magnitude do que os outros termos do sistema. Além disso, os termos constantes podem ser retirados, já que, por definição:

$$L \frac{dI_L}{dt} = 0 = an_e DE - V_C - R_{SE} C \frac{dV_C}{dt}$$

$$C \frac{dV_C}{dt} = 0 = I_L - \frac{V_C}{R_o} - \frac{R_{SE}C}{R_o} \frac{dV_C}{dt} \quad (4.7)$$

$$I_E = an_e DI_L$$

Portanto, o modelo pela média de pequenos sinais do conversor CC-CC é dado pelo sistema apresentado em (4.8).

$$\begin{aligned}
 L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} &= an_e (\hat{d}(t)E + D\hat{e}(t)) - \hat{v}_C(t) - R_{SE}C \frac{d\hat{v}_C(t)}{dt} \\
 C \frac{d\hat{v}_C(t)}{dt} &= \hat{i}_L(t) - \frac{1}{R_o} \left( \hat{v}_C(t) + R_{SE}C \frac{d\hat{v}_C(t)}{dt} \right) \\
 \hat{i}_E(t) &= an_e (\hat{d}(t)I_L + D\hat{i}_L(t))
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

#### 4.2.1.1 Obtenção da função de transferência

Para realizar o projeto do compensador é necessário, antes de tudo, obter a função de transferência que descreve o comportamento do sistema. Aplicando a transformada de Laplace ao modelo linearizado de pequenos sinais apresentado em (4.8) e isolando os termos de maior interesse têm-se as equações (4.9) e (4.10).

$$sLi_L(s) = an_e (Ed(s) + De(s)) - v_C(s)(1 + sCR_{SE}) \tag{4.9}$$

$$v_C(s) \left( \frac{1}{R_o} + sC \left( 1 + \frac{R_{SE}}{R_o} \right) \right) = i_L(s) \tag{4.10}$$

Substituindo (4.10) em (4.9), obtém-se:

$$sLv_C(s) \left( \frac{1}{R_o} + sC \left( 1 + \frac{R_{SE}}{R_o} \right) \right) = an_e (Ed(s) + De(s)) - v_C(s)(1 + sCR_{SE}) \tag{4.11}$$

E isolando  $v_C(s)$  em (4.11), tem-se a expressão (4.12).

$$v_C(s) = \frac{an_e Ed(s) + an_e De(s)}{s^2 LC \left( 1 + \frac{R_{SE}}{R_o} \right) + s \left( \frac{L}{R_o} + CR_{SE} \right) + 1} \tag{4.12}$$

E aplicando Laplace à (4.2), obtém-se:

$$v_C(s) = \frac{v_o(s)}{1 + sCR_{SE}} \tag{4.13}$$

Finalmente, levando (4.13) em (4.12), obtém-se as funções de transferência do conversor CC-CC operando em condução contínua.

$$G_{vg}(s) = \frac{v_o(s)}{e(s)} = \frac{an_e D(1 + sCR_{SE})}{s^2 LC \left(1 + \frac{R_{SE}}{R_o}\right) + s \left(\frac{L}{R_o} + CR_{SE}\right) + 1} \quad (4.14)$$

$$G_{vd}(s) = \frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{an_e E(1 + sCR_{SE})}{s^2 LC \left(1 + \frac{R_{SE}}{R_o}\right) + s \left(\frac{L}{R_o} + CR_{SE}\right) + 1} \quad (4.15)$$

Como  $d(s)$  é a única variável de controle a que se tem acesso, a expressão (4.15) será a função de transferência utilizada para a realização do projeto do compensador do conversor CC-CC.

#### 4.2.2 Modelo do conversor CC-CA

A partir das etapas de operação analisadas no capítulo 2 obtêm-se as equações representativas dos estados topológicos do conversor CC-CA em ponte completa. A metodologia de modelagem apresentada considera como ideais todos os componentes do circuito.

Observando as etapas de comutação do inversor durante o semiciclo positivo da senóide de saída, podem-se obter os circuitos equivalentes mostrados na Fig. 4.2. Os circuitos equivalentes das suas etapas de comutação quando este se encontra no semiciclo negativo da senóide de saída são apresentados na Fig. 4.3.

O modelo do conversor CC-CA pode ser obtido da análise das malhas dos circuitos equivalentes para a operação no semiciclo positivo da senóide de saída. A partir dessa análise têm-se o sistema (4.16), para a primeira e terceira etapas, e o sistema (4.17), para a segunda e quarta etapas de comutação.

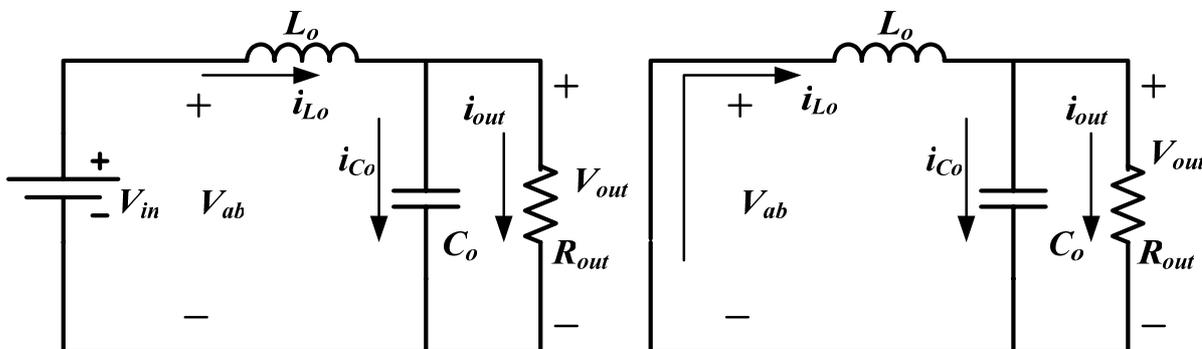


Fig. 4.2 – Circuitos equivalentes da operação do conversor CC-CA em ponte completa durante o semiciclo positivo da senóide de saída.

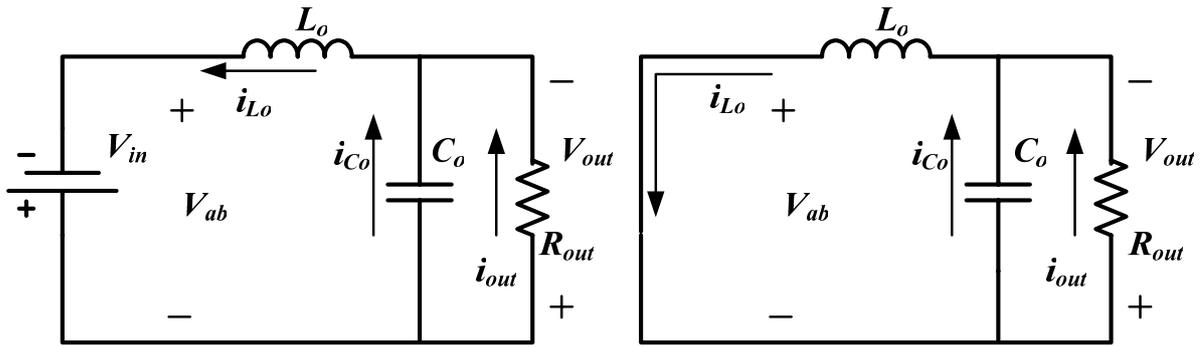


Fig. 4.3 – Circuitos equivalentes da operação do conversor CC-CA em ponte completa durante o semiciclo negativo da senóide de saída.

$$v_{L_o}(t) = L_o \frac{di_{L_o}(t)}{dt} = v_{in}(t) - v_{out}(t)$$

$$i_{C_o}(t) = C_o \frac{dv_o(t)}{dt} = i_{L_o}(t) - \frac{v_{out}(t)}{R_{out}} \quad (4.16)$$

$$i_{in}(t) = i_{L_o}(t)$$

Onde

$v_{L_o}$ : tensão no indutor de filtro;

$i_{C_o}$ : corrente no capacitor de filtro;

$i_{L_o}$ : corrente no indutor de filtro;

$i_{in}$ : corrente de entrada do inversor.

$$v_{L_o}(t) = L_o \frac{di_{L_o}(t)}{dt} = -v_{out}(t)$$

$$i_{C_o}(t) = C_o \frac{dv_{out}(t)}{dt} = i_{L_o}(t) - \frac{v_{out}(t)}{R_{out}} \quad (4.17)$$

$$i_{in}(t) = 0$$

Define-se a variável de controle, como já foi feito anteriormente para o conversor CC-CC, tal que  $d(t)$  seja a razão cíclica do inversor. Com valor nulo para as etapas em que a tensão  $\mathbf{V}_{ab}$  é igualmente nula (etapas 2 e 4) e sendo igual à unidade para as etapas em que  $\mathbf{V}_{ab}$  assume valores diferentes de zero (1 e 3). Obtêm-se então as equações que representam o funcionamento do inversor a partir de (4.16) e (4.17).

Assim sendo, tem-se o sistema (4.18), que representa o modelo aproximado pela média instantânea do conversor CC-CA em ponte completa. Entretanto, como já foi mencionado, este é um modelo não-linear, que para ser empregado deve ser linearizado

pela construção do modelo de pequenos sinais, tal qual se procedeu durante a modelagem do conversor CC-CC.

$$L \frac{di_{L_o}(t)}{dt} = d(t)v_{in}(t) - v_{out}(t)$$

$$C \frac{dv_{out}(t)}{dt} = i_{L_o}(t) - \frac{v_{out}(t)}{R_{out}} \quad (4.18)$$

$$i_{in}(t) = d(t)i_{L_o}(t)$$

Para chegar-se a um modelo linearizado de pequenos sinais inserem-se perturbações ao modelo aproximado pela média, obtendo-se em resposta a estes estímulos, perturbações proporcionais nas outras variáveis do sistema.

Repetindo o procedimento já realizado durante a linearização do conversor CC-CC, obtêm-se:

$$L_o \frac{dI_{L_o}}{dt} + L_o \frac{d\widehat{i}_{L_o}(t)}{dt} = \left( DV_{in} + \widehat{d}(t)V_{in} + D\widehat{v}_{in}(t) + \widehat{d}(t)\widehat{v}_{in}(t) \right) - V_{out} - \widehat{v}_{out}(t)$$

$$C_o \left( \frac{dV_{out}}{dt} + \frac{d\widehat{v}_{out}(t)}{dt} \right) = I_{L_o} + \widehat{i}_{L_o}(t) - \frac{V_{out}}{R_{out}} - \frac{\widehat{v}_{out}(t)}{R_{out}} \quad (4.19)$$

$$I_{in} + \widehat{i}_{in}(t) = DI_{L_o} + \widehat{d}(t)I_{L_o} + D\widehat{i}_{L_o}(t) + \widehat{d}(t)\widehat{i}_{L_o}(t)$$

Como já foi explicado anteriormente, pode-se desprezar os termos variantes no tempo de segunda ordem, por possuírem magnitudes muito inferiores aos demais termos das expressões, além dos termos que representam grandezas de valores constantes, que possuem, por definição, derivadas nulas.

Assim sendo, manipulando-se algebricamente as expressões do sistema (4.19), tem-se o modelo médio de pequenos sinais do conversor CC-CA em ponte completa, dado pelo sistema linearizado apresentado em (4.20).

$$L_o \frac{d\widehat{i}_{L_o}(t)}{dt} = \widehat{d}(t)V_{in} + D\widehat{v}_{in}(t) - \widehat{v}_{out}(t)$$

$$C_o \frac{d\widehat{v}_{out}(t)}{dt} = \widehat{i}_{L_o}(t) - \frac{\widehat{v}_{out}(t)}{R_{out}} \quad (4.20)$$

$$\widehat{i}_{in}(t) = \widehat{d}(t)I_{L_o} + D\widehat{i}_{L_o}(t)$$

### 4.2.2.1 Obtenção da função de transferência

O projeto do compensador de tensão precisa da função de transferência que descreve o comportamento do sistema para ser concebido.

Aplicando a transformada de Laplace ao modelo linearizado de pequenos sinais apresentado em (4.20), obtêm-se as equações (4.21) e (4.22).

$$sL_o i_{L_o}(s) = V_{in} d(s) + Dv_{in}(s) - v_{out}(s) \quad (4.21)$$

$$v_{out}(s) \left( \frac{1}{R_{out}} + sC \right) = i_{L_o}(s) \quad (4.22)$$

Substituindo (4.21) em (4.22) obtêm-se as funções de transferência da estrutura em ponte completa operando como inversor de tensão.

$$v_{out}(s) = \frac{V_{in} d(s) + Dv_{in}(s)}{s^2 L_o C_o + s \frac{L_o}{R_{out}} + 1} \quad (4.23)$$

Como já foi mencionado,  $d(s)$  é a única variável de controle a que se tem acesso. Portanto, a função de transferência utilizada para a realização do projeto do compensador será dada pela expressão (4.24).

$$G_{vi}(s) = \frac{v_{out}(s)}{d(s)} = V_{in} \frac{1}{s^2 L_o C_o + s \frac{L_o}{R_{out}} + 1} \quad (4.24)$$

## 4.3 PROJETO DOS COMPENSADORES

A partir das funções de transferência encontradas pode-se realizar o projeto das malhas de realimentação e dos compensadores de tensão necessários ao funcionamento dos conversores estáticos. A metodologia para o projeto de ambos foi adaptada daquela mostrada em [1].

### 4.3.1 Compensador do conversor CC-CC

Para iniciar-se o projeto do compensador de tensão do conversor CC-CC é necessário conhecer-se o comportamento da planta no domínio da frequência. Para tanto, é necessário considerar-se todos os ganhos da sua malha de realimentação, cujo diagrama de blocos é mostrado na Fig. 4.4. Para realizar o controle e gerar os pulsos de

comando do conversor será utilizado o circuito integrado UC3525. Com essa informação têm-se definidos, como apresentado em (4.25), os parâmetros da malha de realimentação (Fig. 4.4) necessários à obtenção da planta a ser controlada.

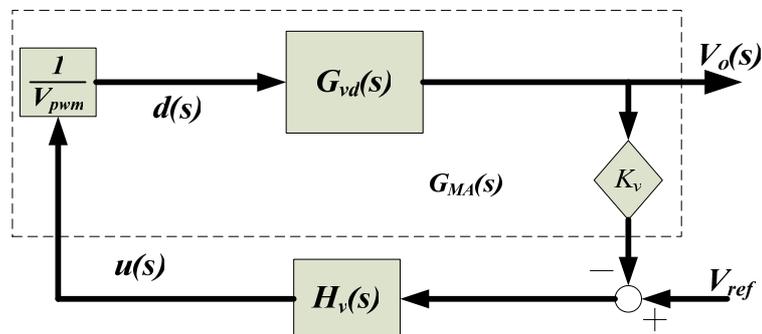


Fig. 4.4 – Diagrama de blocos da malha de realimentação do conversor CC-CC.

$$G_{MA}(s) = \frac{K_v}{V_{pwm}} \frac{an_e E (1 + sCR_{SE})}{s^2 LC \left(1 + \frac{R_{SE}}{R_o}\right) + s \left(\frac{L}{R_o} + CR_{SE}\right) + 1} \quad (4.25)$$

Onde

$K_v$ : ganho do sensor de amostragem de tensão (divisor resistivo);

$\frac{1}{V_{pwm}}$ : ganho do comparador PWM.

A Fig. 4.5 apresenta os diagramas de Bode de módulo e fase da função de transferência em malha aberta, obtidos com a substituição dos dados do projeto do estágio de potência na função de transferência do modelo encontrado.

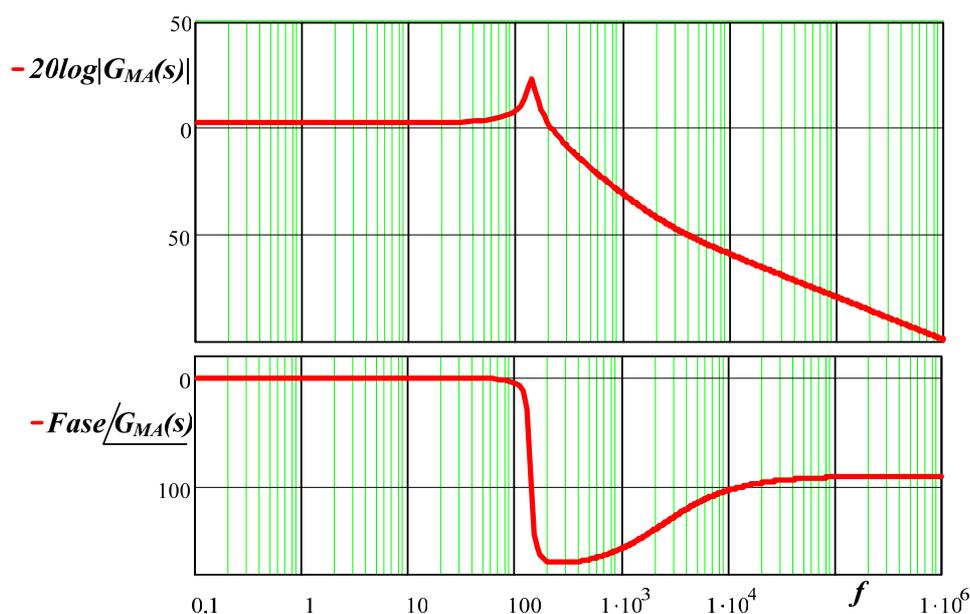


Fig. 4.5 – Diagramas de Bode da função de transferência em malha aberta do sistema.

$$G_{MA}(s) = 0,0025 \frac{528(1 + 6,71 \times 10^{-5} s)}{1,322 \times 10^{-6} s^2 + 1,016 \times 10^{-4} s + 1} \quad (4.26)$$

Deseja-se que o compensador mantenha a tensão de saída estabilizada em seu valor nominal com erro nulo em regime e indiferente a variações de carga ou da tensão de entrada fornecida pela fonte de alimentação. Para isso, será adotada a topologia de controlador proporcional integral (PI).

O sistema em estudo apresenta dois pólos complexos conjugados na frequência de ressonância do filtro de saída do conversor e um zero, cuja posição é determinada pela resistência série equivalente do capacitor de barramento. O compensador deve levar o sistema a responder com uma característica semelhante a um integrador, eliminando assim o erro em regime permanente, e com uma margem de fase que garanta a sua estabilidade. Além disso, ele deve ser projetado de modo que a frequência de cruzamento em malha aberta do sistema seja suficientemente inferior a 120Hz. Isso porque, como já foi visto no capítulo anterior, esta é a frequência natural da ondulação provocada pela energia entregue ao inversor, e o compensador não deve tentar eliminar esta oscilação, sob pena de elevar-se a ondulação de corrente no indutor de filtragem e através do conversor CC-CC. Daí a opção pelo compensador PI, largamente utilizado em aplicações onde se lida com situações semelhantes [16, 34], como é o caso dos pré-reguladores e retificadores com correção de fator de potência (PFC).

A configuração do compensador PI e sua função de transferência são apresentadas na Fig. 4.6 e na equação (4.27) e estão deduzidos no apêndice A.

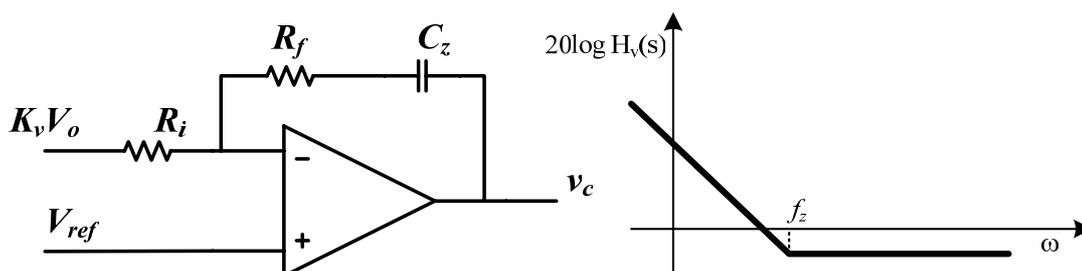


Fig. 4.6 – Topologia função de transferência do compensador PI.

$$H_v(s) = \frac{1 - 2\pi f_z s}{s} = \frac{R_f}{R_i} \frac{s + \frac{1}{R_f C_z}}{s} \quad (4.27)$$

A função de transferência do compensador PI, como se pode perceber em (4.27), é formada por um zero, um ganho e um pólo na origem. O primeiro passo na realização

do seu projeto é definir-se onde alocar o zero. Para o sistema em estudo, opta-se por posicioná-lo na frequência de ressonância do filtro de saída do conversor, sobrepondo-o aos pólos da planta.

$$f_z = f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 138,53\text{Hz} \quad (4.28)$$

Prosseguindo com o projeto, deve-se definir a frequência de cruzamento por zero do sistema planta-compensador. Determinando-se uma frequência de cruzamento de 60Hz, calcula-se o ganho do compensador nesta frequência de forma que o sistema planta-compensador tenha ganho unitário para ela.

$$\left|H_v(s)\right|_{60\text{Hz}} = \frac{1}{\left|G_{MA}(s)\right|_{60\text{Hz}}} = H_A \quad (4.29)$$

Pode-se então calcular todos os ganhos do compensador, apresentados na Fig. 4.7, da forma como segue [1].

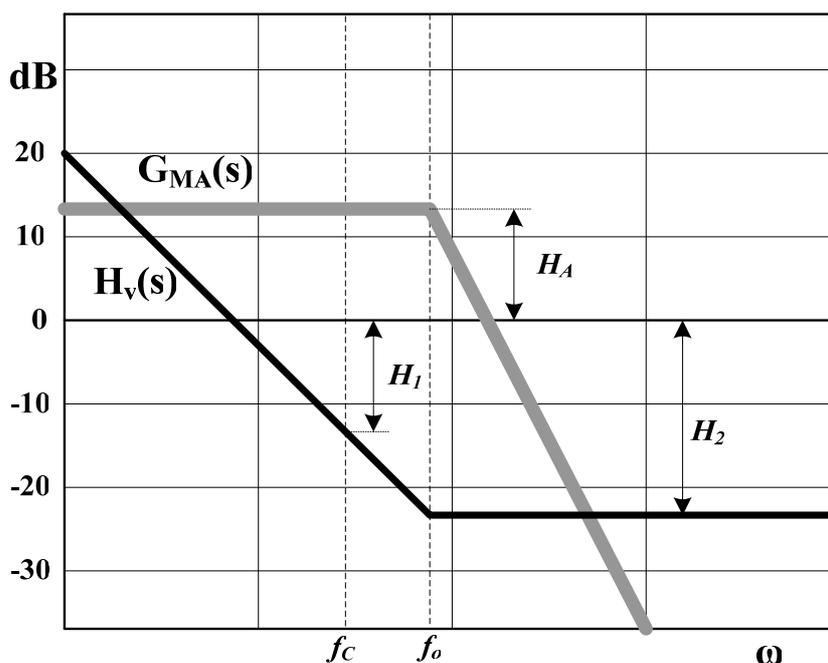


Fig. 4.7 – Metodologia empregada no projeto do compensador PI [1].

$$H_1 = -H_A = 20 \log A_1 \quad (4.30)$$

$$H_2 = 20 \log A_2 \quad (4.31)$$

Sendo que:

Para  $f_c \geq f_o$

$$H_2 = H_1 \quad (4.32)$$

Para  $f_c < f_o$

$$H_2 = H_1 - 20 \log \left( \frac{f_o}{f_c} \right) \quad (4.33)$$

Assim, tem-se por (4.31) e (4.33):

$$\begin{aligned} A_1 &= -4,21 \\ A_2 &= 0,267 \end{aligned} \quad (4.34)$$

Faz-se isso para chegar-se aos componentes que devem ser usados na montagem do compensador PI. Estes são calculados como se segue.

$$C_z = \frac{1}{2\pi f_z R_f} \quad (4.35)$$

$$R_i = \frac{R_f}{A_2} \quad (4.36)$$

Assumindo um  $R_f = 47k\Omega$  e escolhendo os demais componentes por valores comerciais, obtém-se:

$$C_z = 22nF$$

$$R_i = 180k\Omega$$

As curvas de Bode do compensador projetado são apresentadas na Fig. 4.8, junto aos digramas de módulo e fase da planta.

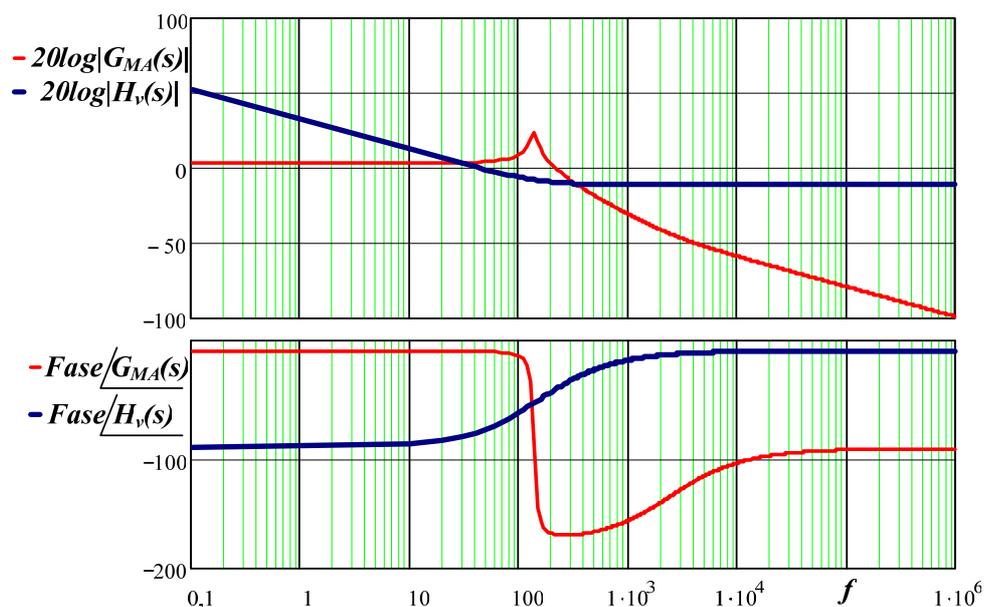


Fig. 4.8 – Diagramas de Bode da planta e do compensador projetado.

A Fig. 4.9 traz os diagramas de bode do sistema planta-compensador em laço aberto, cuja função de transferência é dada por (4.37). Observa-se que a frequência de cruzamento está bem próxima daquela desejada para o sistema.

$$FT_{MA}(s) = G_{MA}(s) \cdot H_v(s) \quad (4.37)$$

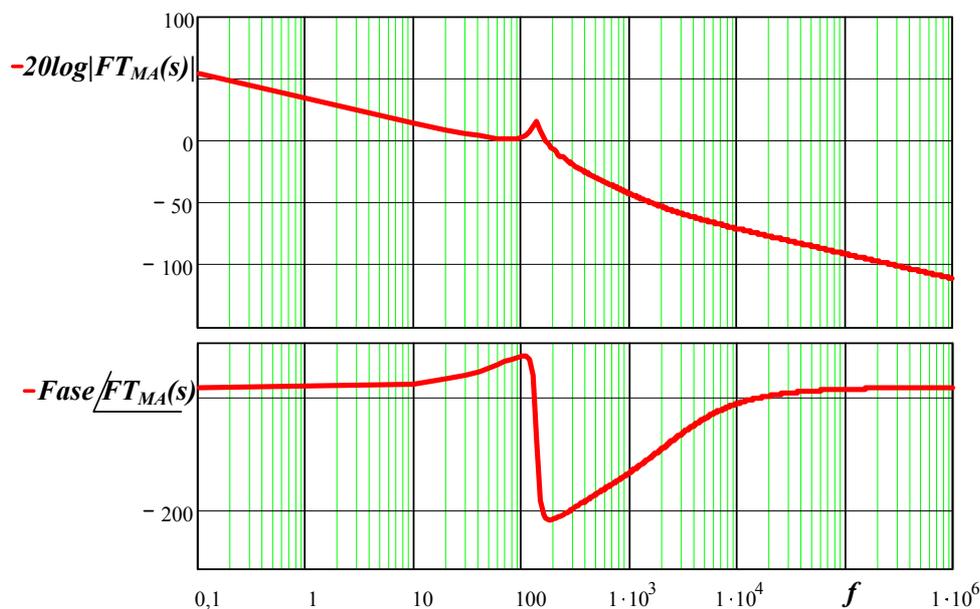


Fig. 4.9 – Resposta em frequência do sistema planta-compensador em laço aberto.

A Margem de Fase do sistema em laço aberto obtida com o compensador projetado é de  $110^\circ$ . Um valor desejado, em virtude da dinâmica lenta que se espera.

### 4.3.2 Compensador do conversor CC-CA

Inicia-se o projeto do compensador do conversor CC-CA observando o comportamento da planta no domínio da frequência. Para a sua malha de realimentação será considerado uma tensão de  $8,4V_{pp}$  da onda triangular que define o ganho do comparador, além do ganho de amostragem do sensor de saída. Com isso, tem-se a malha de realimentação representada pelo diagrama de blocos da Fig. 4.10. A função de transferência em malha aberta da planta é dada por (4.38).

$$G_{LA}(s) = \frac{K_i}{V_{tri}} \frac{V_{in}}{s^2 L_o C_o + s \frac{L_o}{R_{out}} + 1} \quad (4.38)$$

Onde

$K_i$ : ganho do sensor de amostragem (transformador).

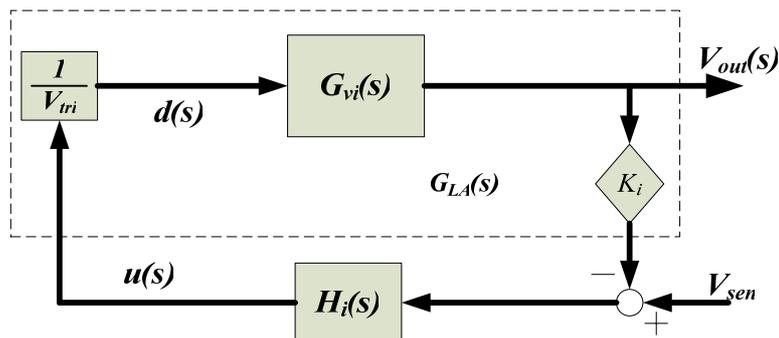


Fig. 4.10 – Diagrama de blocos da malha de realimentação do inversor.

Substituindo os parâmetros do projeto realizado do estágio de potência têm-se as curvas de Bode da função de transferência em malha aberta, apresentadas na Fig. 4.11.

$$G_{LA}(s) = 0,002 \frac{360}{1,35 \times 10^{-9} s^2 + 9,298 \times 10^{-6} s + 1} \quad (4.39)$$

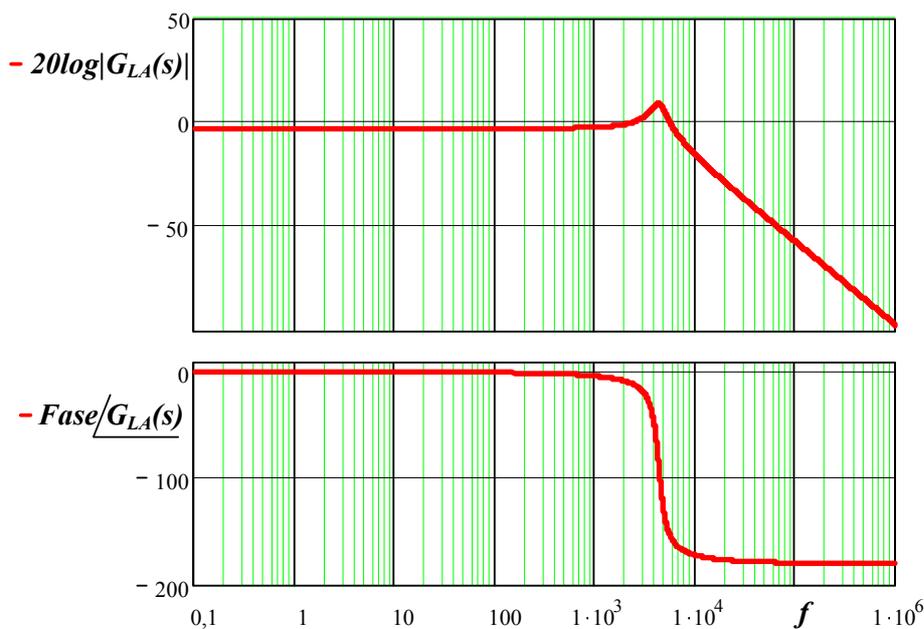


Fig. 4.11 – Resposta do sistema no domínio da frequência.

O compensador do inversor de tensão, ao contrário do compensador do conversor CC-CC, deve ser o mais rápido possível. Sua única limitação prática é determinada pela própria frequência de comutação do conversor, pois o mesmo não deve enxergar o pequeno conteúdo harmônico, proveniente da operação dos interruptores, remanescente na tensão de saída. O projeto deve prever uma frequência de cruzamento de, no máximo, um quarto da frequência da onda portadora. O compensador do conversor CC-CA deve levar a tensão de saída a seguir a senóide de referência, mantendo-a estabilizada em seu

valor nominal e com erro nulo em regime permanente. Dessa forma, será adotada a topologia de controlador de dois pólos [1] (PID).

A topologia do compensador PID e sua função de transferência são apresentadas na Fig. 4.12 e na equação (4.40) e sua dedução é apresentada no apêndice A.

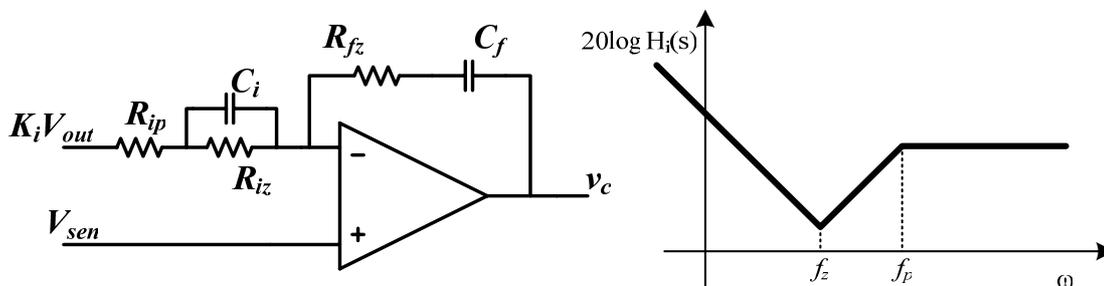


Fig. 4.12 – Topologia e função de transferência do compensador de dois pólos.

$$H_i(s) = \frac{(1 + sR_{iz}C_i)(1 + sR_{fz}C_f)}{sC_f(R_{iz} + R_{ip}) \left(1 + sC_i \frac{R_{iz}R_{ip}}{R_{iz} + R_{ip}}\right)} \quad (4.40)$$

O primeiro passo no procedimento de projeto de um compensador PID é a determinação da frequência de cruzamento por zero do sistema em laço aberto [1]. Em seguida, define-se a alocação dos pólos e dos zeros para calcular todos os seus ganhos.

A frequência de cruzamento, deve ser limitada pela frequência de comutação do conversor, não devendo ser maior do que um quarto deste valor. Entretanto, opta-se por posicioná-la em uma frequência muito inferior, para evitar que o sistema esteja suscetível a interferências por ruídos em altas frequências. O primeiro pólo do controlador contribui com a ação integrativa do sistema, sendo localizado na origem. Os seus zeros são posicionados próximos aos pólos da planta e o último pólo é normalmente alocado em uma frequência elevada. Neste caso, ele é trazido para uma frequência mais baixa, também visando reduzir o ganho do compensador em alta frequência.

Definido isso, calculam-se todos os ganhos do compensador, apresentados na Fig. 4.13, de acordo com a metodologia já empregada anteriormente [1], a começar pelo ganho que leva o compensador a apresentar ganho unitário na frequência de cruzamento pré-estabelecida.

$$|H_i(s)|_{f_c} = \frac{1}{|G_{LA}(s)|_{f_c}} = H_A \quad (4.41)$$

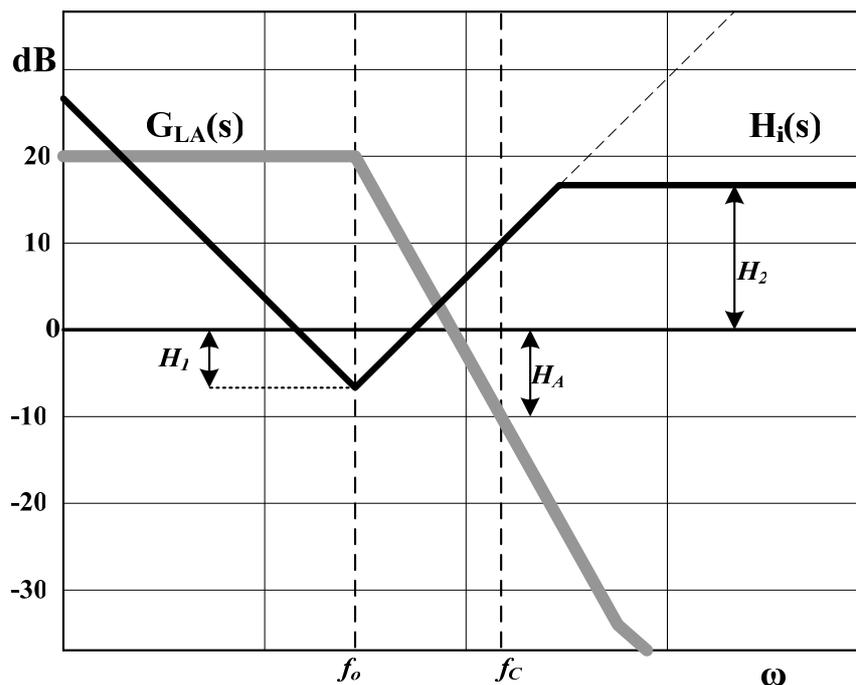


Fig. 4.13 – Metodologia aplicada no projeto do compensador PID [1].

Calculam-se então os ganhos do compensador fazendo:

Para  $f_c \geq f_{p2}$

$$H_2 = H_A \quad (4.42)$$

$$H_1 = H_2 - 20 \log \left( \frac{f_{p2}}{f_o} \right) \quad (4.43)$$

Para  $f_c < f_{p2}$

$$H_2 = H_A + 20 \log \left( \frac{f_{p2}}{f_c} \right) \quad (4.44)$$

$$H_1 = H_A - 20 \log \left( \frac{f_c}{f_o} \right) \quad (4.45)$$

Para  $f_c < f_o$

$$H_1 = H_A - 20 \log \left( \frac{f_o}{f_c} \right) \quad (4.46)$$

$$H_2 = H_1 + 20 \log \left( \frac{f_{p2}}{f_o} \right) \quad (4.47)$$

Sendo:

$$H_1 = 20 \log A_1 \quad (4.48)$$

$$H_2 = 20 \log A_2 \quad (4.49)$$

Assim, com  $f_c = 666\text{Hz}$ ,  $f_z = 5,5\text{kHz}$  e  $f_{p2} = 6\text{kHz}$ , têm-se por (4.46) e (4.47):

$$A_2 = 1,25 \quad (4.50)$$

$$A_1 = 0,125 \quad (4.51)$$

Com isso, pode-se calcular os componentes necessários à montagem do compensador PID da seguinte forma [1]:

$$C_i = \frac{1}{2\pi f_z R_{iz}} \quad (4.52)$$

$$R_{ip} = \frac{A_1 R_{iz}}{A_2 - A_1} \quad (4.53)$$

$$R_{fz} = A_2 R_{ip} \quad (4.54)$$

$$C_f = \frac{C_i R_{iz}}{R_{fz}} \quad (4.55)$$

Assumindo um  $R_{iz} = 33\text{k}\Omega$  e aproximando os demais componentes por valores comerciais, têm-se:

$$C_i = 820\text{pF}$$

$$C_f = 6,8\text{nF}$$

$$R_{ip} = 3,9\text{k}\Omega$$

$$R_{fz} = 3,9\text{k}\Omega$$

A Fig. 4.14 apresenta as curvas de Bode do compensador projetado sobrepostas às respectivas curvas da planta.

A função de transferência do sistema planta-compensador em laço aberto é dada por (4.56), os diagramas de Bode do sistema controlado são apresentados na Fig. 4.15.

$$FT_{LA}(s) = G_{LA}(s) \cdot H_i(s) \quad (4.56)$$

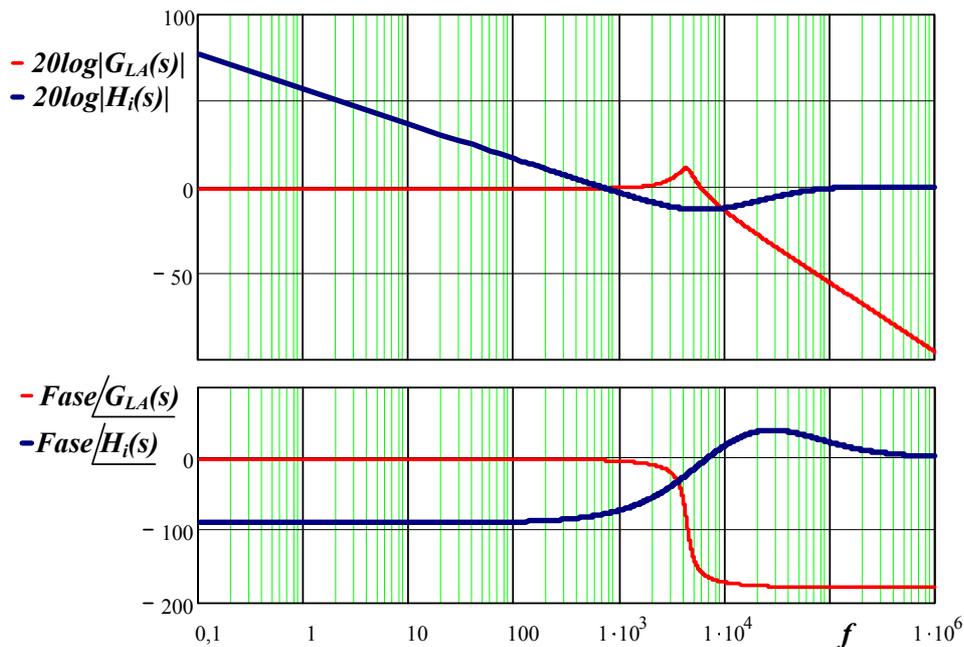


Fig. 4.14 – Diagramas de Bode da planta e do compensador projetado.

Observa-se que a frequência de cruzamento está bem próxima daquela determinada em projeto, este parâmetro só não é exato devido à adoção de valores comerciais na montagem do compensador.

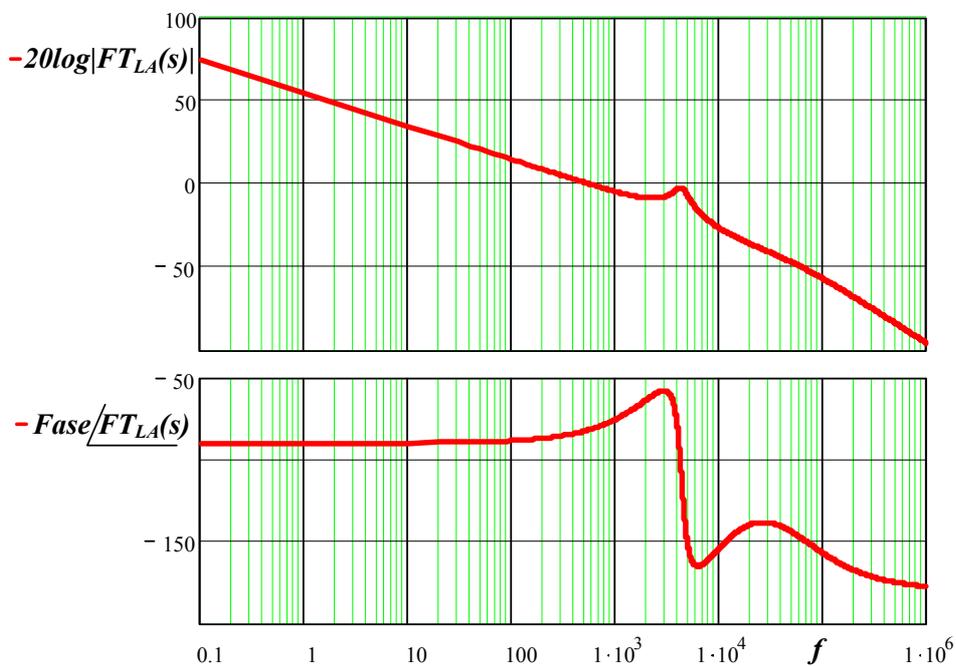


Fig. 4.15 – Resposta no domínio da frequência do sistema planta-compensador em malha aberta.

A Margem de Fase do sistema em laço aberto obtida com o compensador projetado é de  $98,8^\circ$ , o que garante que o sistema é estável.



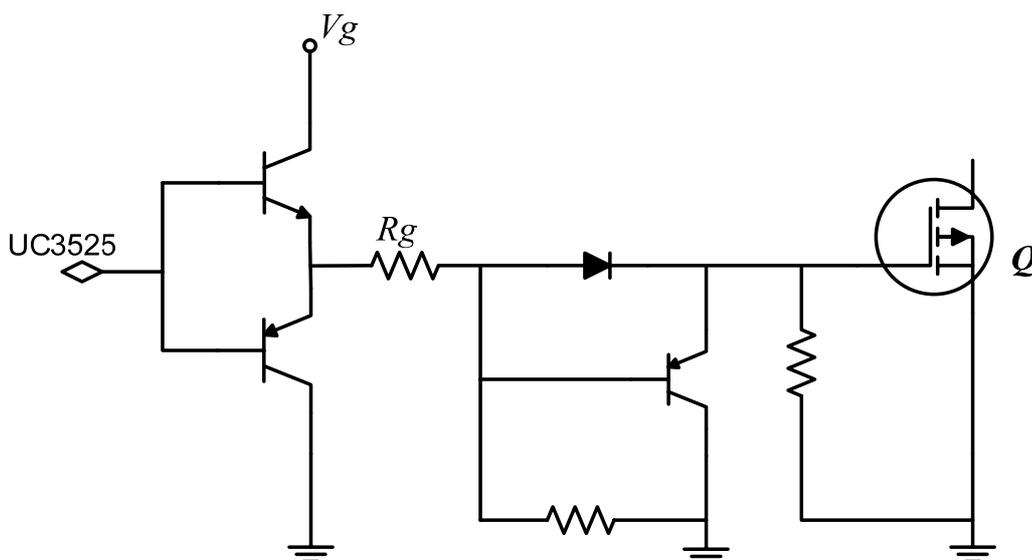


Fig. 4.17 – *Driver de corrente para acionamento do MOSFET [1].*

#### 4.4.2 Circuito de comando do conversor CC-CA

Os circuitos de modulação (Fig. 4.19), realimentação e controle (Fig. 4.20) do conversor CC-CA, são adaptado a partir das soluções apresentadas em [18, 36], onde se utilizam duas ondas triangulares, defasadas de  $180^\circ$  entre si, e apenas uma senóide de referência.

A geração da senóide de referência é realizada digitalmente, por meio de um programa gravado em EPROM [17], o qual se encontra apresentado no apêndice B. O sinal digital será convertido em um sinal analógico por meio de um conversor D/A em rede R-2R, sendo em seguida ajustado por um amplificador analógico para, enfim, ser levado ao compensador.

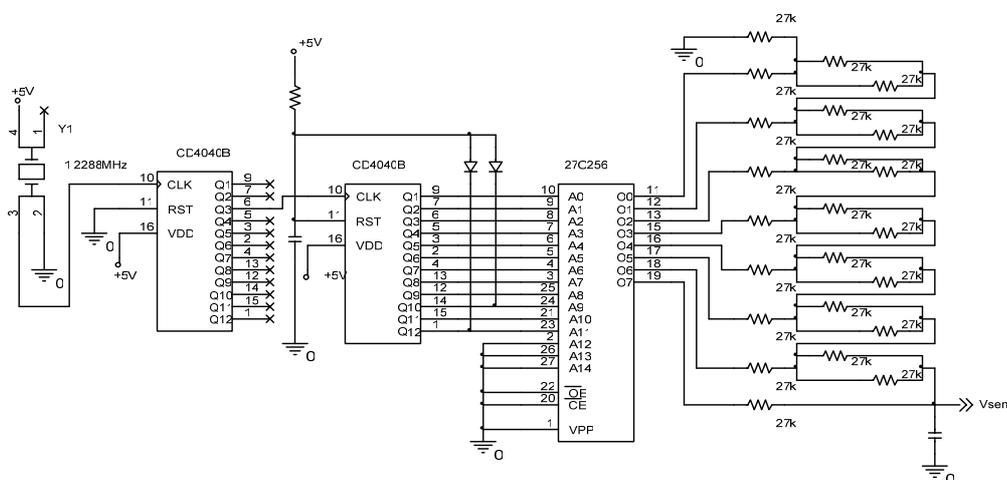


Fig. 4.18 – *Circuito digital e conversor D/A para geração da senóide de referência.*

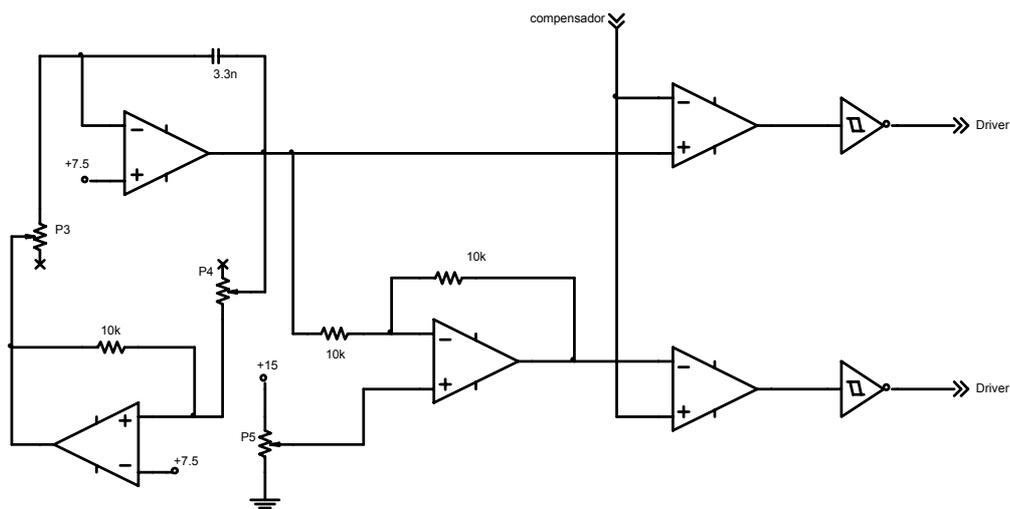


Fig. 4.19 – Circuito gerador da onda triangular e comparadores [18].

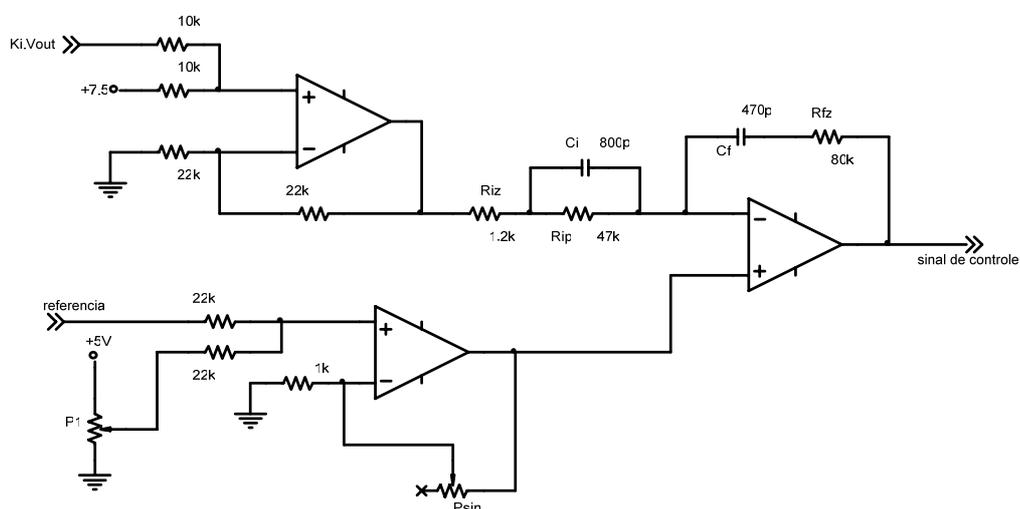


Fig. 4.20 – Circuito para levar a referência senoidal e a amostra da tensão de saída para o compensador projetado.

#### 4.4.2.1 Drivers do Inversor

Para acionar os IGBT's do conversor CC-CA em ponte completa é necessário utilizar dois comandos isolados entre si para cada um dos braços. Estes comandos devem ser complementares e separados por um tempo morto, para evitar curtos de braço e a conseqüente destruição dos interruptores. A lógica de acionamento implementada produz, na saída dos comparadores apresentados na Fig. 4.19, os dois primeiros sinais de comando. Utiliza-se, portanto, circuitos inversores, implementados com lógica CMOS, para obter-se os sinais complementares que devem ser levados aos *drivers*, isolados opticamente, que têm a função de acionar os interruptores. O *driver* empregado foi o modelo **DDR-05** da Microsol, produzido no INEP. Ele tem a função de fornecer os dois sinais complementares isolados entre si, gerando um tempo morto pré-ajustado entre

estes da ordem de  $1\mu\text{s}$ , de modo a garantir que não hajam pulsos de comando coincidentes, além de realizar a proteção dos interruptores por monitoramento da tensão entre coletor e emissor durante a etapa de condução dos mesmos.

O **DDR-05** é alimentado com uma tensão CC de 15V e é capaz de dispor na sua saída de um sinal de 15 V para comandar o IGBT na sua entrada em condução e de um sinal de  $-8\text{ V}$  para efetuar o seu bloqueio. Isso faz com que os capacitores de entrada ( $C_{iss}$ ) dos IGBT's sejam descarregados mais rapidamente, acelerando o bloqueio do interruptor, e contribui para tornar esta operação mais segura, evitando disparos espúrios dos interruptores no momento de entrada em condução de um IGBT pertencente ao mesmo braço [4]. Na Fig. 4.21 é representado o esquema elétrico do *driver* adotado.

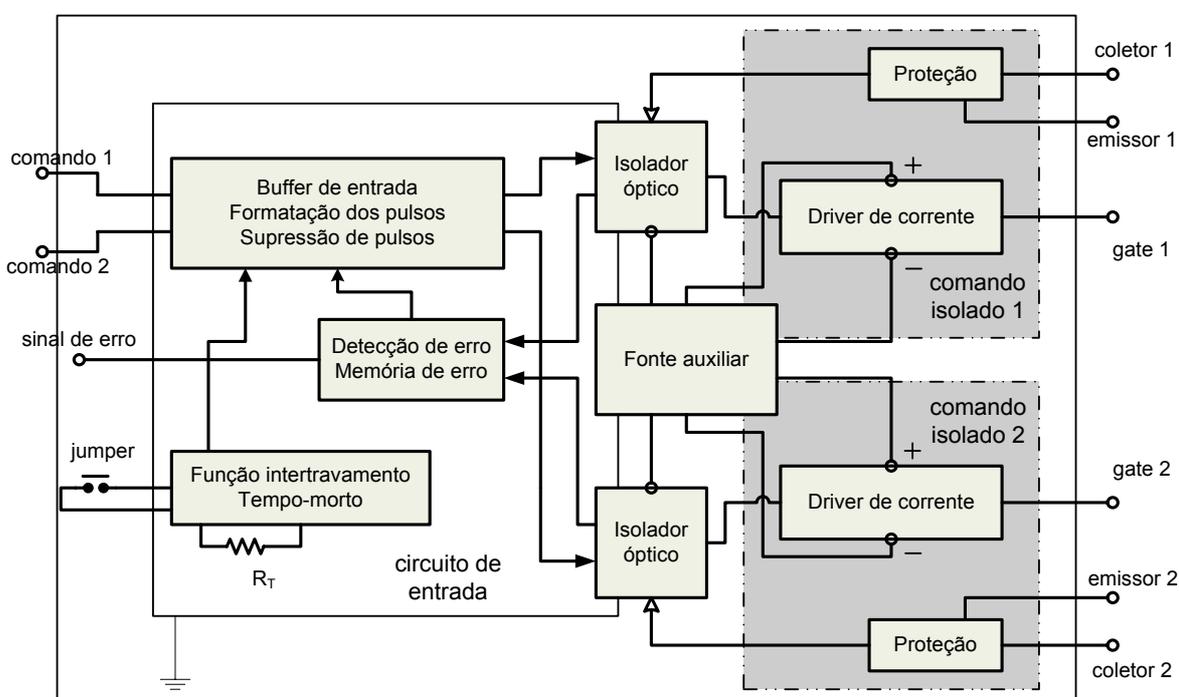
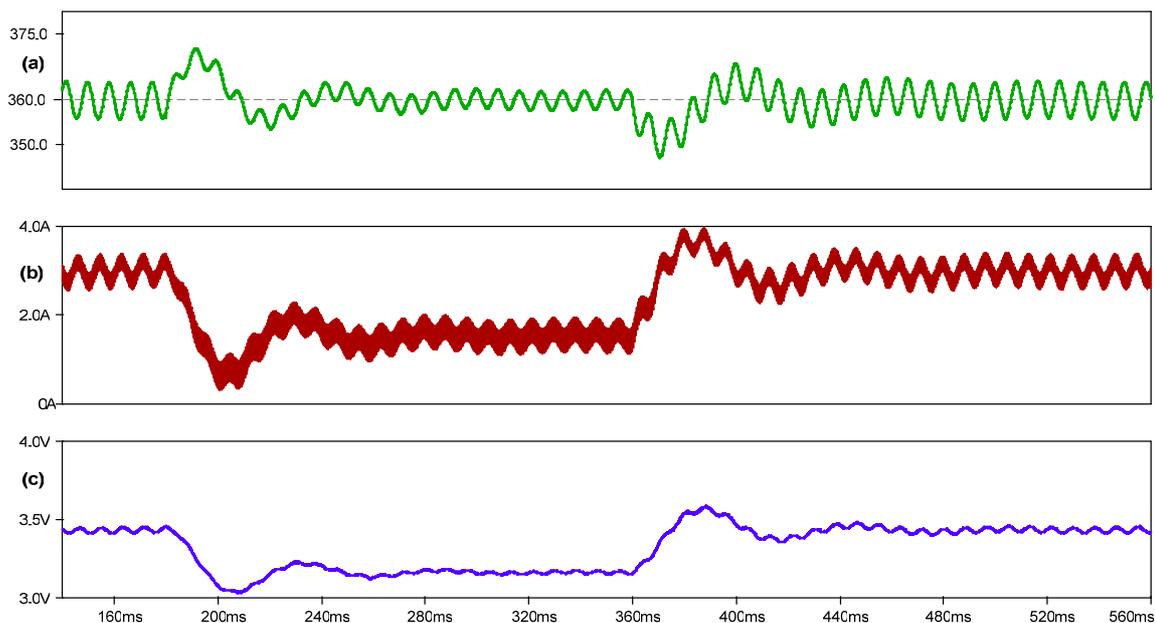


Fig. 4.21 – Diagrama de blocos do esquema elétrico do *driver* DDR-05.

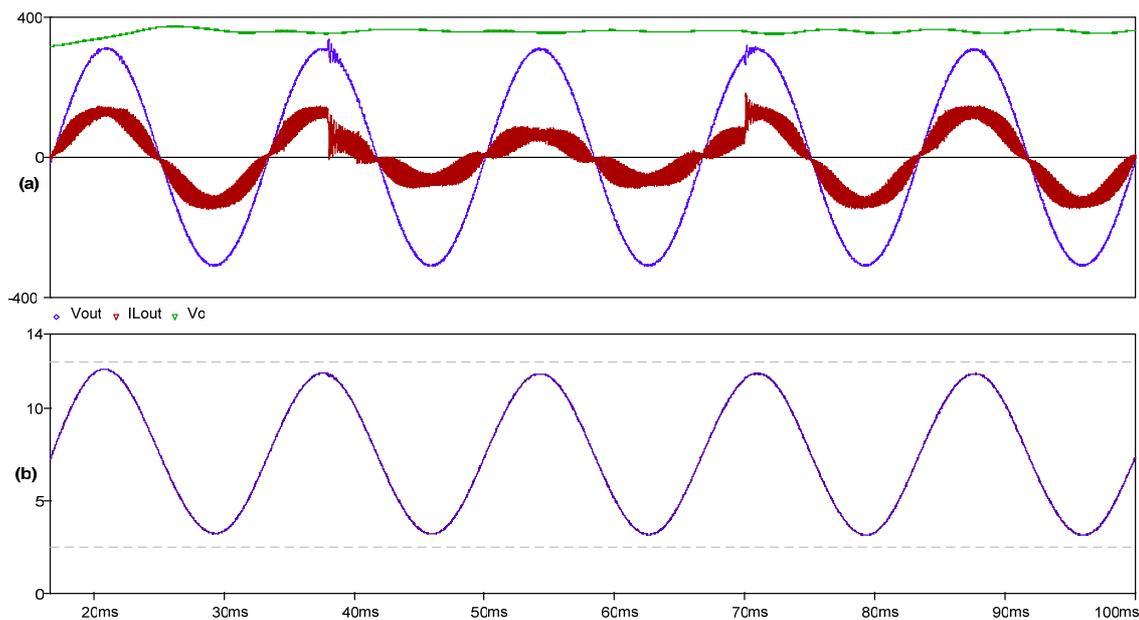
O bloco de intertravamento tem a função de suprimir os pulsos de saída no caso de pulsos coincidentes de entrada. Associado a isso, esse bloco habilita a geração de tempo morto entre ambos os pulsos de disparo. Os blocos de proteção monitoram a tensão entre coletor e emissor durante a condução do IGBT e emitem uma ordem para que ambos os pulsos sejam bloqueados permanentemente caso essa tensão ultrapasse 7V, caracterizando uma circulação muito elevada de corrente que pode ser provocada por um curto de braço, por exemplo. Os *drivers* de corrente que realizam os disparos dos interruptores têm a mesma configuração em *totem-pole* utilizada nos *drivers* do conversor CC-CC (Fig. 4.17) e são alimentados pela fonte auxiliar com saídas isoladas.

## 4.5 SIMULAÇÃO E VALIDAÇÃO DOS PROJETOS

Para atestar o bom funcionamento dos compensadores projetados são realizadas simulações digitais do sistema completo funcionando em malha fechada e se visualiza o seu comportamento mediante variações de carga. Na Fig. 4.22 e na Fig. 4.23 têm-se, respectivamente, as formas de onda de tensão e corrente na saída de cada conversor mediante uma variação de 50% na carga alimentada pelo inversor.



**Fig. 4.22 – Resposta a variações de carga na tensão de saída (a), corrente de filtro (b) e esforço de controle (c) do conversor CC-CC funcionando em malha fechada e alimentando o inversor.**



**Fig. 4.23 – Resposta em a) tensão de saída e corrente de filtro e b) sinal de controle do inversor em ponte completa mediante variações de carga e alterações na tensão de entrada.**

Na operação em conjunto dos sistemas em malha fechada, ambos os conversores apresentam bom desempenho na rejeição a perturbações de carga na etapa de simulação, comprovando a validade dos modelos encontrados e dos projetos realizados.

#### **4.6 CONCLUSÕES**

O bom funcionamento dos conversores na etapa de simulação conclui mais uma etapa do projeto da fonte alternada. O compensador do barramento CC-CC apresenta uma boa resposta à perturbação de carga e não interfere na ondulação em baixa frequência provocada pelo acoplamento com o inversor em cascata. Já o compensador da tensão senoidal apresenta um comportamento bem mais rápido do que o primeiro, sendo capaz de manter a forma da tensão de saída mesmo diante da variação provocada na tensão de entrada em virtude das perturbações de carga. Conclui-se que os sistemas projetados são eficientes e apresentam comportamentos estáveis.

## CAPÍTULO 5

### IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

#### 5.1 INTRODUÇÃO

Concluído o projeto dos conversores e seus circuitos auxiliares, é chegada a hora de passar para a construção do protótipo e, a seguir, para os seus testes em bancada. Na Fig. 5.1 tem-se o diagrama de blocos completo do sistema implementado, que foi projetado a partir das especificações já apresentadas, sejam elas:

- Potência nominal de saída  $P_{out} = 1000W$  ;
- Tensão nominal de alimentação CC  $E = 24V$  ;
- Tensão de saída controlada  $V_{out} = 220V_{rms} / 60Hz$  ;
- Distorção harmônica da tensão de saída  $THD \leq 5\%$  ;
- Estimativa de rendimento  $\eta \approx 81\%$  .

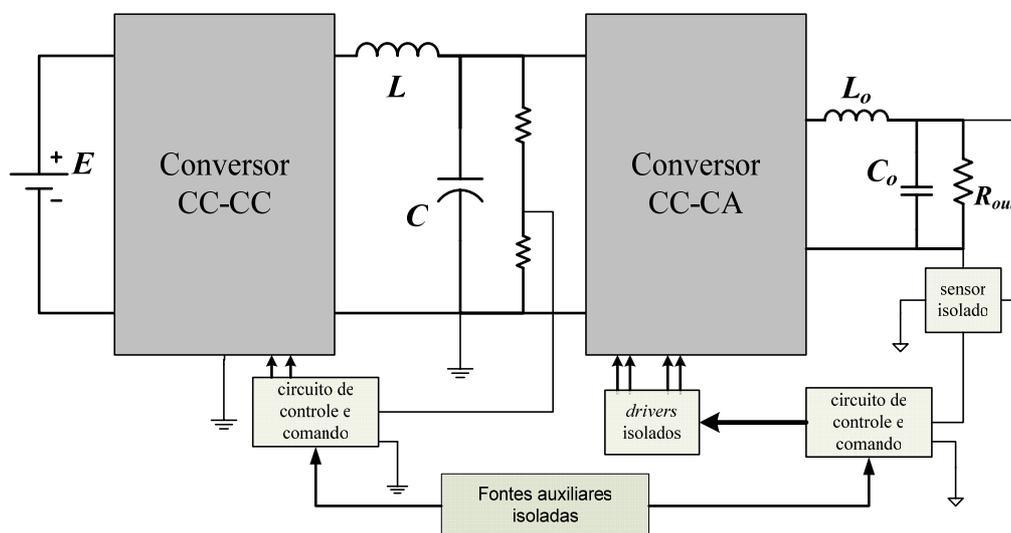


Fig. 5.1 – Esquema completo de ligação do sistema.

Inicialmente, como já mencionado, optou-se por utilizar a própria fonte CC de entrada para realizar a alimentação de todos os circuitos de comando e controle. Entretanto, devido a diversos problemas encontrados na implementação do conversor CC-CA, percebeu-se a necessidade de se utilizar circuitos auxiliares isolados para comandá-lo, sendo então adotadas fontes externas auxiliares isoladas de 24V.

Como se pode perceber no esquema apresentado na Fig. 5.1, para realizar a amostragem da tensão de saída do conversor CC-CC foi utilizado apenas um divisor resistivo, sendo, portanto, o seu comando montado no mesmo referencial do circuito de potência. Este, por sua vez, apesar de incorporar transformadores em sua topologia, não apresenta isolamento entre saída e entrada, sendo os transformadores utilizados apenas para conformar a tensão de entrada a níveis mais elevados que possam ser utilizados para a obtenção da tensão do barramento de saída.

Para fazer o conversor CC-CA funcionar em malha fechada optou-se, inicialmente, pelo emprego de um transformador de baixa frequência para realizar a amostragem e realimentação da sua tensão de saída, mantendo-se assim o isolamento entre os seus terminais e o circuito de comando. Esta opção mostrou-se problemática, uma vez que, eventuais valores médios presentes no barramento CA podem levar o transformador à saturação. O próprio transformador impossibilita a correção deste valor médio, que não é transmitido para os terminais do secundário.

A utilização de *drivers* isolados opticamente permite que o circuito de realimentação seja montado com sua referência alocada na massa do barramento de saída. No entanto, a utilização de um sensor não isolado (divisor resistivo), facilita ainda mais a propagação de ruídos de alta frequência, que já se apresentam como um problema de grande intensidade, conduzidos através da malha de terra comum.

A solução encontrada é empregar, com o uso de fontes auxiliares externas, um sensor de tensão isolado para realizar a amostragem da tensão de saída da fonte principal. Foi empregado, então, o sensor **LV-25** da LEM.

Visto isso, pode-se passar ao relato dos estudos realizados com os protótipos implementados. Trazendo a análise dos problemas encontrados, as soluções adotadas e os resultados obtidos com os experimentos conduzidos.

## 5.2 IMPLEMENTAÇÃO EM LABORATÓRIO

O acionamento de interruptores complementares montados em forma de braço no funcionamento de conversores estáticos requer a tomada de diversos cuidados relativos aos circuitos de comando para que se possa garantir uma operação segura do equipamento. Primeiramente deve-se atentar para a necessidade de implementar um tempo-morto entre os comandos complementares dos interruptores de cada braço. O que implica em uma perda da razão cíclica efetiva da tensão aplicada à entrada do filtro em

relação ao valor teórico inicialmente estipulado e, conseqüentemente, em uma queda no valor eficaz da tensão fundamental de saída.

O tempo-morto é necessário para evitar o curto de braço provocado pela eventual condução simultânea de dois interruptores de um mesmo braço, mas não é a única providência a ser tomada para garantir que isto não ocorra. Outro problema encontrado na operação dos interruptores é a sua entrada em condução intempestiva provocada por pulsos indevidos no comando. Estes pulsos indesejáveis são provocados por fenômenos ligados à estrutura interna do interruptor que serão explicados a seguir.

### 5.2.1 Fenômenos relacionados à comutação

Como já foi visto, durante a operação do inversor com modulação senoidal a três níveis da tensão de saída têm-se oito etapas de operação, metade no semiciclo positivo da senóide de saída e a outra metade no semiciclo negativo. A transição entre estas etapas compreende oito comutações, quatro das quais dissipativas e outras quatro suaves. A entrada em condução de cada um dos interruptores, provocando o bloqueio dos diodos em antiparalelo ao seu interruptor complementar provoca grandes perdas de comutação e está relacionada a efeitos bastante danosos aos semicondutores. Isso, aliado aos já mencionados fenômenos ligados à estrutura interna dos interruptores podem proporcionar operações indevidas e destrutivas aos interruptores.

A Fig. 5.3 mostra o arranjo em forma de braço de dois transistores com os seus respectivos diodos em antiparalelo e munidos de seus circuitos de comando. Como se sabe, os transistores, tanto do tipo MOSFET quanto os IGBT's, possuem capacitâncias parasitas entre seus terminais [4, 11], como mostrado na Fig. 5.2. A presença dessas capacitâncias está diretamente relacionada à operação do interruptor. É a capacitância de entrada entre gate e emissor que precisa ser carregada para que o IGBT entre em condução e deve ser descarregada para que o mesmo bloqueie.

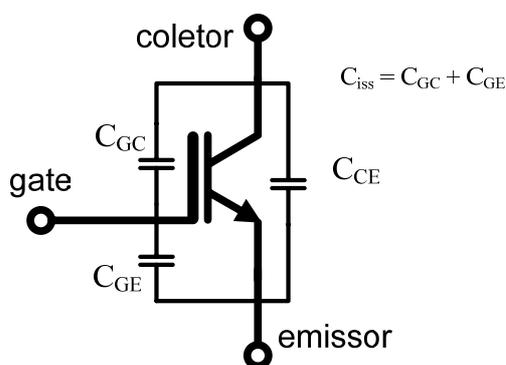


Fig. 5.2 – Capacitâncias intrínsecas a um transistor IGBT.

Quando um interruptor se encontra bloqueado em uma configuração como a mostrada na Fig. 5.3 a capacitância parasita  $C_{CE}$  é carregada com o valor da tensão de barramento  $V_{CC}$ . A entrada em condução deste interruptor provoca a rápida descarga deste capacitor, gerando altas derivadas de tensão e corrente no transistor. Essas altas derivadas, além de provocar diversos problemas por geração de ruídos em alta frequência por interferência eletromagnética [1, 4], encontram caminho para circular através das capacitâncias parasitas do transistor complementar, agora em estado de bloqueio. A circulação dessa energia, de forma indevida, através do circuito de comando do interruptor provoca pulsos espúrios de tensão entre os terminais de gate e emissor do transistor, podendo causar uma entrada em condução intempestiva e, conseqüentemente, um curto-circuito da fonte de entrada através do braço, uma vez que o interruptor complementar já se encontra em condução.

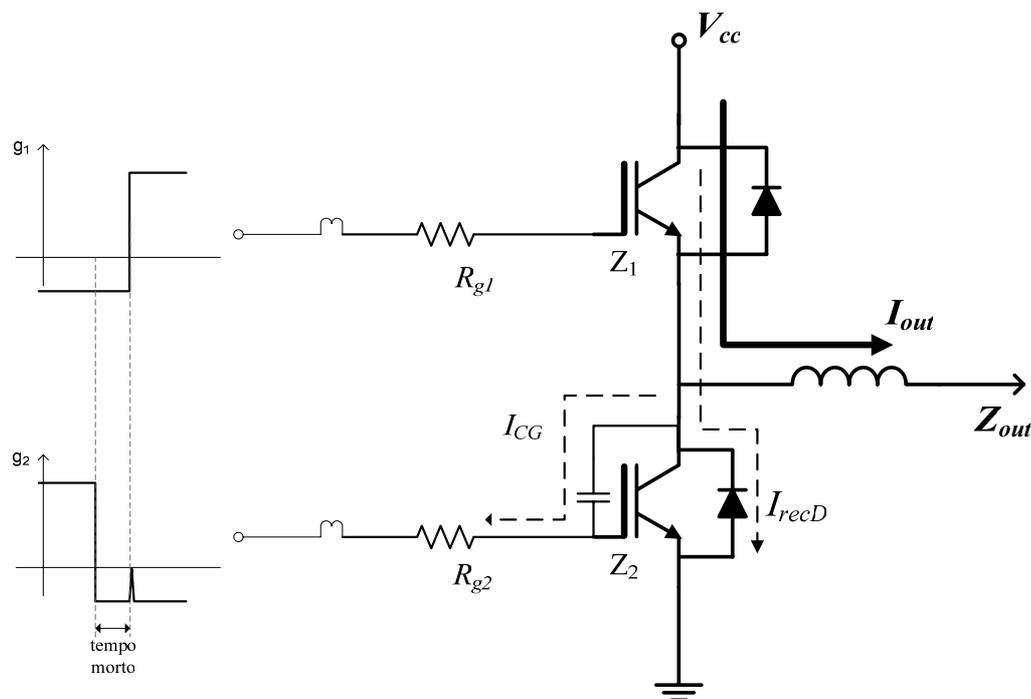


Fig. 5.3 – Comutação entre interruptores complementares montados em forma de braço.

A corrente que encontra caminho para circular através da capacitância parasita  $C_{CG}$  produz uma queda de tensão ao atravessar o resistor de gate do circuito de comando (Fig. 5.3). Se a tensão sobre este resistor for suficiente para por o interruptor novamente em condução, superando o seu limiar de operação (*threshold voltage*), pode ocorrer o curto de braço e a conseqüente destruição dos interruptores. É por este motivo que se recomenda a aplicação de um nível negativo de tensão por parte do circuito de comando durante a etapa de bloqueio. Isso mantém a tensão gate-coletor mais distante da tensão

de limiar do dispositivo, proporcionando uma operação mais segura. Este efeito pode ser minimizado reduzindo-se o valor das derivadas de tensão e corrente provocadas pelas comutações. Estas podem ser controladas por meio da variação do valor das resistências de gate do comando. Por isso é comum utilizar-se de valores distintos de resistores de gate para entrada em condução e bloqueio dos interruptores, reduzindo ao máximo a resistência de bloqueio e buscando o controle do valor das derivadas através da resistência de entrada em condução.

Os efeitos danosos da comutação são ainda bastante agravados pelo fenômeno da recuperação reversa dos diodos em antiparalelo aos transistores. A corrente de recuperação destes elementos, que pode atingir valores muito elevados, além de aumentar o *stress* de corrente nos transistores complementares, contribui para o aumento da corrente de fuga que atravessa as capacitâncias parasitas, podendo provocar a entrada em condução fora de hora do interruptor e a sua conseqüente destruição.

A Fig. 5.4a mostra, a partir de testes realizados em laboratório, como a corrente de recuperação reversa do diodo em antiparalelo ao interruptor  $Z_2$  provoca um aumento do desgaste do interruptor complementar  $Z_1$ . Na figura pode-se ver também o efeito das altas derivadas sobre o comando  $g_2$  no momento da entrada em condução do interruptor  $Z_1$ . Já na Fig. 5.4b pode-se ver como ela provoca um disparo indevido do interruptor  $Z_2$ , gerando o curto de braço caracterizado pela elevação abrupta da corrente do interruptor.

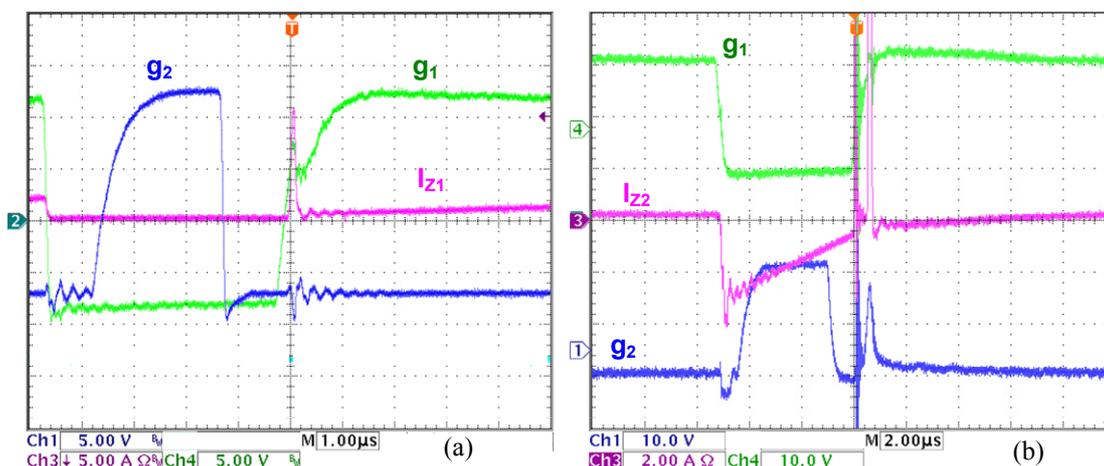


Fig. 5.4 – Fenômenos relacionados à comutação dissipativa dos interruptores.

Nesse caso, quanto maior a corrente de carga sendo conduzida pelo diodo, maior será a sua corrente de recuperação e mais perigosa se torna a sua comutação. Isso porque o bloqueio dos diodos, que conduzem sempre em roda livre nos inversores comandados a três níveis, se dá sob condições de corrente positiva. Uma forma de

resolver este problema seria a utilização de uma modulação que proporcionasse comutações suaves em todas as etapas de operação, como é sugerido em [31]. Esta solução, entretanto, exige que o indutor de filtro opere com uma ondulação muito alta de corrente, sempre superior ao dobro do seu valor médio instantâneo, fazendo com que os diodos de roda livre comutem sempre sob corrente nula. Isso sacrifica o projeto do filtro de saída elevando bastante as perdas por histerese no núcleo do indutor, o que se torna um inconveniente.

A solução encontrada para este caso, em que se deseja trabalhar com um valor de potência elevada, é a utilização de diodos de recuperação rápida em antiparalelo com os interruptores comandados. O que praticamente inviabiliza a utilização de MOSFET's no projeto, uma vez que estes transistores são dotados de diodos intrínsecos de recuperação muito lenta. Opta-se, então, pelo uso de IGBT's com diodos de recuperação rápida. Para a realização de um projeto em larga escala pode ser adotado um IGBT que ofereça o diodo rápido em seu próprio encapsulamento. No projeto em questão utilizam-se os diodos externos disponíveis no laboratório.

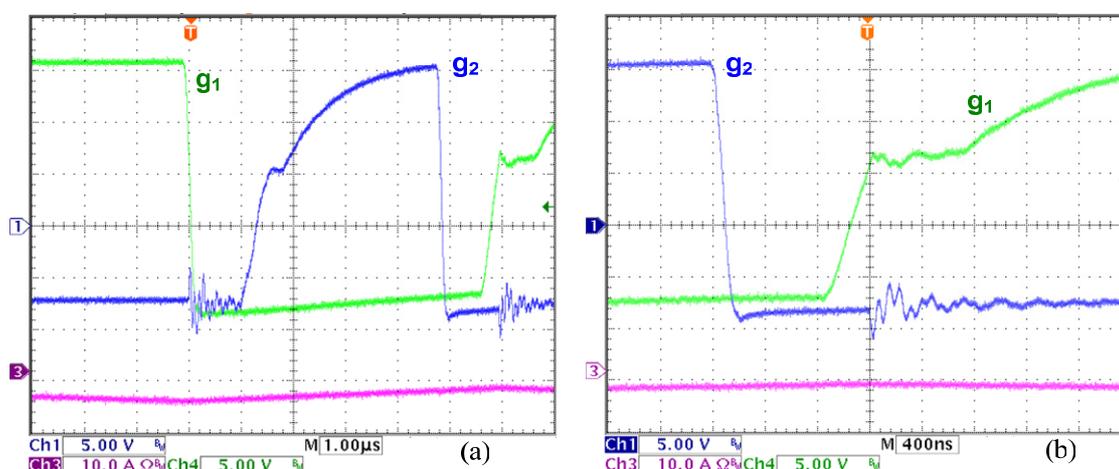


Fig. 5.5 – Utilizando IGBT's e diodos rápidos os problemas de comutação podem ser contornados.

É necessário levar em conta também o efeito das indutâncias parasitas de trilhas e dos conectores utilizados para levar o sinal dos *drivers* até os terminais dos interruptores. Essas indutâncias têm grande influência sobre os problemas já apresentados, interferindo bastante nos valores das derivadas de corrente e podendo provocar sobretensões perigosas, tanto sobre os terminais de comando quanto sobre o próprio interruptor. É essencial, portanto, que sejam reduzidas ao máximo as distâncias entre o posicionamento dos interruptores no *layout* da placa de circuito impresso. Assim como se deve limitar a distância entre os *drivers* e os interruptores conectados por meio de cabos condutores,

para que a indutância parasita destes cabos não se torne um novo problema para a comutação.

Já para evitar sobretensões destrutivas sobre os interruptores é preciso implementar circuitos grampeadores ou *snubbers* para a proteção dos interruptores. Para este projeto, adotou-se o grampeador da Fig. 5.6 [4], que consiste de capacitores de desacoplamento que absorvem a energia acumulada nas indutâncias parasitas de trilha ( $L_{pt}$ ) e mantém a tensão de barramento livre de oscilações danosas aos componentes. Na Fig. 5.7 pode-se visualizar o efeito da presença de tais indutâncias sobre a forma de onda de tensão nos interruptores sem a presença do capacitor de desacoplamento (Fig. 5.7a) e após a alocação do componente (Fig. 5.7b).

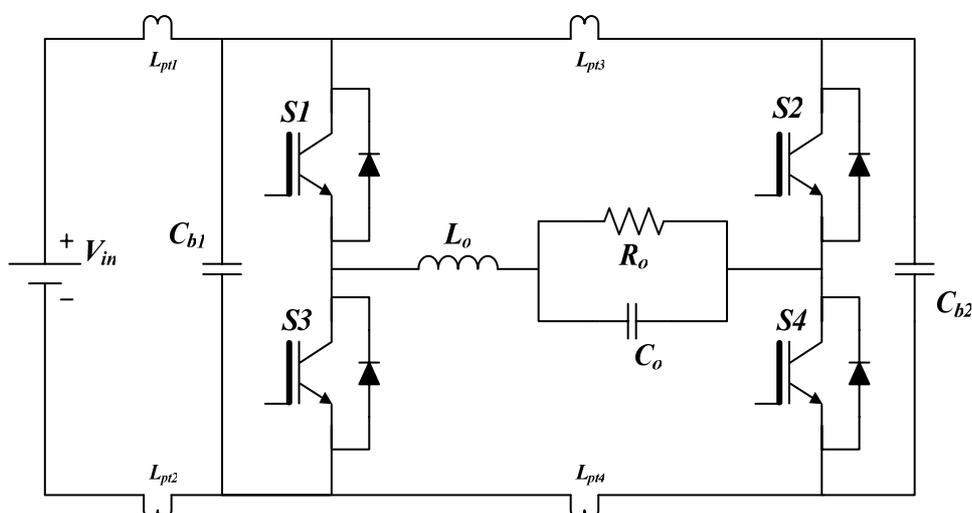


Fig. 5.6 – Circuito de desacoplamento utilizado para proteger os interruptores de sobretensões.

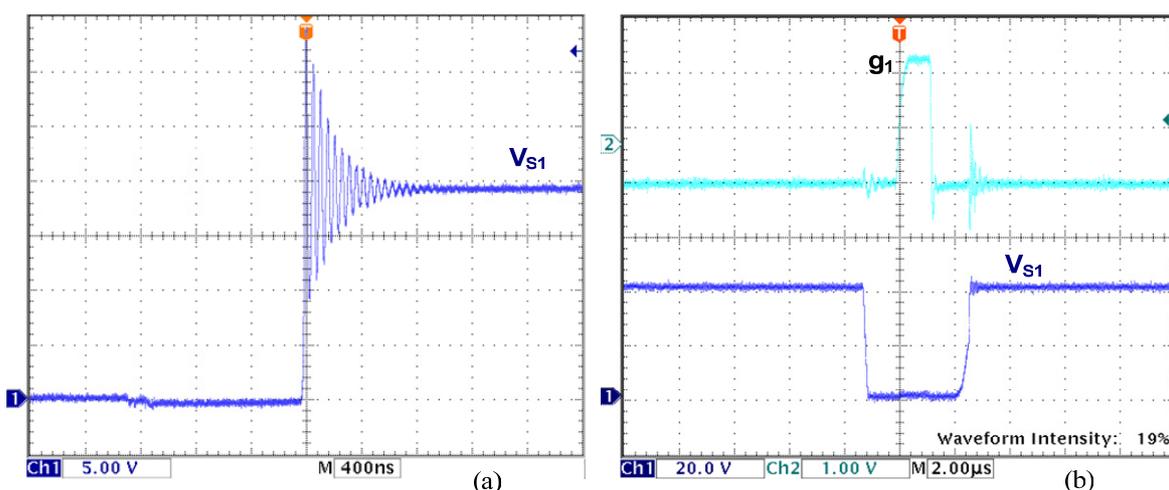


Fig. 5.7 – Os capacitores de desacoplamento eliminam as sobretensões no interruptor.

Com a adoção de tais medidas, foi possível a implementação de um protótipo operacional do conversor CC-CA para dar continuidade ao estudo experimental.

## 5.2.2 Realimentação e controle

Resolvido o problema de monitoramento da tensão alternada de saída e os problemas de comutação encontrados na operação do estágio de potência, concentram-se as atenções no desempenho do compensador propriamente dito.

Como já foi mencionado, o sistema de controle do inversor deve ser projetado de modo a ser bem mais rápido do que o compensador do conversor CC-CC, mas deve-se ter o cuidado de não permitir que ele seja rápido o bastante para sofrer interferência dos ruídos captados pelo circuito de modulação. Devido ao elevado nível de ruído encontrado na senóide de referência durante a operação do sistema, foi necessário realizar ajustes em bancada para reduzir ainda mais o ganho estático do compensador PID utilizado. A Fig. 5.8 mostra o diagrama de bode da função de transferência do compensador projetado e do compensador ajustado em laboratório.

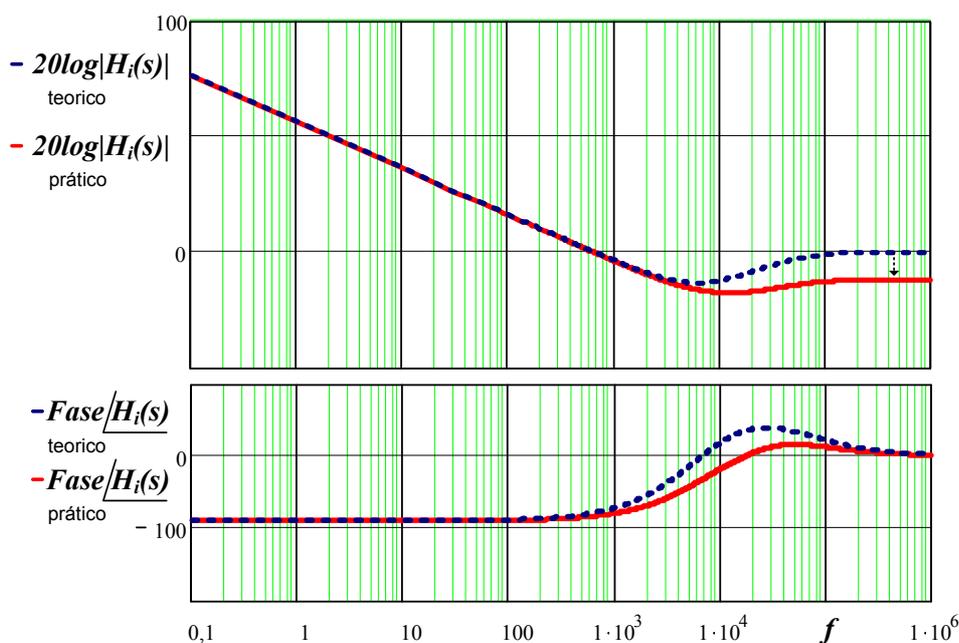


Fig. 5.8 – Ajuste de bancada do compensador PID do sistema inversor de tensão.

O compensador ajustado manteve a frequência de cruzamento e a margem de fase do projeto inicial, alterando apenas o seu ganho em alta frequência. Com o novo compensador operando de forma eficiente, foi possível realizar os ensaios em laboratório com ambos os conversores operando, inicialmente em separado e por fim conectados em cascata. Foi necessário realizar novos ajustes de bancada nos protótipos implementados. Devido às diversas fontes de perda, como a queda de tensão sobre o indutor do filtro e a necessidade de utilização de um tempo-morto consideravelmente elevado para sanar os

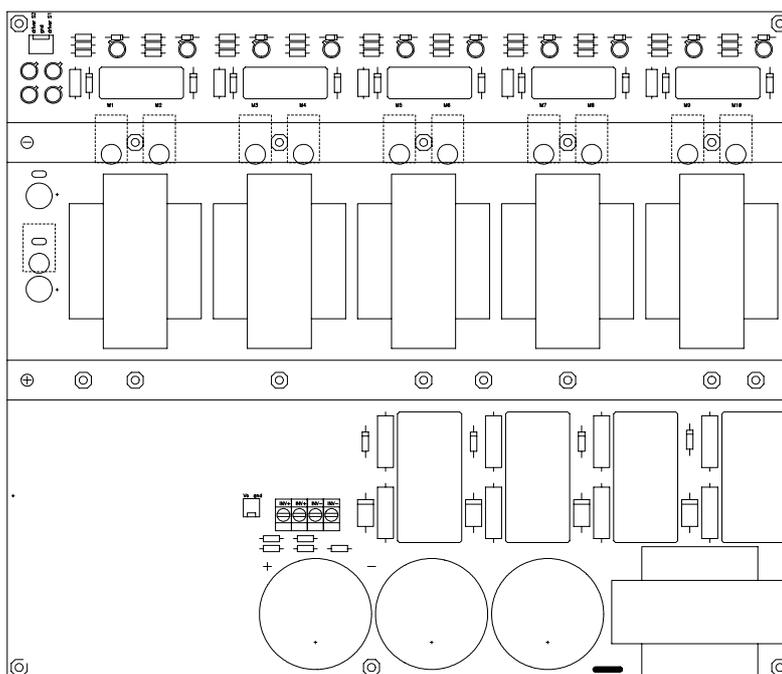
diversos problemas de comutação já relatados, houve uma redução relevante no ganho do conversor CC-CA, o que tornou necessária a elevação do seu barramento CC de entrada para um valor que permitisse ao mesmo modular corretamente uma senóide de valor mais elevado. A tensão do barramento CC foi elevada a 380V. O que tornou possível a obtenção de uma tensão de saída de  $220V_{rms}$ .

### 5.2.3 Protótipo implementado

Concluídos os estudos acerca da operação do conversor CC-CA em ponte completa e tomados os devidos cuidados para a solução de todos os problemas encontrados, chega-se enfim, à realização de um protótipo operacional, e pode-se seguir com os estudos experimentais que visam à validação de todo o projeto realizado.

Na Fig. 5.10 é apresentado o diagrama esquemático da estrutura do conversor CC-CC juntamente com os seus circuitos de comando e controle. O esquema elétrico do conversor CC-CA e de sua eletrônica auxiliar é apresentado na Fig. 5.11.

O *Layout* da placa do conversor CC-CC é apresentado na Fig. 5.9 e o *Layout* do conversor CC-CA pode ser observado na Fig. 5.12. As fotos de ambos os protótipos montados em laboratório são apresentadas na Fig. 5.13 e na Fig. 5.14, respectivamente. Na Fig. 5.15 é apresentada a montagem em bancada de todo o sistema projetado, incluindo ambos os conversores e as suas fontes auxiliares. A placa dos circuitos de comando e controle pode ser visualizada na Fig. 5.16.



**Fig. 5.9 – Layout gerado para a montagem do conversor CC-CC.**

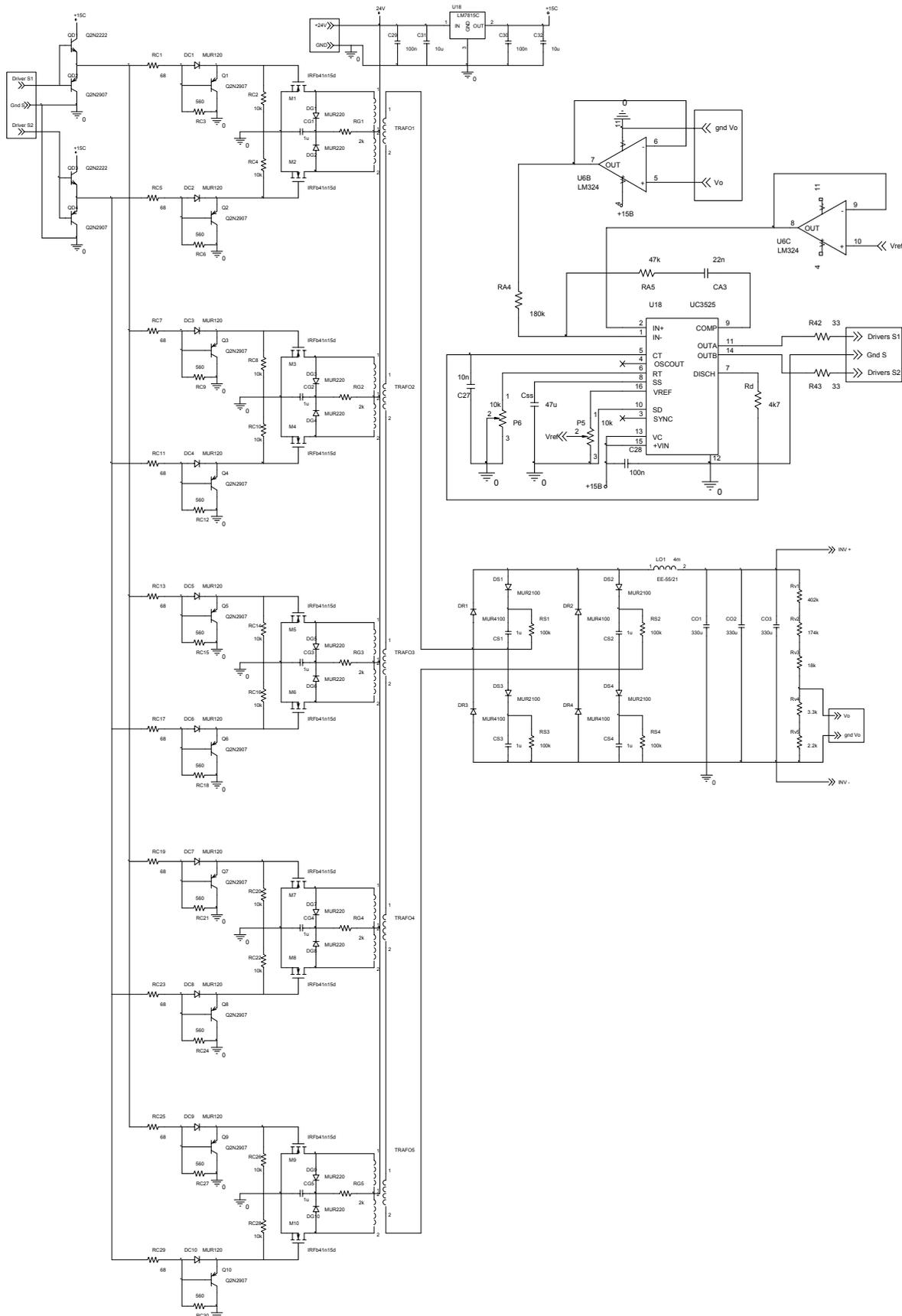


Fig. 5.10 – Diagrama esquemático do conversor CC-CC e sua eletrônica de controle e comando.

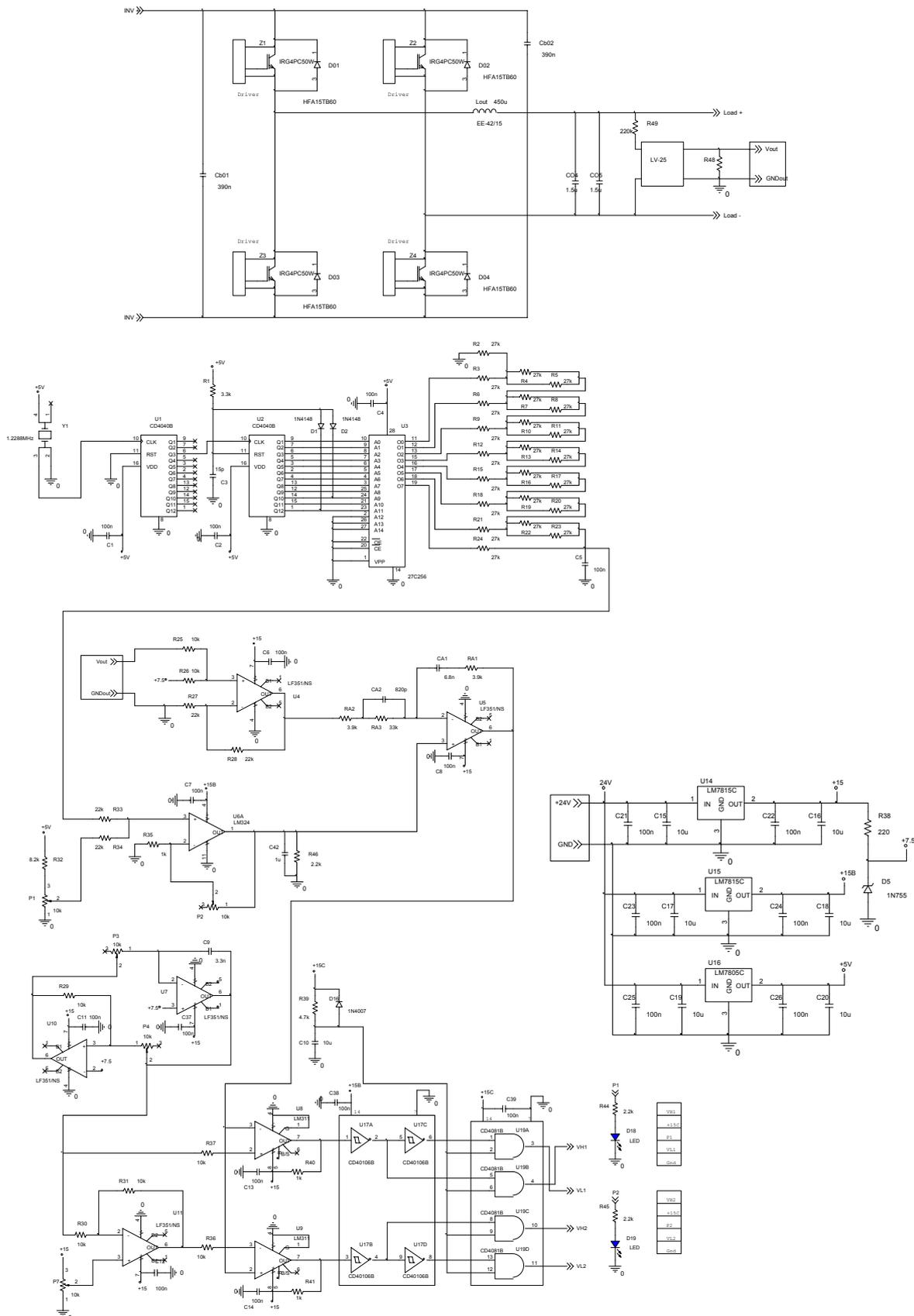
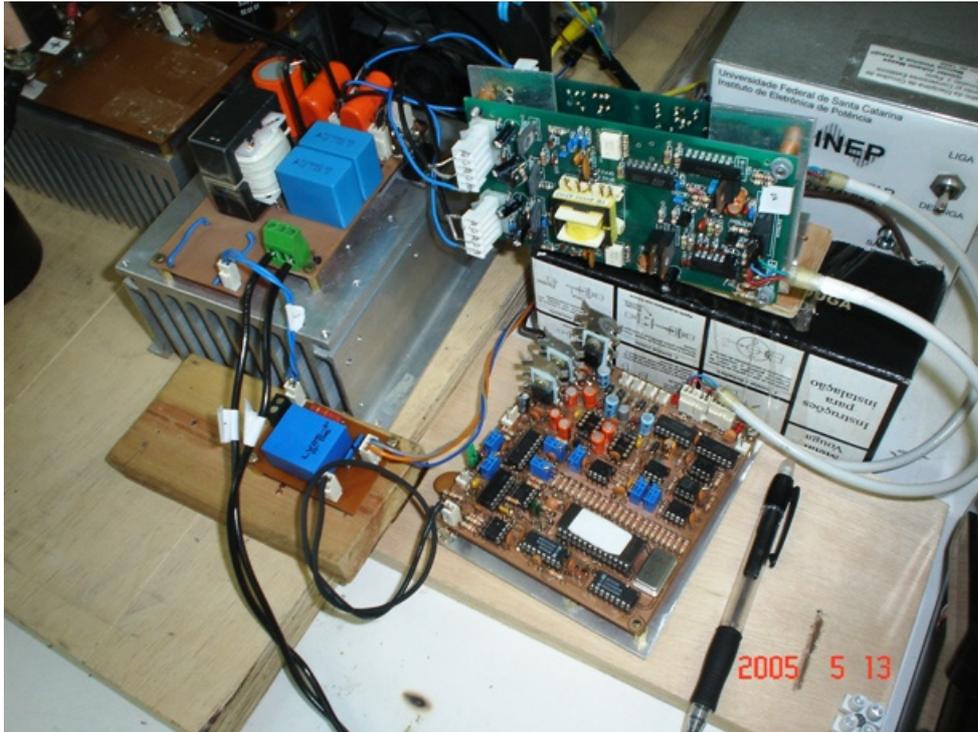
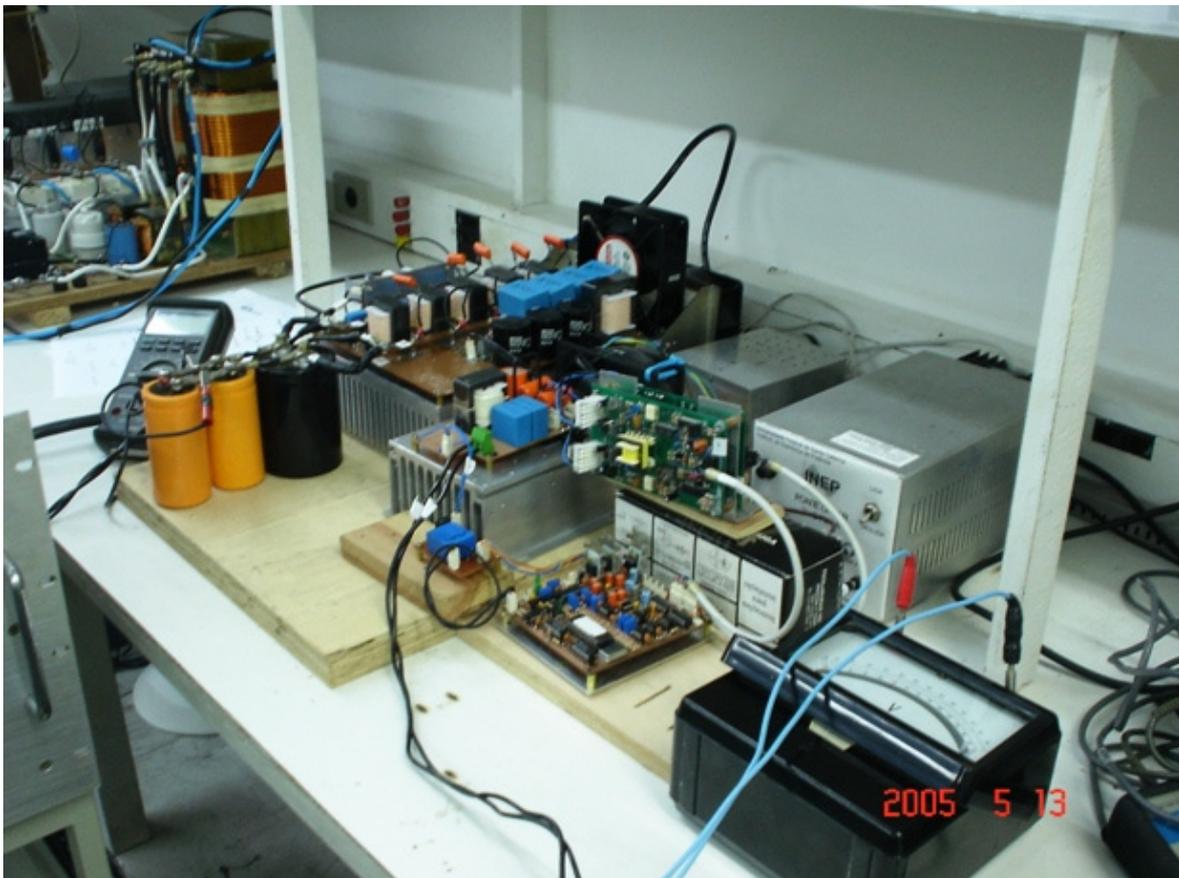


Fig. 5.11 – Diagrama esquemático do conversor CC-CA e sua eletrônica de controle e comando.





**Fig. 5.14 – Conversor CC-CA.**



**Fig. 5.15 – Protótipo na bancada de testes.**



Fig. 5.16 – Placa contendo a eletrônica de controle e comando.

### 5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados finais dos experimentos conduzidos em laboratório são apresentados a seguir. A Fig. 5.17 apresenta as formas de onda de tensão no capacitor de barramento e corrente no indutor de filtragem do conversor CC-CC alimentando uma carga puramente resistiva. Na Fig. 5.18 é apresentado o resultado do ensaio de transitório de carga de 80% para 55%, retornando posteriormente aos 80% de carga iniciais.

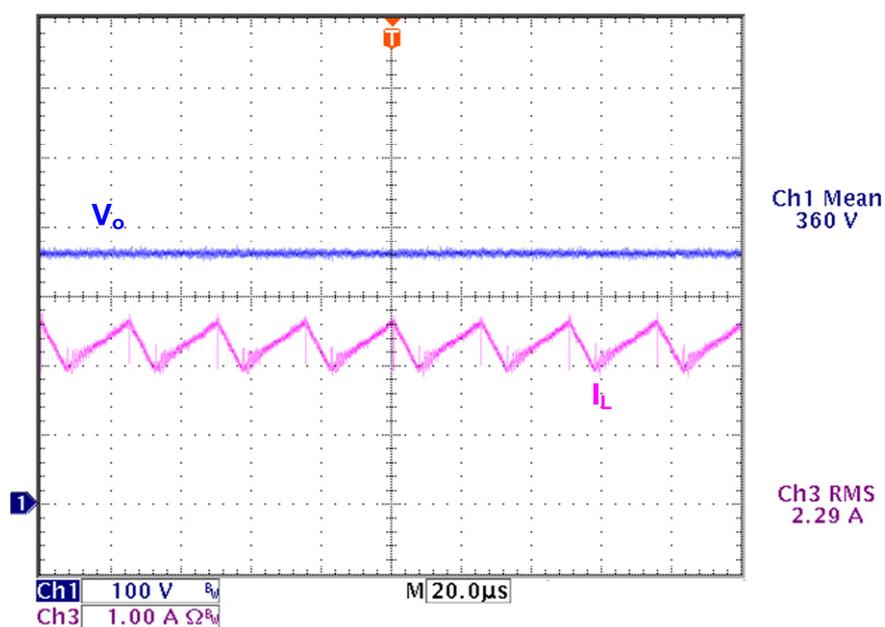


Fig. 5.17 – Tensão sobre o capacitor e corrente através do indutor de filtro do conversor CC-CC.

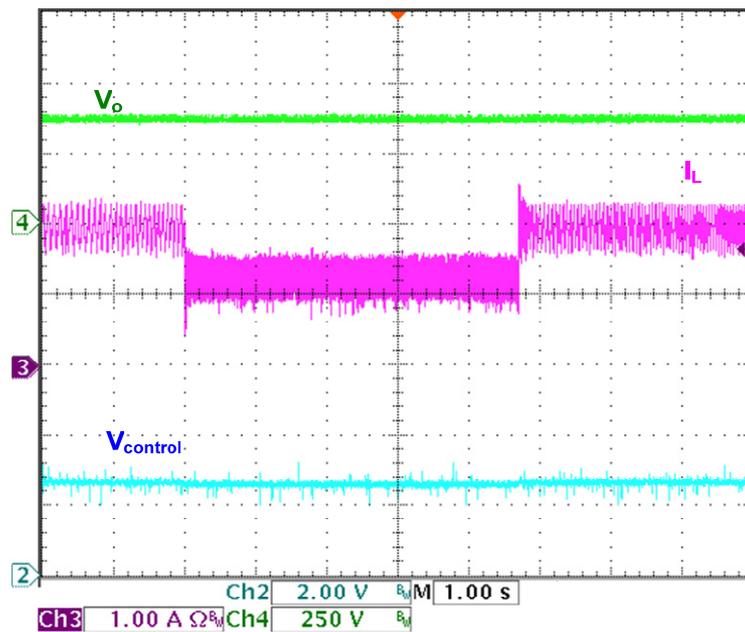


Fig. 5.18 – Tensão de saída, corrente no indutor e sinal de controle durante o transitório de carga.

A Fig. 5.18 mostra como o sistema responde rapidamente a perturbações de carga, sem apresentar problemas de sobretensões elevadas sobre o barramento CC. Na Fig. 5.19 e na Fig. 5.20 são apresentadas as principais formas de onda de tensão e corrente no filtro do conversor CC-CC enquanto este alimenta o inversor de tensão.

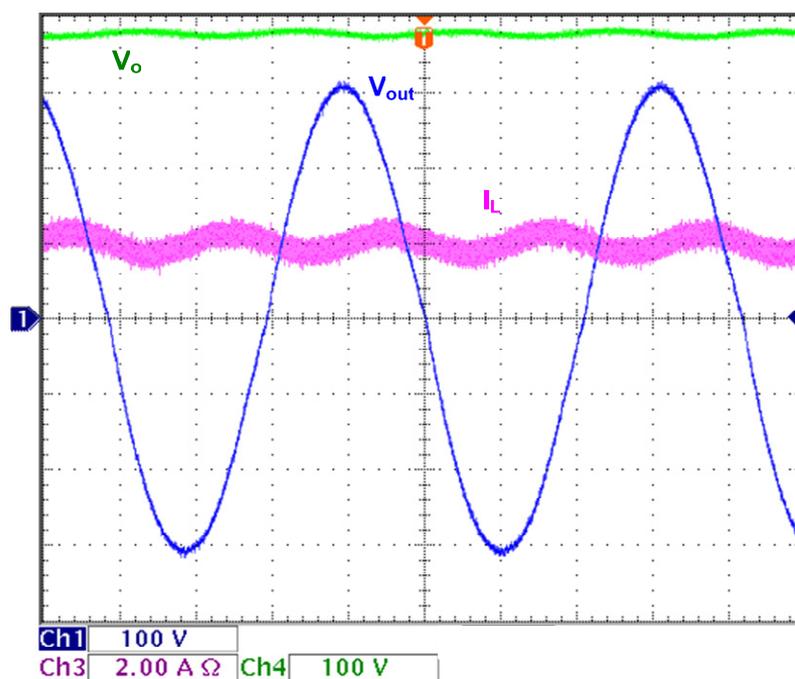


Fig. 5.19 – Conversor CC-CC alimentando o inversor de tensão como carga.

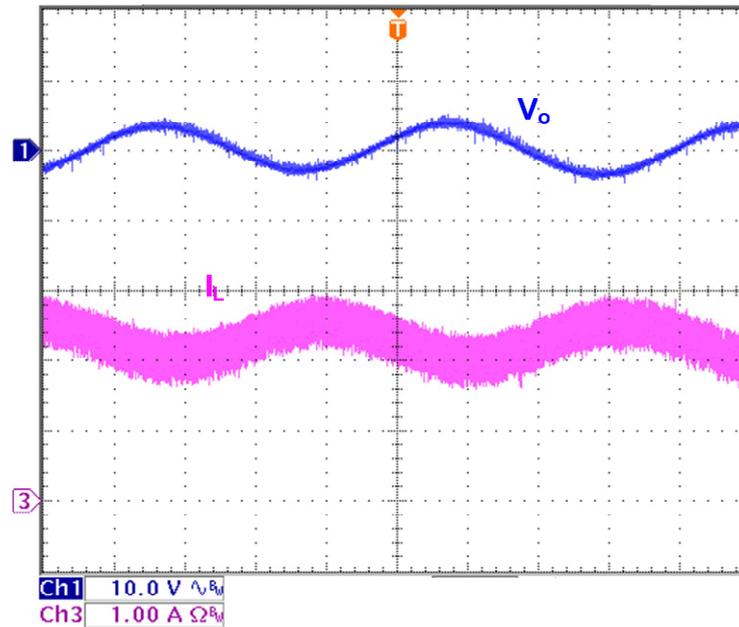


Fig. 5.20 – Ondulações de tensão e corrente no filtro do conversor CC-CC.

Na Fig. 5.20 pode-se observar que o compensador do barramento CC não interfere na ondulação de corrente provocada pela variação em baixa frequência na energia drenada pelo inversor. Também é possível comprovar que o projeto do filtro LC limita essa ondulação em 120Hz a níveis aceitáveis. A ondulação em baixa frequência encontrada durante o ensaio com o protótipo é inferior ao valor calculado e semelhante àquele já encontrado por simulação, ficando limitada, na corrente do indutor, a pouco mais de 1A e a menos de 10V na tensão do barramento CC.

Na Fig. 5.21 se vêem as formas de onda da tensão de saída e da corrente através do indutor de filtragem do inversor de tensão.

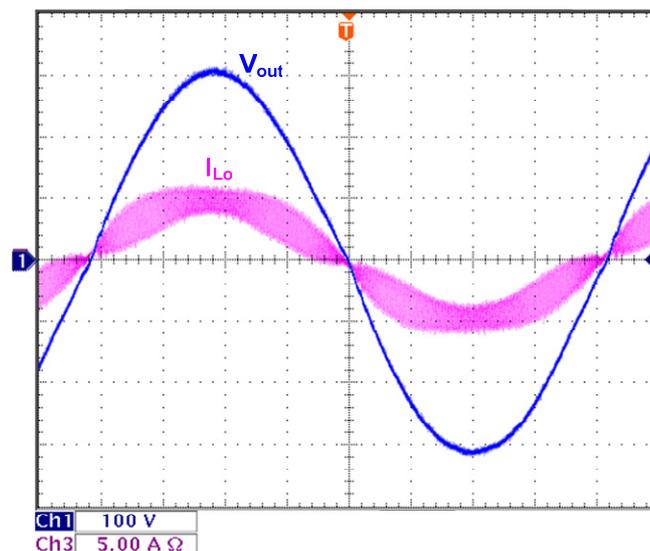


Fig. 5.21 – Tensão de saída e corrente através do indutor do filtro de saída.

A Fig. 5.22 apresenta as formas de onda da tensão e corrente de saída do inversor de tensão. E a Fig. 5.23 apresenta as formas de onda de tensão, corrente e potência de saída para a operação com carga nominal.

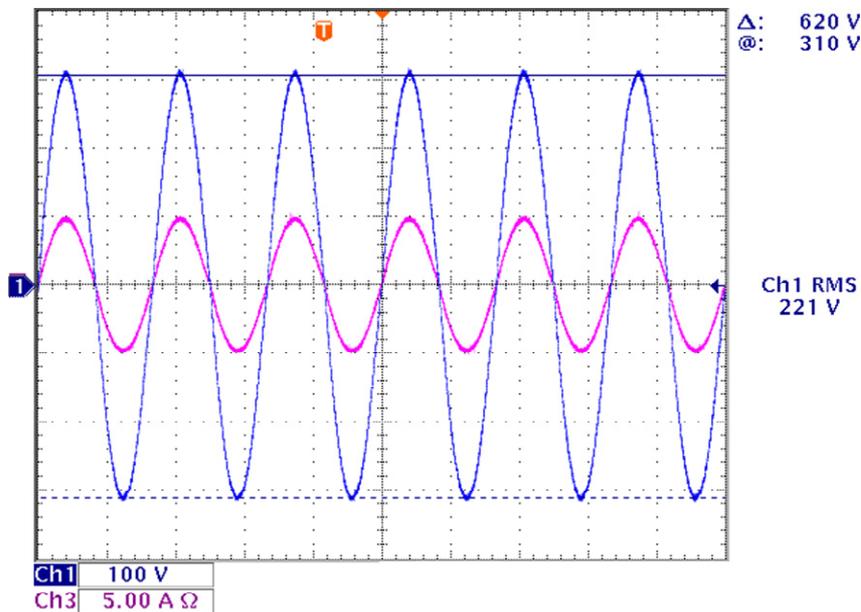


Fig. 5.22 – Tensão e corrente de saída do inversor.

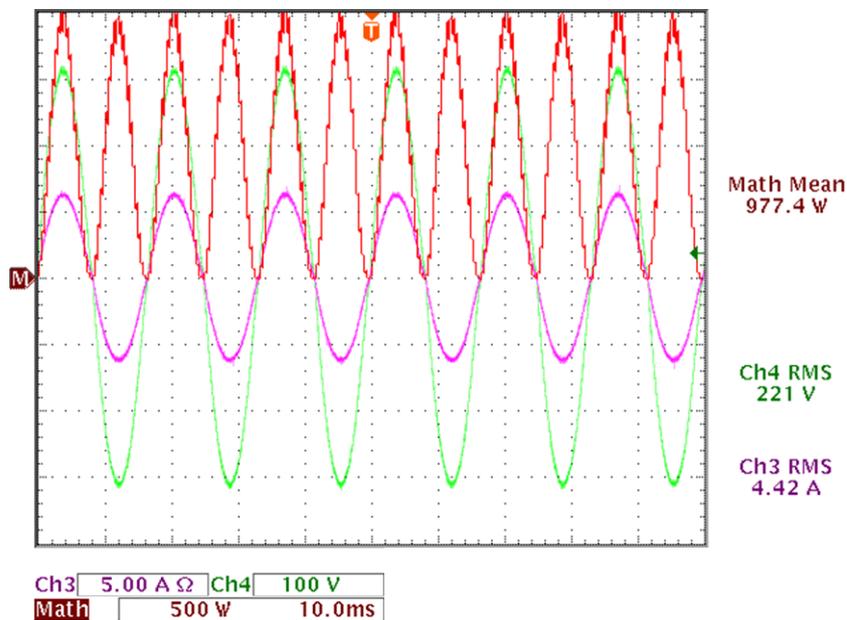


Fig. 5.23 – Potência de saída do inversor alimentando carga nominal.

A Fig. 5.24 apresenta o espectro harmônico da tensão de saída fornecida pela fonte. A análise harmônica dessa tensão, realizada com medição em osciloscópio digital é apresentada logo em seguida.

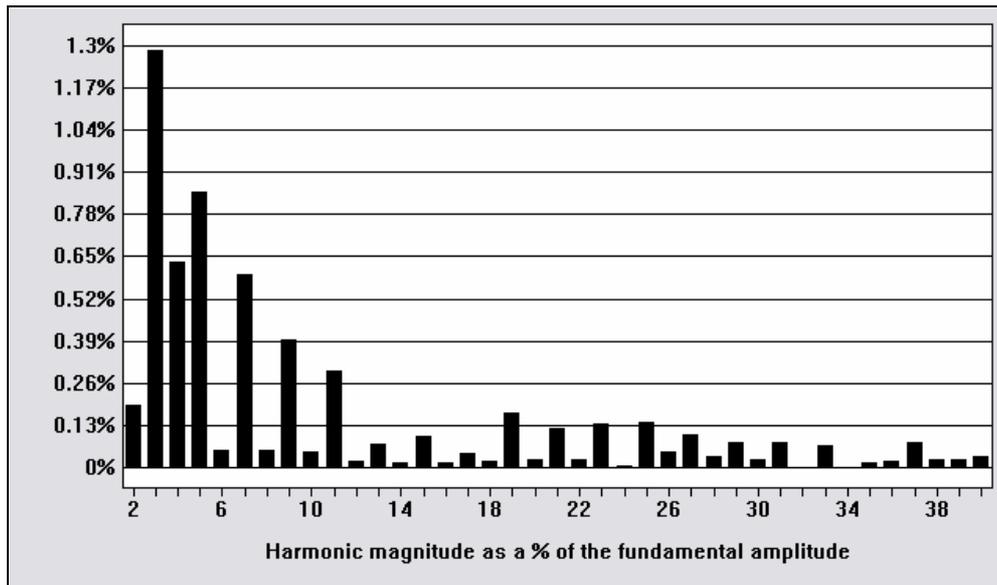


Fig. 5.24 – Espectro harmônico da tensão de saída do conversor CC-CA.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(Rout)

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)
1	60.036 Hz	219.86 V	100.000 %	0.0000
2	120.07 Hz	421.70 mV	0.192 %	113.98
3	180.11 Hz	2.8198 V	1.283 %	73.009
4	240.15 Hz	1.3885 V	0.632 %	73.324
5	300.18 Hz	1.8679 V	0.850 %	101.13
6	360.22 Hz	118.97 mV	0.054 %	-55.385
7	420.25 Hz	1.3097 V	0.596 %	95.239
8	480.29 Hz	121.78 mV	0.055 %	155.04
9	540.33 Hz	869.26 mV	0.395 %	101.19
10	600.36 Hz	105.91 mV	0.048 %	68.661
11	660.40 Hz	660.91 mV	0.301 %	101.41
12	720.44 Hz	47.858 mV	0.022 %	26.044
13	780.47 Hz	158.29 mV	0.072 %	58.155
14	840.51 Hz	36.002 mV	0.016 %	-41.274
15	900.55 Hz	212.55 mV	0.097 %	141.81
16	960.58 Hz	38.564 mV	0.018 %	-137.31
17	1.0206 kHz	103.40 mV	0.047 %	176.72
18	1.0807 kHz	45.719 mV	0.021 %	30.538
19	1.1407 kHz	372.73 mV	0.170 %	163.80
20	1.2007 kHz	60.163 mV	0.027 %	-51.238
21	1.2608 kHz	265.99 mV	0.121 %	172.62
22	1.3208 kHz	62.828 mV	0.029 %	-77.702
23	1.3808 kHz	296.80 mV	0.135 %	158.35
24	1.4409 kHz	14.094 mV	0.006 %	-36.428
25	1.5009 kHz	312.55 mV	0.142 %	155.26
26	1.5609 kHz	113.23 mV	0.052 %	-103.60
27	1.6210 kHz	222.44 mV	0.101 %	156.55
28	1.6810 kHz	76.659 mV	0.035 %	39.347
29	1.7411 kHz	173.00 mV	0.079 %	166.12
30	1.8011 kHz	58.005 mV	0.026 %	-112.21

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.886%

A análise do espectro harmônico da tensão de saída mostra uma taxa de distorção harmônica abaixo daquela exigida para o projeto. A distorção harmônica total observada na saída do inversor foi de apenas 1,88%

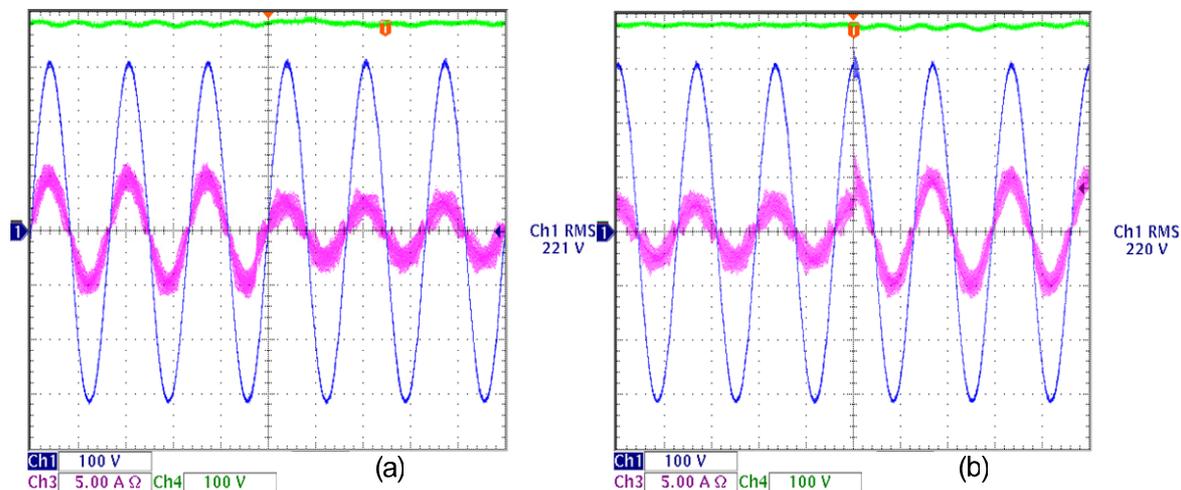


Fig. 5.25 – Resposta do sistema a perturbações de carga.

Na Fig. 5.25 são apresentadas as formas de onda relativas à resposta do sistema a transitórios de carga. A tensão de saída de ambos os conversores se mantiveram estáveis mesmo mediante perturbações de carga de 83% para 38% (Fig. 5.25a) e retornando de 38% para 83% (Fig. 5.25b) da carga nominal de projeto.

Na potência nominal o protótipo apresenta um rendimento global em torno de 85,5%, tendo um rendimento aproximado de 94% no primeiro estágio e cerca de 91% de rendimento no segundo. A Fig. 5.26 apresenta a curva de rendimento x potência de saída obtida para a operação do sistema.

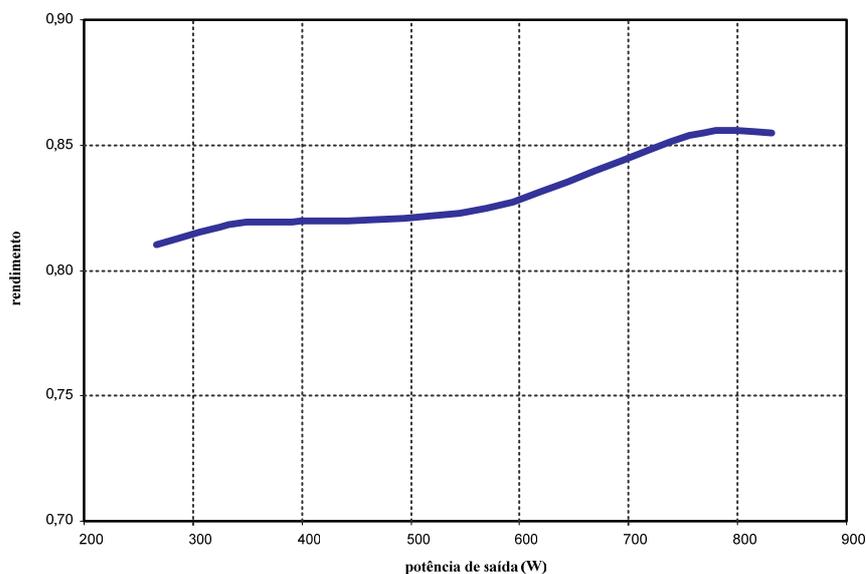


Fig. 5.26 – Curva de rendimento do sistema.

Com os conversores operando em regime térmico a 83% da carga nominal, e munido de ventilação forçada nos seus dissipadores, as perdas encontradas em seus componentes, que totalizam cerca de 130W quando o sistema opera na potência máxima estabelecida, podem ser observadas por meio da elevação da temperatura dos mesmos. A temperatura de operação de cada componente observada em laboratório é apresentada na Tabela 5-1.

Tabela 5-1 – Temperatura de operação dos componentes eletrônicos e magnéticos.

Componente	Temperatura em regime de operação
MOSFET's	<b>33°C</b>
IGBT's	<b>32°C</b>
Transformadores	<b>49°C</b>
Indutor de entrada	<b>26°C</b>
Indutor de saída	<b>30°C</b>

Como se pode comprovar, tanto os interruptores quanto os elementos magnéticos encontram-se em condições seguras de operação, apresentando elevações de temperatura de ordem inferior àquelas esperadas na etapa de projeto.

## 5.4 CONCLUSÕES

O sistema apresenta um desempenho satisfatório nos ensaios em laboratório. Os níveis de perdas e elevação de temperatura nos componentes ficaram dentro das estimativas de projeto. O rendimento total da estrutura é de cerca de 85%. Os problemas encontrados durante os testes em bancadas foram todos solucionados e os conversores se comportam de acordo com as expectativas.

Embora a maioria dos ensaios tenham sido realizados sob restrições de níveis de potência em virtude da indisponibilidade de uma fonte de alimentação adequada, foi possível atestar o bom funcionamento do conversor operando em potência nominal fazendo uso de uma fonte de maior potência. Durante este teste, o conversor funcionou de forma satisfatória e reafirmou a validade do projeto realizado.

## CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o estudo e a implementação de um sistema formado por conversores estáticos com a função de fornecer uma tensão senoidal controlada, com 220V de valor eficaz, a partir de uma fonte de alimentação CC de apenas 24V.

Nele foi realizado um estudo acerca do efeito da variação de energia em baixa frequência encontrada no barramento CC quando este alimenta um inversor de tensão. Foi proposta, então, uma técnica para o projeto do filtro LC de acoplamento entre ambos os conversores, visando à minimização das ondulações de corrente que se propagam através do primeiro estágio em direção a fonte de entrada.

Os protótipos construídos e testados em laboratório apresentaram desempenho satisfatório e comprovaram a eficiência da metodologia de projeto apresentada. O rendimento alcançado a partir da montagem das duas estruturas em cascata nos ensaios em laboratório foi ligeiramente superior à estimativa inicial teórica e as formas de onda entregues pelo conversor atendem às especificações e restrições de projeto, sendo, portanto, consideradas de boa qualidade.

As dificuldades encontradas durante a experimentação em laboratório foram sanadas e os ensaios com o protótipo concluídos. A fonte de tensão alternada construída é capaz de fornecer uma senóide de boa qualidade e baixo conteúdo harmônico, atendendo às especificações de projeto determinadas.

A metodologia de projeto desenvolvida para o filtro de acoplamento entre ambos os conversores foi testada e validada, apresentando ótimos resultados tanto por simulação quanto por experimentação prática. A variação de energia em baixa frequência no filtro do conversor CC-CC foi contida a níveis aceitáveis que garantem a segurança na sua operação e o compensador do barramento CC não interferiu de forma danosa, nem para o capacitor, nem para o indutor de filtragem, na dinâmica do filtro.

Fica evidente a influência das resistências parasitas do circuito na propagação da ondulação em baixa frequência através do conversor CC-CC. O filtro empregado atende as restrições de ondulação de tensão no barramento e corrente no indutor, dadas como especificações de projeto, tanto em baixa frequência quanto na frequência de comutação

do conversor, e oferece uma alternativa de melhoria na eficiência de sistemas acoplados, como o apresentado neste estudo.

Os compensadores projetados também atendem de forma satisfatória as especificações de desempenho estipuladas, fazendo o sistema entregar uma senóide de amplitude controlada em  $220V_{rms}$  na sua saída e respondendo bem a variações de carga, mantendo um comportamento estável. No barramento CC, o compensador permite a variação de tensão em baixa frequência sem prejuízos à dinâmica do sistema à montante, que se mantém estável.

Detectou-se a necessidade de se aperfeiçoar a imunidade a ruídos dos circuitos de comando como um todo para se chegar à implementação de um protótipo de produção industrial viável.

Como sugestão para trabalhos futuros, pode-se propor o estudo aprofundado da iteração entre os conversores estudados, agora do ponto de vista dos seus respectivos sistemas de controle, possivelmente aperfeiçoando os modelos existentes. Pode-se propor também uma possível implementação digital de toda a lógica de modulação e controle, por meio de microcontroladores PIC ou DSP's.

# APÊNDICE A

## FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DOS COMPENSADORES UTILIZADOS

### A.1 COMPENSADOR PI

O compensador utilizado para controlar a tensão do barramento CC foi um compensado PI, cuja resposta deveria ser mais lenta do que a resposta empreendida pelo compensador PID utilizado no barramento CA. A dedução de sua função de transferência é apresentada a seguir.

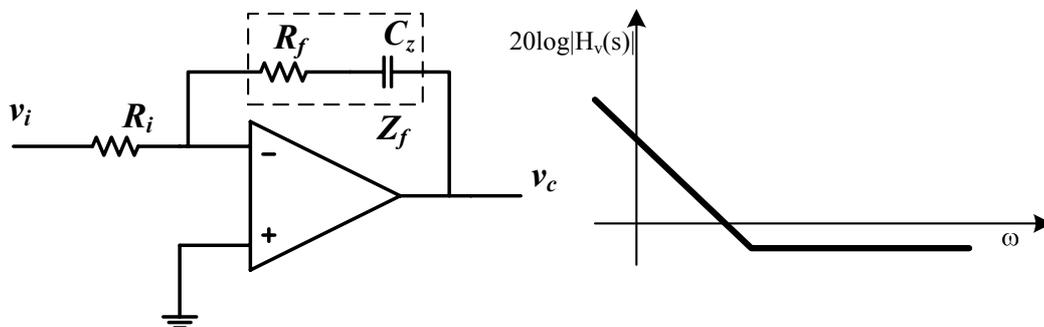


Fig. A.1 – Topologia do compensador PI.

Tem-se que:

$$\frac{v_c}{v_i} = -\frac{Z_f}{Z_i} = -\frac{Z_f}{R_i} \quad (\text{A.1})$$

Onde:

$$Z_f = R_f + \frac{1}{j\omega C_z} = R_f - j\frac{1}{\omega C_z} \quad (\text{A.2})$$

Aplicando a transformada de Laplace a (A.2) tem-se:

$$Z_f = \frac{sC_z R_f + 1}{sC_z} \quad (\text{A.3})$$

Substituindo (A.3) em (A.1), chega-se a:

$$\frac{v_c}{v_i} = -\frac{sC_z R_f + 1}{sC_z R_i} \quad (\text{A.4})$$

O que leva a:

$$\frac{v_c}{v_i} = \frac{R_f}{R_i} \frac{s + 1/C_z R_f}{s} \quad (\text{A.5})$$

Com a função de transferência sendo dada em módulo tem-se:

$$H_v(s) = \frac{R_f}{R_i} \frac{s + 1/C_z R_f}{s} \quad (\text{A.6})$$

Ou ainda:

$$H_v(s) = \frac{R_f}{R_i} \frac{s C_z R_f + 1}{s C_z R_f} \quad (\text{A.7})$$

## A.2 COMPENSADOR PID

Para controlar a tensão do barramento CA era necessário implementar-se um compensador mais rápido do que o primeiro. Foi utilizado, então, um compensador de dois pólos (PID) [1].

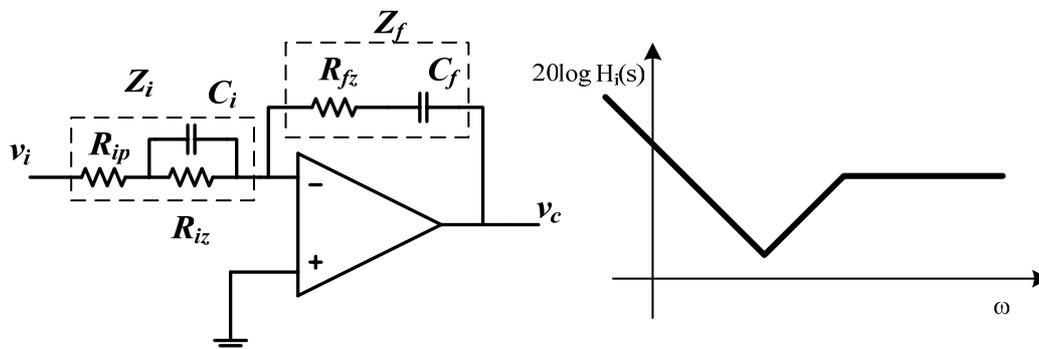


Fig. A.2 – Topologia do compensador PID.

Assim como na topologia PI, tem-se que:

$$\frac{v_c}{v_i} = \frac{Z_f}{Z_i} \quad (\text{A.8})$$

Com:

$$Z_i = R_{ip} + \frac{R_{iz}}{1 + s C_i R_{iz}} \quad (\text{A.9})$$

$$Z_f = R_{fz} + \frac{1}{sC_f} \quad (\text{A.10})$$

Substituindo (A.9) e (A.10) em (A.8), tem-se:

$$\frac{v_c}{v_i} = \frac{R_{fz} + \frac{1}{sC_f}}{R_{ip} + \frac{R_{iz}}{1 + sR_{iz}C_i}} = \frac{(1 + sR_{fz}C_f) / sC_f}{\frac{R_{iz} + sC_i R_{ip} R_{iz} + R_{ip}}{1 + sC_i R_{iz}}} \quad (\text{A.11})$$

Manipulando algebricamente (A.11) tem-se:

$$\frac{v_c}{v_i} = \frac{(1 + sR_{fz}C_f)(1 + sR_{iz}C_i)}{sC_f (R_{iz} + sC_i R_{ip} R_{iz} + R_{ip})} \quad (\text{A.12})$$

Que resulta em:

$$H_i(s) = \frac{(1 + sR_{iz}C_i)(1 + sR_{fz}C_f)}{sC_f (R_{iz} + R_{ip}) \left( 1 + sC_i \frac{R_{iz}R_{ip}}{R_{iz} + R_{ip}} \right)} \quad (\text{A.13})$$

## APÊNDICE B

### PROGRAMAÇÃO DA SENÓIDE DE REFERÊNCIA

#### B.1 PROGRAMA IMPLEMENTADO PARA GERAÇÃO DA REFERÊNCIA

##### SENOIDAL

O Programa em Basic [17] utilizado para gerar a senóide de referência do conversor CC-CA a partir de uma memória EPROM é apresentado a seguir.

```

'***** GERADOR SENOIDAL *****

CONST PI = 3.141592654#
K = 0
U = 0
I = 0

OPEN "c:\basic\seno.hex" FOR OUTPUT AS #1

WHILE K < 2560

'***** Equacao *****

      Y = 128 + 53 * SIN((2 * PI / 2560) * K)

'***** Gerador de padrao HEX *****

      IF K = U * 16 OR K = 0 THEN
        U = U + 1
        IF TOTAL = 0 THEN
          GOTO 2
        END IF
        IF TOTAL < 255.5 THEN
          PRINT #1, "0";
          PRINT #1, HEX$(TOTAL)
        ELSE
          PRINT #1, HEX$(TOTAL)
        END IF
        TOTAL = 0
        PRINT #1, ""
        PRINT #1, ":10";
        IF K < 16 THEN
          PRINT #1, "000";
        ELSE
          IF K < 256 THEN
            PRINT #1, "00";
          ELSE
            PRINT #1, "0";
          END IF
        END IF
      END IF
2

```



## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BARBI, Ivo. **Projetos de Fontes Chaveadas**. Edição do Autor. Florianópolis, 2001.
- [2] BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**. Edição do Autor (4ª Edição). Florianópolis, 2002.
- [3] BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar C. **Conversores CC-CC Básicos não Isolados**, Edição dos Autores. Florianópolis, 2000.
- [4] BASCOPE, René P. T.; PERIN, Arnaldo J. **O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência**. Sagra Luzzatto. Florianópolis, 1997.
- [5] MELLO, Luiz Fernando P. de. **Projetos de Fontes Chaveadas**. Érica, 1987.
- [6] ROMANO, Hélio D. **Filtros e Linhas**. Ed. Campus. Rio de Janeiro, 1982.
- [7] HAYT Jr., William H.; KEMMERLY, Jack E. **Análise de Circuitos em Engenharia**. McGraw-Hill, 1973.
- [8] BEDFORD, B. D.; HOFT, R. G. **Principles of Inverter Circuits**. John Wiley & Sons, 1964.
- [9] McLYMAN, Colonel Wm. T. **Transformer and Inductor Design Handbook**. Marcel Decker. New York, 1988.
- [10] ERICKSON, Robert W. **Fundamentals of Power Electronics**. Chapman & Hall, 1997.
- [11] BOYLESTAD, Robert; NASHELSKY, Louis. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**. Prentice-Hall. New Jersey, 1994.
- [12] BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar C. **Teoria Fundamental da Eletrônica de Potência**. Documento Interno (INEP – 2001).
- [13] BARBI, I.; ILLA FONT, C. H.; ALVES, R. L. **Projeto Físico de Indutores e Transformadores**. Documento Interno (INEP – 2002).
- [14] PERIN, Arnaldo J. **Modulação PWM**. Documento Interno (INEP – 2000).

- [15] FAGUNDES, João C. dos S. **Transformadores e Indutores para Conversores Estáticos Operando em Alta Freqüência**. Documento Interno (INEP – 2003).
- [16] SOUZA, A. F.; BARBI, I. **Retificadores de Alto Fator de Potência**. Documento Interno (INEP – 1996).
- [17] ROMANELI, Eduardo. **Gerador de Referência Senoidal Digital**, Documento Interno (INEP – 1996).
- [18] ROMANELI, Eduardo. **Diagrama de Blocos e Esquema de Controle de um Inversor Senoidal de 10kVA**. Documento Interno (INEP – 2000).
- [19] NOVAES, Yales R.; BARBI, Ivo. **Design of an Active Filter for Fuel Cell Systems**. In: Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (2003: Fortaleza, CE) Anais. P. 422-427;
- [20] NOVAES, Yales R. **Condicionadores de Energia Para Sistema de Células à Combustível**. Florianópolis, 2003. Exame de Qualificação – INEP, UFSC.
- [21] BARAÚNA, Allan P. **Paralelismo de Inversores de Tensão Controlados pelo Valor Médio Instantâneo**. Florianópolis, 2003. Dissertação de Mestrado – INEP, UFSC.
- [22] PRIMO Jr., Arlindo R. **Regulação da Demanda de Energia em um Sistema de Propulsão para um Veículo Elétrico Híbrido Série**. Natal, 2002. Dissertação de Mestrado – LECA, UFRN.
- [23] SERPA, Leonardo A. **Estudo e Implementação de um Sistema Gerador de Energia Empregando Células a Combustível do Tipo PEM**, Florianópolis, 2004. Dissertação de Mestrado – INEP, UFSC.
- [24] PERAÇA, Mauro T. **Conversores CC-CC Elevadores para Aplicação em Equipamentos de Refrigeração**. Florianópolis, 2002. Dissertação de Mestrado – INEP, UFSC.
- [25] SILVA, Faruk J. N. **Estudo de um Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo**. Florianópolis, 1998. Dissertação de Mestrado – INEP, UFSC.
- [26] TORRI, Paulo J. **Inversor de Corrente a Transistores com Modulação PWM e sua Aplicação em Fontes Ininterruptas de Energia**. Florianópolis, 1986. Dissertação de Mestrado – INEP, UFSC.

- [27] SEGALA, José J. C. **Estudo e Modelagem de um Inversor Modulado por Valores Instantâneos de Tensão**. Florianópolis, 1993. Dissertação de Mestrado – INEP, UFSC.
- [28] BOLACELL, Júlio C. O. **Estudo e Realização de um Inversor para um No-Break**. Florianópolis, 1987. Dissertação de Mestrado – INEP, UFSC.
- [29] CARDOSO, César M. **Estudo e Realização de um Estabilizador de Tensão Alternada a Transistor de Potência**. Florianópolis, 1986. Dissertação de Mestrado – INEP, UFSC.
- [30] PRADO, Ricardo N. **Estudo e Realização de um Sistema No-Break não convencional a Transistores de Potência com a Modulação 180°**. Florianópolis, 1987. Dissertação de Mestrado – INEP, UFSC.
- [31] VIRGUETTI, Sandro B. **Estudo de um Inversor com Comutação não-dissipativa e Tensão de Saída Senoidal para Cargas não-lineares**. Florianópolis, 1992. Dissertação de Mestrado – INEP, UFSC.
- [32] DEMONTI, Rogers. **Sistema de Co-geração de Energia a Partir de Painéis Fotovoltaicos**. Florianópolis, 1998. Dissertação de Mestrado – INEP, UFSC.
- [33] SILVA, Douglas P. da. **Sistema Eletrônico para Processamento de Energia Solar Fotovoltaica, Operando na Máxima Transferência de Potência, com Aplicação na Alimentação de Refrigeradores Convencionais**, Florianópolis, 2003. Dissertação de Mestrado – INEP, UFSC.
- [34] SILVA Jr., Elias T. da. **Análise e Projeto de Compensadores para o Conversor Boost**. Florianópolis, 1994. Dissertação de Mestrado – INEP, UFSC.
- [35] GUEDES, J. A. da M. **Conversor de Tensão Alternada com Entrada Monofásica e Saída Trifásica, para Aplicações Rurais**. Florianópolis, 2000. Dissertação de Mestrado – INEP, UFSC.
- [36] SOUZA, Fabiana Pöttker de. **Correção de Fator de Potência para Instalações de Baixa Potência Empregando Filtros Ativos**. Florianópolis, 2000. Tese de Doutorado – INEP, UFSC.
- [37] DEMONTI, Rogers. **Processamento de Energia Elétrica Proveniente de Módulos Fotovoltaicos**. Florianópolis, 2003. Tese de Doutorado – INEP, UFSC.