

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**



Carlos Elmano de Alencar e Silva

**INVERSOR MONOFÁSICO ISOLADO EM ALTA
FREQUÊNCIA COM AMPLA FAIXA
DE TENSÃO DE ENTRADA**

Fortaleza, janeiro de 2007.

CARLOS ELMANO DE ALENCAR E SILVA

**INVERSOR MONOFÁSICO ISOLADO EM ALTA
FREQUÊNCIA COM AMPLA FAIXA DE TENSÃO DE
ENTRADA**

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

Orientador:

Demercil de Souza Oliveira Júnior

Fortaleza, janeiro de 2007.

INVERSOR MONOFÁSICO ISOLADO EM ALTA FREQUÊNCIA COM
AMPLA FAIXA DE TENSÃO DE ENTRADA

Carlos Elmano de Alencar e Silva

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

Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr.
Orientador

Prof. Otacílio da Mota Almeida, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Eng. Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr.
Presidente

Prof. , Dr.

Prof. , Dr.

Prof. , Dr.

“A imaginação é mais importante que o conhecimento”.

(Albert Einstein)

Aos meus pais, Maria Amélia de Alencar e Manuel dos Reis Almeida da Silva, pelo sustento e apoio que me permitiram alcançar esse objetivo e por jamais terem descuidado de minha educação.

AGRADECIMENTO

Quero agradecer em primeiro lugar a Deus, sabedoria em si, pelo dom da vida. Não posso deixar de manifestar também minha gratidão aos meus pais, Maria Amélia de Alencar e Manuel dos Reis Almeida da Silva, pelo amor, dedicação e desvelo educacional para comigo. Meu muito obrigado à professora PhD. Ruth Pastora Saraiva Leão pelo auxílio e confiança que me abriram os horizontes acadêmicos, sem os quais não teria chegado até aqui.

Agradeço ainda ao meu orientador, professor Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior, peça fundamental na elaboração deste trabalho, pela confiança em mim depositada, pela presença constante, pela disponibilidade nos momentos de dificuldade e pela experiência e conhecimento transmitidos.

Ao professor Dr. René Torrico Bascopé, elemento chave na minha formação acadêmica. A todos os professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, pelos conhecimentos transmitidos.

Aos companheiros de laboratório que tanto contribuíram com sugestões e auxílio nos momentos de dificuldade. Ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) da Universidade Federal do Ceará (UFC), no qual desenvolvi minhas atividades.

À Financiadora de Estudos e Projetos (FINEP) pelo apoio financeiro.

Silva, C. E. A. “INVERSOR MONOFÁSICO ISOLADO EM ALTA FREQUÊNCIA COM AMPLA FAIXA DE TENSÃO DE ENTRADA”, Universidade Federal do Ceará – UFC, 2007, 154p.

Essa dissertação apresenta a análise, o projeto, a simulação e os resultados experimentais de um inversor monofásico, isolado em alta frequência, capaz de operar com ampla faixa de tensão de entrada. Dessa forma, esse conversor se encaixa em aplicações com fontes alternativas de energia e em aplicações com baterias. A topologia desenvolvida consiste em uma estrutura de dois estágios de processamento de potência. O primeiro estágio é implementado por um conversor *push-pull* responsável pela isolação elétrica em alta frequência e pela elevação da tensão de entrada, fornecendo em sua saída uma tensão contínua e regulada de 420V. O segundo estágio de processamento de potência é implementado por um inversor ponte completa responsável pela modulação senoidal da tensão de saída. É apresentada a análise de cada um dos estágios de processamento de potência, em seguida, o projeto completo do circuito de potência é feito para um protótipo de 400VA, com tensão de saída de 220V eficaz, frequência de saída de 400Hz, e tensão de entrada entre 60V e 90V. É feita a compensação em frequência de cada um dos estágios de processamento de potência, garantindo a estabilidade de operação, a regulação da tensão de saída mediante variações de carga e redução da ondulação de 800Hz introduzida na corrente pelo inversor ponte completa. O projeto completo dos compensadores e a estrutura dos circuitos de controle são apresentados. São mostrados os resultados de simulação do conversor projetado para diversas cargas e condições extremas de operação, os quais dão suporte à montagem do protótipo. Finalmente são apresentados os principais resultados experimentais do protótipo montado em laboratório.

Palavras-chave: Conversão CC-CA, Isolação em alta frequência, Tensão de entrada variável, Alta taxa de elevação.

Silva, C. E. A. “A SINGLE-PHASE INVERTER WITH HIGH-FREQUENCY ISOLATION AND WITH LARGE INPUT VOLTAGE RANGE”, Universidade Federal do Ceará – UFC, 2007, 154p.

This dissertation presents the analysis, design, simulation and experimental results of a single-phase high frequency isolated inverter, capable to operate with large input voltage range. Thus, this converter is feasible to alternative energy applications and battery source energy applications. The developed topology consists of a two stages structure of power processing. The first power processing stage is implemented by a push-pull converter to response by electrical isolation and by input voltage level rise, supplying continuous and regulated voltage in 420V. The second power processing stage is implemented by a full-bridge inverter, responsible by sine modulation of output voltage. The analysis of each one of the power processing stages is presented, after that, the full design of the power circuit is executed for a 400VA prototype, with 220V rms output voltage, 400Hz output frequency and 60-90V input voltage range. The frequency compensation is executed for each one of the power processing stages, assuring the operation stability, voltage regulation in load variations and 800Hz ripple attenuation inserted by full-bridge inverter. The full design of the controllers and general structure of the control circuits are shown. The simulation results of the designed converter for diverse loads and extreme operation conditions are present, which gives support to the build of the prototype. Finally the main experimental results of the laboratory prototype are shown.

Key-words: DC-AC conversion, High frequency isolation, Input voltage variable, High elevation ratio.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	XV
LISTA DE TABELAS	XX
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	XXI
LISTA DE SÍMBOLOS	XXII
INTRODUÇÃO	1
CAPÍTULO 1 – CONVERSÃO CC-CA.....	4
1.1 Introdução	4
1.2 Isolamento elétrico	4
1.3 Conversão CC-CA de estágio simples.....	6
1.3.1 Topologias de quatro interruptores	7
1.3.2 Topologias de seis interruptores	8
1.4 Conversão CC-CA de múltiplos estágios	9
1.4.1 Conversão CC-CA-CA.....	9
1.4.2 Conversão CC-CC-CA.....	10
1.4.3 Conversão CC-CA-CC-CA	12
1.5 Escolha da topologia.....	14
1.5.1 Primeiro estágio	14
1.5.2 Segundo estágio	15
1.5.3 Terceiro estágio.....	16
1.6 Diagrama esquemático da estrutura escolhida	17
1.7 Considerações finais	17
CAPÍTULO 2 – ANÁLISE COMPLETA DO CONVERSOR IMPLEMENTADO	18
2.1 Introdução	18
2.2 Conversor CC-CC push-pull	18
2.2.1 Modulação dos interruptores	19
2.2.2 O problema da dispersão	21
2.2.3 O problema da saturação	22
2.2.4 Operação do conversor CC-CC push-pull.....	23

2.2.5	Equacionamento.....	27
2.3	Inversor ponte completa.....	30
2.3.1	Modulação bipolar	31
2.3.2	Modulação unipolar	32
2.3.3	Modulação PWM senoidal	34
2.3.4	Escolha da modulação.....	35
2.3.5	Equacionamento.....	35
2.4	Modelagem da estrutura.....	36
2.4.1	Modelagem do conversor push-pull.....	37
2.4.2	Modelagem do inversor ponte completa	39
2.5	Considerações finais	39
CAPÍTULO 3 – EXEMPLO DE PROJETO		40
3.1	Introdução	40
3.2	Especificações	40
3.2.1	Especificações gerais	40
3.2.2	Especificações do conversor push-pull	41
3.2.3	Especificações do inversor ponte completa.....	41
3.3	Projeto do filtro LC de entrada.....	41
3.3.1	Cálculos preliminares.....	41
3.3.2	Crítérios de escolha do capacitor do filtro de entrada.....	44
3.3.3	Especificação do capacitor do filtro de entrada.....	45
3.3.4	Cálculo da indutância do filtro de entrada.....	45
3.3.5	Projeto físico do indutor do filtro de entrada.....	46
3.4	Projeto do conversor push-pull.....	49
3.4.1	Esforços elétricos nos interruptores	49
3.4.2	Escolha dos interruptores	49
3.4.3	Perdas nos interruptores	50
3.4.4	Esforços elétricos nos enrolamentos do transformador	51
3.4.5	Projeto do transformador.....	52
3.4.6	Escolha dos diodos da ponte retificadora.....	55
3.4.7	Escolha do capacitor do filtro intermediário	55
3.4.8	Cálculo da indutância do filtro intermediário.....	56
3.4.9	Projeto do indutor do filtro intermediário	57
3.5	Controle do conversor push-pull	59
3.5.1	Método de controle	59
3.5.2	Realimentação de tensão	61
3.5.3	Modulador (gerador de PWM)	63
3.5.4	Proteções de corrente	65
3.5.5	Projeto do compensador	67
3.6	Projeto do inversor ponte completa.....	73

3.6.1	Escolha do interruptor	73
3.6.2	Cálculo das perdas	75
3.6.3	Cálculo térmico.....	75
3.6.4	Projeto do filtro de saída	76
3.6.5	Escolha do capacitor do filtro de saída	76
3.6.6	Projeto do indutor do filtro de saída	76
3.7	Controle do inversor ponte completa.....	79
3.7.1	Realimentação de tensão	79
3.7.2	Gerador da senoide de referência.....	80
3.7.3	Compensador de nível CC.....	81
3.7.4	Gerador de PWM e circuito de comando dos interruptores	82
3.7.5	Proteção de corrente.....	83
3.7.6	Projeto do compensador de frequência	84
3.8	Diagrama esquemático do circuito de potência.....	87
3.9	Considerações finais	88
CAPÍTULO 4 – RESULTADOS DE SIMULAÇÃO		89
4.1	Introdução	89
4.2	Esquemáticos de simulação.....	90
4.3	Resultados de simulação para carga resistiva	92
4.3.1	Tensão e corrente no filtro de entrada.....	92
4.3.2	Tensão e corrente nos interruptores do conversor push-pull.....	95
4.3.3	Tensão sobre os diodos das pontes retificadoras	97
4.3.4	Tensão aplicada ao filtro intermediário.....	98
4.3.5	Corrente nos elementos do filtro intermediário	100
4.3.6	Corrente drenada pelo inversor ponte completa	103
4.3.7	Tensão e corrente nos interruptores do inversor ponte completa	104
4.3.8	Tensão e corrente no filtro de saída	106
4.3.9	Conteúdo harmônico e THD da tensão de saída.....	107
4.4	Resultados de simulação para carga RL ($f_p = 0,7$).....	108
4.4.1	Corrente no indutor do filtro de entrada.....	108
4.4.2	Corrente no indutor do filtro intermediário	108
4.4.3	Corrente drenada pelo inversor ponte completa	109
4.4.4	Corrente no indutor do filtro de saída	109
4.4.5	Tensão e corrente na carga	110
4.4.6	THD da tensão de saída.....	111
4.5	Resultados de simulação para carga não-linear.....	111
4.5.1	Corrente no indutor do filtro de entrada.....	111
4.5.2	Corrente no indutor do filtro intermediário	112
4.5.3	Corrente drenada pelo inversor ponte completa	112
4.5.4	Corrente no indutor do filtro de saída	112

4.5.5	Tensão e corrente na carga	113
4.5.6	THD da tensão de saída.....	114
4.6	Degraus de tensão de entrada.....	114
4.6.1	Degrau de tensão de entrada de 90V para 60V	115
4.6.2	Degrau de tensão de entrada de 60V para 90V	117
4.7	Degraus de carga resistiva.....	119
4.7.1	Degrau de carga de 10% para 100% e tensão de entrada de 60V.....	119
4.7.2	Degrau de carga de 100% para 10% e tensão de entrada de 60V.....	121
4.7.3	Degrau de carga de 10% para 100% e tensão de entrada de 90V.....	123
4.7.4	Degrau de carga de 100% para 10% e tensão de entrada de 90V.....	125
4.8	Considerações finais	127
CAPÍTULO 5 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS		128
5.1	Introdução	128
5.2	Diagrama esquemático do circuito de potência.....	128
5.3	Resultados experimentais para carga resistiva	129
5.3.1	Tensão e corrente no filtro de entrada.....	129
5.3.2	Tensão e corrente nos interruptores do push-pull.....	130
5.3.3	Corrente nos enrolamentos secundários do push-pull.....	131
5.3.4	Tensão sobre os diodos das pontes retificadoras	131
5.3.5	Tensão aplicada ao filtro intermediário.....	132
5.3.6	Corrente no indutor e no capacitor do filtro intermediário	132
5.3.7	Corrente drenada pelo inversor ponte completa	134
5.3.8	Tensão e corrente nos interruptores do inversor ponte completa	134
5.3.9	Tensão e corrente no filtro de saída	135
5.3.10	Conteúdo harmônico da tensão de saída	136
5.4	Degraus de carga resistiva.....	136
5.4.1	Degrau de carga de 10% para 100% da carga nominal.....	136
5.4.2	Degrau de carga de 100% para 10% da carga nominal.....	138
5.5	Resultados experimentais para carga não-linear	140
5.5.1	Tensão e corrente no filtro de entrada.....	140
5.5.2	Tensão e corrente no filtro intermediário	141
5.5.3	Tensão e corrente no filtro de saída	141
5.5.4	Tensão e corrente na carga	142
5.5.5	Conteúdo harmônico e THD da tensão de saída.....	142
5.6	Curvas de rendimento	143
5.6.1	Rendimento do conversor push-pull	143
5.6.2	Rendimento do inversor ponte completa.....	143
5.6.3	Rendimento global	143
5.7	Considerações finais	144

CONCLUSÃO	145
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	147
APÊNDICE A – PROJETO FÍSICO DE INDUTORES	149
ANEXO B – FOLHA DE DADOS DO DISSIPADOR HS8620.....	154

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Conversor CC-CA com isolamento galvânico em baixa frequência.....	5
Figura 1.2 – Conversor CC-CA com isolamento galvânico em alta frequência.	6
Figura 1.3 – Inversor flyback dual de quatro interruptores.....	7
Figura 1.4 – Inversor SEPIC de quatro interruptores.....	7
Figura 1.5 – Inversor Zeta de quatro interruptores.	8
Figura 1.6 – Inversor Cúk de quatro interruptores.....	8
Figura 1.7 – Inversor buck-boost de seis interruptores.....	9
Figura 1.8 – Exemplo de conversor CC-CA-CA.....	10
Figura 1.9 – Inversor flyback de dois estágios isolado.	11
Figura 1.10 – Inversor flyback com armazenamento capacitivo intermediário.	11
Figura 1.11 – Diagrama de blocos da conversão CC-CA-CC-CA com link CC real.....	12
Figura 1.12 – Diagrama de blocos da conversão CC-CA-CC-CA com pseudo link CC.....	13
Figura 1.13 – Topologias clássicas de inversores monofásicos.	14
Figura 1.14 – Diagrama esquemático da estrutura escolhida.	17
Figura 2.1 – Estrutura padrão do inversor push-pull.	19
Figura 2.2 – Formas de onda relacionadas a modulação PWM de três níveis.	20
Figura 2.3 – Diagrama esquemático do push-pull com representação da dispersão.	21
Figura 2.4 – Curva de histerese típica.	22
Figura 2.5 – Conversor push-pull ideal.	23
Figura 2.6 – Etapas de operação do conversor push-pull ideal.	24
Figura 2.7 – Principais formas de onda de tensão associadas à operação do push-pull.	25
Figura 2.8 – Principais formas de onda de corrente associadas à operação do push-pull.....	26
Figura 2.9 – Esboço da forma de onda da corrente que circula por C_1	29
Figura 2.10 – Gráfico do valor eficaz da corrente parametrizada em C_1 vs. razão cíclica.	29
Figura 2.11 – Diagrama esquemático do inversor ponte completa.....	31
Figura 2.12 – Principais formas de onda associadas à modulação bipolar.	32
Figura 2.13 – Principais formas de onda associadas à modulação unipolar.	33
Figura 2.14 – Principais formas de onda associadas à modulação unipolar senoidal.....	34

Figura 2.15 – Diagrama esquemático do conversor push-pull.	37
Figura 2.16 – Modelo do conversor push-pull.....	38
Figura 2.17 – Diagrama esquemático do inversor ponte completa.....	39
Figura 3.1 – Diagrama de blocos do Controle Modo Tensão.....	60
Figura 3.2 – Diagrama esquemático do amplificador de erro FOD2741A.	61
Figura 3.3 – Diagrama esquemático do circuito de realimentação de tensão.	62
Figura 3.4 – Diagrama de blocos do CI SG3525.....	63
Figura 3.5 – Diagrama esquemático da configuração geral do SG3525.....	65
Figura 3.6 – Esquema geral das proteções de corrente.	66
Figura 3.7 – Esquema completo das proteções de corrente.....	67
Figura 3.8 – Ganho do sistema não compensado.....	69
Figura 3.9 – Fase do sistema não compensado.....	69
Figura 3.10 – Compensador do conversor <i>push-pull</i>	70
Figura 3.11 – Ganho do sistema compensado.	72
Figura 3.12 – Fase do sistema compensado.	73
Figura 3.13 – Circuito de realimentação de tensão do inversor ponte completa.....	79
Figura 3.14 – Circuito do gerador da senoide de referência.....	80
Figura 3.15 – Diagrama esquemático do compensador de nível CC.....	81
Figura 3.16 – Circuito gerador de PWM do inversor ponte completa.....	82
Figura 3.17 – Circuito de comando do inversor ponte completa.....	82
Figura 3.18 – Diagrama esquemático da proteção de corrente do inversor ponte completa....	83
Figura 3.19 – Diagrama de Bode da $FTLA_{sc}(s)$ do inversor ponte completa.....	84
Figura 3.20 – Estrutura do circuito compensador do inversor ponte completa.....	85
Figura 3.21 – Diagrama de Bode da $FTLA_{cc}(s)$ do inversor ponte completa.....	87
Figura 3.22 – Diagrama esquemático final do circuito de potência.	88
Figura 4.1 – Diagrama de simulação do circuito de potência do conversor push-pull.	90
Figura 4.2 – Diagrama de simulação do circuito de potência do inversor ponte completa.....	90
Figura 4.3 – Diagrama de simulação do circuito de controle do inversor ponte completa.	91
Figura 4.4 – Diagrama de simulação do circuito de controle do conversor push-pull.	92
Figura 4.5 – Corrente no indutor do filtro de entrada para $V_e = 60V$	92
Figura 4.6 – Corrente no indutor do filtro de entrada para $V_e = 90V$	93
Figura 4.7 – Corrente de entrada para frequência de cruzamento de 200Hz e $V_e = 90V$	93
Figura 4.8 – Ondulação de tensão sobre o capacitor do filtro de entrada para $V_e = 60V$	94
Figura 4.9 – Ondulação de tensão sobre o capacitor do filtro de entrada para $V_e = 90V$	94

Figura 4.10 – Tensão sobre o interruptor S_1 do conversor push-pull para $V_e = 60V$	95
Figura 4.11 – Tensão sobre o interruptor S_1 do conversor push-pull para $V_e = 90V$	95
Figura 4.12 – Corrente no interruptor S_1 do conversor push-pull para $V_e = 60V$	96
Figura 4.13 – Corrente no interruptor S_1 do conversor push-pull para $V_e = 90V$	96
Figura 4.14 – Tensão sobre o diodo D_8 para $V_e = 60V$	97
Figura 4.15 – Tensão sobre o diodo D_8 para $V_e = 90V$	97
Figura 4.16 – Corrente em D_8 para $V_e = 60V$	98
Figura 4.17 – Corrente em D_8 para $V_e = 90V$	98
Figura 4.18 – Tensão aplicada ao filtro intermediário para $V_e = 60V$	99
Figura 4.19 – Tensão aplicada ao filtro intermediário para $V_e = 90V$	99
Figura 4.20 – Corrente no indutor do filtro intermediário para $V_e = 60V$	100
Figura 4.21 – Detalhe da ondulação em alta frequência da corrente em L_2 para $V_e = 60V$. .	100
Figura 4.22 – Corrente no indutor do filtro intermediário para $V_e = 90V$	101
Figura 4.23 – Detalhe da ondulação em alta frequência da corrente em L_2 para $V_e = 90V$. .	101
Figura 4.24 – Corrente através de C_2 e seu valor eficaz para $V_e = 60V$	102
Figura 4.25 – Corrente através de C_2 e seu valor eficaz para $V_e = 90V$	102
Figura 4.26 – Corrente drenada pelo inversor ponte completa para $V_e = 60V$	103
Figura 4.27 – Corrente drenada pelo inversor ponte completa para $V_e = 90V$	103
Figura 4.28 – Tensão sobre o interruptor S_5 do inversor ponte completa para $V_e = 60V$	104
Figura 4.29 – Tensão sobre o interruptor S_5 do inversor ponte completa para $V_e = 90V$	104
Figura 4.30 – Correntes em S_5 e S_6 do inversor ponte completa para $V_e = 60V$	105
Figura 4.31 – Correntes em S_5 e S_6 do inversor ponte completa para $V_e = 90V$	105
Figura 4.32 – Corrente no indutor do filtro de saída (L_3).....	106
Figura 4.33 – Detalhe da ondulação em alta frequência da corrente em L_3	106
Figura 4.34 – Tensão sobre o capacitor do filtro de saída (C_3).	107
Figura 4.35 – Conteúdo harmônico da tensão de saída do inversor ponte completa.....	107
Figura 4.36 – Corrente no indutor do filtro de entrada (L_1).	108
Figura 4.37 – Corrente no indutor do filtro intermediário (L_2).	108
Figura 4.38 – Corrente drenada pelo inversor ponte completa.....	109
Figura 4.39 – Corrente no indutor do filtro de saída (L_3).....	109
Figura 4.40 – Detalhe da ondulação em alta frequência da corrente em L_3	110
Figura 4.41 – Tensão e corrente na carga RL.....	110
Figura 4.42 – Conteúdo harmônico da tensão de saída.....	111
Figura 4.43 – Corrente no indutor do filtro de entrada (L_1).	111

Figura 4.44 – Corrente no indutor do filtro intermediário (L_2).	112
Figura 4.45 – Corrente drenada pelo inversor ponte completa.....	112
Figura 4.46 – Corrente no indutor do filtro de saída (L_3).....	113
Figura 4.47 – Tensão e corrente na carga.....	113
Figura 4.48 – Corrente na carga.....	114
Figura 4.49 – Conteúdo harmônico da tensão de saída.....	114
Figura 4.50 – Tensão de entrada, tensão em C_1 , tensão em C_2 e tensão em C_3	115
Figura 4.51 – Correntes no indutor L_1 , no indutor L_2 , no indutor L_3 e na carga.	116
Figura 4.52 – Tensão de entrada, tensão em C_1 , tensão em C_2 e tensão em C_3	117
Figura 4.53 – Correntes no indutor L_1 , no indutor L_2 , no indutor L_3 e na carga.	118
Figura 4.54 – Tensão no capacitor (C_1) e corrente no indutor (L_1) do filtro de entrada.	119
Figura 4.55 – Tensão no capacitor (C_2) e corrente no indutor (L_2) do filtro intermediário. ..	120
Figura 4.56 – Tensão no capacitor (C_3) e corrente no indutor (L_3) do filtro de saída.	120
Figura 4.57 – Tensão e corrente na carga.....	121
Figura 4.58 – Tensão no capacitor (C_1) e corrente no indutor (L_1) do filtro de entrada.	121
Figura 4.59 – Tensão no capacitor (C_2) e corrente no indutor (L_2) do filtro intermediário. ..	122
Figura 4.60 – Tensão no capacitor (C_3) e corrente no indutor (L_3) do filtro de saída.	122
Figura 4.61 – Tensão e corrente na carga.....	123
Figura 4.62 – Tensão no capacitor (C_1) e corrente no indutor (L_1) do filtro de entrada.	123
Figura 4.63 – Tensão no capacitor (C_2) e corrente no indutor (L_2) do filtro intermediário. ..	124
Figura 4.64 – Tensão no capacitor (C_3) e corrente no indutor (L_3) do filtro de saída.	124
Figura 4.65 – Tensão e corrente na carga.....	125
Figura 4.66 – Tensão no capacitor (C_1) e corrente no indutor (L_1) do filtro de entrada.	125
Figura 4.67 – Tensão no capacitor (C_2) e corrente no indutor (L_2) do filtro intermediário. ..	126
Figura 4.68 – Tensão no capacitor (C_3) e corrente no indutor (L_3) do filtro de saída.	126
Figura 4.69 – Tensão e corrente na carga.....	127
Figura 5.1 – Diagrama esquemático do circuito de potência do conversor.	128
Figura 5.2 – Tensão (1 - 50V/div - 1ms/div) em C_1 e corrente (2 - 2,5A/div - 1ms/div) em L_1	130
Figura 5.3 – Tensão (1 - 100V/div - 10us/div) e corrente (2 - 10A/div - 10us/div) em S_1	130
Figura 5.4 – Corrente nos enrolamentos secundários do push-pull (1A/div - 10us/div).	131
Figura 5.5 – Tensão sobre um diodo das pontes retificadoras (200V/div - 10us/div).	131
Figura 5.6 – Tensão (500V/div - 10us/div) aplicada ao filtro intermediário.....	132
Figura 5.7 – Corrente (500mA/div - 1ms/div) no indutor do filtro intermediário (L_2).....	132

Figura 5.8 – Ondulação de corrente em alta frequência em L_2 (500mA/div - 10us/div).	133
Figura 5.9 – Corrente (2A/div - 500us/div) no capacitor do filtro intermediário (C_2).	133
Figura 5.10 – Detalhe da corrente (2A/div - 500us/div) drenada de C_2	134
Figura 5.11 – Corrente (2A/div - 500us/div) drenada pelo inversor ponte completa.	134
Figura 5.12 – Tensão (1 - 200V/div - 10us/div) e corrente (2 - 2A/div - 10us/div) em um dos interruptores do inversor ponte completa.	135
Figura 5.13 – Tensão (1 - 200V/div - 1ms/div) em C_3 e corrente (2 - 5A/div - 1ms/div) em L_3	135
Figura 5.14 – Conteúdo harmônico da tensão de saída do conversor.	136
Figura 5.15 – Tensão (1 - 50V/div - 100ms/div) em C_1 e corrente (2 - 5A/div - 100ms/div) em L_1	136
Figura 5.16 – Tensão (1 - 200V/div - 100ms/div) em C_2 e corrente (2 - 1A/div - 100ms/div) em L_2	137
Figura 5.17 – Tensão (1 - 200V/div - 5ms/div) em C_3 e corrente (2 - 5A/div - 5ms/div) L_3	137
Figura 5.18 – Tensão (1 - 200V/div - 4ms/div) e corrente (2 - 2A/div - 4ms/div) na carga.	138
Figura 5.19 – Tensão (1 - 50V/div - 100ms/div) em C_1 e corrente (2 - 5A/div - 100ms/div) em L_1	138
Figura 5.20 – Tensão (1 - 200V/div - 100ms/div) em C_2 e corrente (2 - 1A/div - 100ms/div) em L_2	139
Figura 5.21 – Tensão (1 - 200V/div - 5ms/div) em C_3 e corrente (2 - 5A/div - 5ms/div) em L_3	139
Figura 5.22 – Tensão (1 - 200V/div - 5ms/div) e corrente (2 - 2A/div - 5ms/div) na carga.	140
Figura 5.23 – Tensão (1 - 50V/div - 1ms) em C_1 e corrente (2 - 2A/div - 1ms) em L_1	140
Figura 5.24 – Tensão (1 - 200V/div - 1ms) em C_2 e corrente (2 - 1A/div - 1ms) em L_2	141
Figura 5.25 – Tensão (1 - 200V/div - 1ms) e corrente (2 - 10A/div - 1ms) no filtro de saída.	141
Figura 5.26 – Tensão (1 - 200V/div - 1ms) e corrente (2 - 10A/div - 1ms) na carga.	142
Figura 5.27 – Conteúdo harmônico da tensão de saída.	142
Figura 5.28 – Curva de rendimento do conversor push-pull.	143
Figura 5.29 – Curva de rendimento do inversor ponte completa.	143
Figura 5.30 – Curva de rendimento global.	144

LISTA DE TABELAS

Tabela 5.1 – Lista de componentes do circuito de potência.....	129
--	-----

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CTR	<i>Current Transfer Ratio</i>
EIA	<i>Energy Information Administration</i>
F.T.	Função de transferência
IEO	<i>International Energy Outlook</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
U.S.	<i>United States</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power System</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

B	Densidade de campo magnético
$C(s)$	F.T. do compensador
C_1	Capacitor do filtro LC de entrada
C_2	Capacitor do filtro LC intermediário
C_3	Capacitor do filtro LC de saída
D	Razão cíclica dos interruptores do conversor <i>push-pull</i>
D_1 a D_8	Diodos das pontes retificadoras
f_1	Frequência de comutação dos interruptores do conversor <i>push-pull</i>
f_2	Frequência de comutação dos interruptores do inversor ponte completa
f_c	Frequência de cruzamento da curva de ganho da $FTLA_{cc}(s)$
f_f	Frequência de corte de um filtro LC
F_m	Ganho do modulador
f_r	Frequência da tensão de saída do conversor
$FTLA_{cc}(s)$	F.T. de laço aberto com compensador
$FTLA_{sc}(s)$	F.T. de laço aberto sem compensador
$G_{fb}(s)$	Função de transferência do inversor ponte completa
G_{S1} e G_{S2}	Sinais de comando dos interruptores S_1 e S_2
$G_{sh}(s)$	Função de transferência do conversor <i>push-pull</i>
H	Intensidade de campo magnético
$H(s)$	Ganho do transdutor
I_e	Corrente drenada pelo conversor <i>push-pull</i>
I_{Lp}	Corrente de enrolamento primário
I_{Ls}	Corrente de enrolamento secundário
I_M	Corrente nos interruptores do conversor <i>push-pull</i>
I_Q	Corrente nos interruptores do inversor ponte completa
I_r	Corrente drenada pelo filtro intermediário
I_s	Corrente na carga

K_d	Ganho da F.T. do conversor <i>push-pull</i>
L_1	Indutor do filtro LC de entrada
L_2	Indutor do filtro LC intermediário
L_3	Indutor do filtro LC de saída
L_{da}	Indutância de dispersão associada ao enrolamento primário ‘a’
L_{db}	Indutância de dispersão associada ao enrolamento primário ‘b’
L_{pa}	Enrolamento primário ‘a’ do transformador <i>push-pull</i>
L_{pb}	Enrolamento primário ‘b’ do transformador <i>push-pull</i>
L_s	Enrolamento secundário do transformador <i>push-pull</i>
L_{sa}	Enrolamento secundário ‘a’ do transformador <i>push-pull</i>
L_{sb}	Enrolamento secundário ‘b’ do transformador <i>push-pull</i>
M_a	Índice de modulação do inversor ponte completa
M_f	Índice de frequência do inversor ponte completa
n	Relação de transformação do transformador <i>push-pull</i>
n_p	Número de espiras do enrolamento primário
n_s	Número de espiras do enrolamento secundário
P_e	Potência de entrada do conversor
P_s	Potência de saída do conversor
Q_{sh}	Fator de amortecimento da F.T. do conversor <i>push-pull</i>
R_{osh}	Resistência de carga do conversor <i>push-pull</i>
R_s	Resistência de carga do conversor
S_1 e S_2	Interruptores do conversor <i>push-pull</i>
S_3 a S_6	Interruptores do inversor ponte completa
T_c	Tempo de condução dos interruptores do conversor <i>push-pull</i>
T_s	Período de comutação dos interruptores do conversor <i>push-pull</i>
V_a	Amostra da tensão de saída do conversor <i>push-pull</i>
V_{AB}	Tensão de saída do inversor ponte completa antes da filtragem
V_c	Tensão de controle
V_D	Tensão sobre os diodos das pontes retificadoras
V_e	Tensão da fonte de entrada
V_i	Tensão de saída do conversor <i>push-pull</i>
V_{Lp}	Tensão de enrolamento primário

V_{Ls}	Tensão de enrolamento secundário
V_M	Tensão nos interruptores do conversor <i>push-pull</i>
V_Q	Tensão nos interruptores do inversor ponte completa
V_r	Tensão aplicada ao filtro LC intermediário
V_s	Tensão de saída do inversor
V_e	Tensão de erro
η	Rendimento global do conversor
η_1	Rendimento do conversor <i>push-pull</i>
η_2	Rendimento do inversor ponte completa
μ_i	Permeabilidade incremental do material magnético
μ_o	Permeabilidade do vácuo
ω_{osh}	Frequência angular natural de oscilação da F.T. do conversor <i>push-pull</i>
ω_{zsh}	Frequência angular do zero da F.T. do conversor <i>push-pull</i>

INTRODUÇÃO

Segundo o *U.S. Department of Energy*, através do relatório *International Energy Outlook 2006* (IEO) da *Energy Information Administration* (EIA), o consumo global de energia crescerá a uma média de 2% ao ano entre 2003 e 2030. Em se tratando especificamente de energia elétrica, o crescimento se dará a uma média de 2,7% ao ano, passando de 14,781 bilhões de kWh em 2003 para 21,699 bilhões de kWh em 2015 e 30,116 bilhões de kWh em 2030 [1].

Sabe-se que a energia elétrica não é diretamente disponibilizada pela natureza em condições de ser utilizada, tendo que ser obtida a partir da transformação de uma outra forma de energia. De forma geral, feita essa transformação a energia elétrica ainda não se encontra pronta para a utilização, necessitando ainda ser processada e finalmente entregue na forma mais apropriada para a carga.

Dentre as diversas formas de geração de energia elétrica, as chamadas fontes alternativas de energia têm sido desenvolvidas e estão ganhando força impulsionadas principalmente pelo aumento da preocupação com as questões ambientais, notadamente o efeito estufa, que promove a mobilização mundial a fim de reduzir a emissão de gases poluentes. Exemplo disso é o tratado de Kyoto, o qual recebe cada vez maior adesão tanto de países desenvolvidos como de países em desenvolvimento, e que estimula a pesquisa de tecnologias que permitam aliviar a pressão sobre os métodos tradicionais de geração de energia a base de combustíveis fósseis.

É cada vez maior também o número de aplicações que têm baterias como fonte de energia, tais como sistemas embarcados e fontes ininterruptas. Assim, este trabalho tem como motivação as aplicações de geração distribuída que utilizem fontes alternativas de energia em tensão contínua e as aplicações que utilizam baterias como fonte de energia, nas quais se necessite alimentar cargas em tensão alternada.

O objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de um inversor monofásico isolado capaz de fornecer uma tensão alternada senoidal (110V ou 220V) a partir de uma tensão contínua de baixo valor e variável. Para alcançar este objetivo são realizadas as seguintes etapas: escolha de uma topologia adequada, estudo dessa topologia, projeto de um inversor

utilizando essa topologia e a simulação do inversor projetado. Concluídas essas etapas é construído um protótipo em laboratório.

O protótipo desenvolvido atende às seguintes especificações: tensão de entrada entre 60V e 90V, tensão de saída de 220V eficaz, frequência de saída de 400Hz e potência nominal de saída de 400VA. Além disso, o conversor é isolado em alta frequência (reduzidos peso e volume) e a tensão de saída apresenta uma distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*) menor que 5%. Essa especificação é baseada na necessidade do sistema elétrico dos trens da Ferrovia Paulista S.A. (FEPASA), os quais necessitam de uma tensão alternada com essas características para a alimentação de equipamentos eletrônicos e têm como fonte de energia um banco de baterias.

▪ **A conversão CC-CA**

Há uma infinidade de topologias que realizam a conversão CC-CA. A determinação de qual topologia deve ser utilizada em uma aplicação específica está intimamente relacionada com as características da fonte de energia disponível e as características da carga a ser alimentada.

Com o intuito de auxiliar na escolha da topologia a ser utilizada em uma determinada aplicação, os conversores CC-CA podem ser classificados, basicamente, quanto ao número de fases (monofásico ou trifásico), quanto a comutação das chaves (suave ou dissipativa), quanto a isolamento elétrica (isolado ou não-isolado) entre a entrada e a(s) saída(s), quanto a relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída e quanto ao número de estágios de conversão (simples ou múltiplos) [2].

Devido ao foco deste trabalho limita-se, de imediato, as topologias inversoras de interesse aquelas que são: monofásicas, isoladas em alta frequência, que tenham capacidade de realizar a adaptação do nível de tensão de entrada ao nível de tensão de saída e que possuam comutação dissipativa. Dentre as diversas topologias existentes, optou-se por utilizar uma topologia de dois estágios de conversão, constituída por um conversor CC-CC *push-pull* e por um inversor ponte completa, ambos cascadeados. A escolha foi baseada nas capacidades de processamento de potência e elevação da tensão, associadas a maior simplicidade dos circuitos de potência e de controle e menores peso e volume.

▪ **Estrutura do trabalho**

No capítulo 1, é dada uma visão geral da conversão CC-CA e realizada a revisão bibliográfica dos principais conversores CC-CA pertinentes ao trabalho. No capítulo 2, são

feitos o estudo e a análise quantitativa da topologia proposta. No capítulo 3, é realizado um exemplo de projeto. No capítulo 4, são apresentados os resultados de simulação para o projeto desenvolvido no capítulo 3. No capítulo 5, são apresentados os resultados experimentais do protótipo montado em laboratório baseado no projeto do capítulo 3.

Capítulo 1 – Conversão CC-CA

1.1 Introdução

A conversão CC-CA é um dos mais significativos e explorados campos da Eletrônica de Potência. Dentre as diversas formas de processamento de energia é uma das mais requisitadas, pois seu leque de aplicações é amplo. Pode-se citar, entre outras, a geração distribuída, as aplicações embarcadas e os sistemas ininterruptos de energia.

Há diversas técnicas e topologias encontradas na literatura capazes de realizar a conversão CC-CA, as quais se distinguem entre si, basicamente, pelas seguintes características:

- 1) Número de fases: monofásico ou trifásico;
- 2) Capacidade ou não de adaptação do nível de tensão de entrada ao nível de tensão da saída;
- 3) Comutação dos interruptores: suave ou dissipativa;
- 4) Presença ou não de isolamento elétrico entre a entrada e a saída;
- 5) Quantidade de estágios de processamento de potência: simples ou múltiplos;

Este trabalho é direcionado às topologias monofásicas, com capacidade de adaptação da tensão de entrada à tensão de saída, com comutação dissipativa e com isolamento elétrica. Como são enfocadas as aplicações com nível de potência mediano, ou seja, menor que 2kW, as topologias com comutação suave, que acarretam o aumento do número de componentes do circuito de potência e a complexidade da modulação, não são abordadas, ficando como opção a utilização de circuitos de auxílio à comutação (*snubber*), se necessário. Tomando como base essas características, a seguir é dada uma visão geral da conversão CC-CA e feita uma revisão bibliográfica dos principais conversores CC-CA.

1.2 Isolamento elétrico

Entende-se por isolamento elétrico a ausência de conexão elétrica entre duas ou mais partes de um circuito elétrico, normalmente entre a entrada e a(s) saída(s), impedindo assim que ocorra a circulação de corrente elétrica entre elas. Quando se deseja que haja fluxo de potência entre partes de um circuito e que, no entanto, não haja circulação de corrente elétrica

entre elas, essas partes devem ser acopladas de outra forma que não a elétrica. Na prática, isso é feito basicamente de duas formas: através do acoplamento magnético ou através do acoplamento óptico.

Normalmente, o acoplamento óptico só é utilizado no processamento de sinais. Em se tratando do fluxo de elevados níveis de potência o acoplamento utilizado é o magnético, o qual proporciona o isolamento galvânico entre as partes a serem isoladas. São várias as razões pelas quais se utiliza isolamento galvânico entre a entrada e a saída de um conversor CC-CA:

- 1) Prevenir a circulação de corrente contínua do lado CC para o lado CA;
- 2) Prevenir, mediante falhas, a circulação de altas correntes através do conversor;
- 3) Proteger o usuário de choques e de correntes de fuga;
- 4) Permite adaptar o nível de tensão da entrada ao nível de tensão da saída;

O isolamento galvânico por sua vez pode ainda ser dividido em isolamento em baixa frequência e isolamento em alta frequência. Sabe-se que, pela própria natureza dos elementos reativos, sejam magnéticos (indutores e transformadores) ou elétricos (capacitores), o volume e o peso de um transformador são inversamente proporcionais a sua frequência de operação.

Portanto, topologias que realizam a isolamento galvânico em baixa frequência, como a mostrada na Figura 1.1, tendem a apresentar um maior peso e volume do que as topologias que realizam o isolamento galvânico em alta frequência, como a mostrada na Figura 1.2. Por outro lado, as topologias que realizam a isolamento elétrica em baixa frequência são simples e com um número reduzido de componentes o que as torna, conseqüentemente, baratas, eficientes, robustas e confiáveis. Por essas características, ainda são muito usadas em aplicações de variados níveis de potência [3].

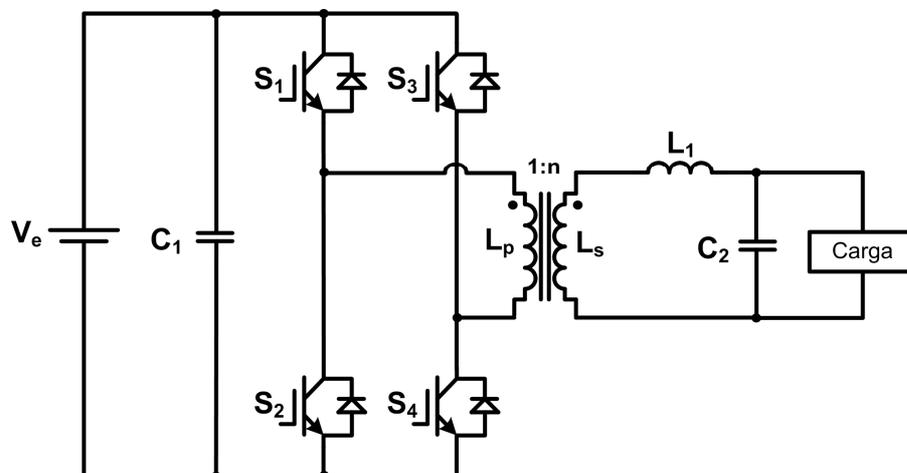


Figura 1.1 – Conversor CC-CA com isolamento galvânico em baixa frequência.

Já a isolamento galvânica em alta frequência permite a redução drástica do volume e do peso do transformador isolador. As desvantagens das topologias que realizam a isolamento em alta frequência são o aumento no número de semicondutores utilizados e a maior complexidade de operação dos circuitos, características que tendem a elevar o custo e a diminuir a eficiência, a robustez e a confiabilidade dessas topologias.

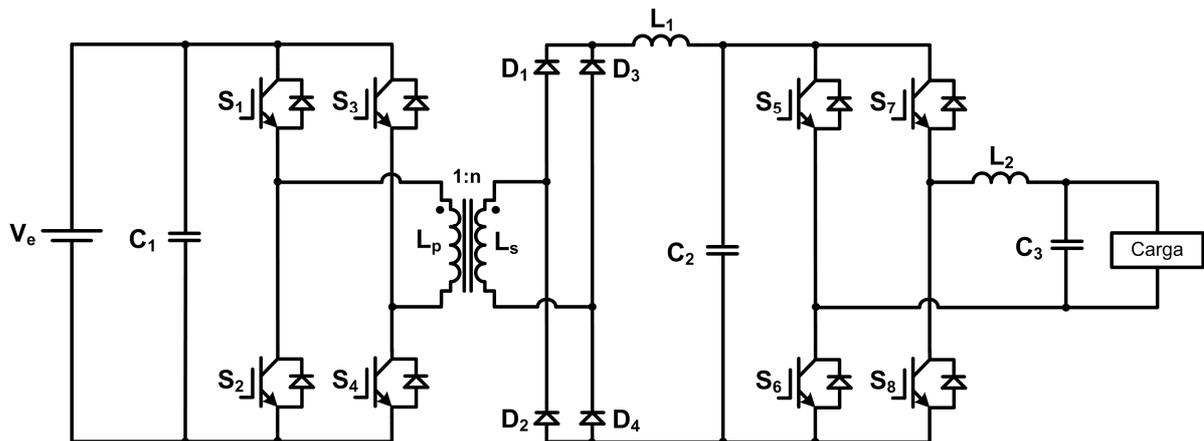


Figura 1.2 – Conversor CC-CA com isolamento galvânico em alta frequência.

Em contrapartida, as topologias que permitem a isolamento elétrica em alta frequência possuem características inexistentes nas topologias que realizam a isolamento em baixa frequência, como: a operação com amplas faixas de variação da tensão de entrada e ausência de ruído audível, que associadas a já citada redução de peso e volume, tornam a isolamento em alta frequência uma forte tendência na Eletrônica de Potência moderna, que preconiza a utilização de mais silício e menos aço.

1.3 Conversão CC-CA de estágio simples

Um conversor CC-CA de estágio simples é aquele que possui um único estágio de processamento de potência, responsável tanto pela adaptação do nível de tensão da entrada ao nível de tensão da saída como pela modulação senoidal da tensão de saída [2]. Há uma grande variedade de conversores CC-CA com essa característica, vários não-isolados [4]-[8] que, por fugirem ao escopo deste trabalho, não são abordados e alguns isolados [9]-[11] que são apresentados mais adiante.

Seguindo a metodologia proposta em [2], os conversores CC-CA isolados de estágio simples podem ser subdivididos, com base no número de semicondutores controlados de potência, em conversores de quatro e seis interruptores. O princípio de funcionamento desses conversores é o mesmo dos conversores *buck-boost* [9]-[10], Cúk, SEPIC [11] e Zeta, bem

conhecidos da teoria de conversão CC-CC: utilizam indutores ou transformadores *flyback* para armazenar energia e promover a isolação elétrica.

1.3.1 Topologias de quatro interruptores

A topologia proposta em [9] é mostrada na Figura 1.3, é composta por dois inversores *flyback* com suas entradas ligadas em paralelo e a carga ligada entre suas saídas. É uma topologia simples, utiliza apenas quatro interruptores, dois capacitores e não necessita de indutores de filtro na saída, pois essa função é realizada pelos enrolamentos secundários dos transformadores *flyback*. Os interruptores de cada *flyback* operam de forma complementar, o que facilita a implementação do circuito de comando. Seus pontos fracos são: a utilização de dois transformadores de alta frequência e a baixa capacidade de processamento de potência, cerca de 160W.

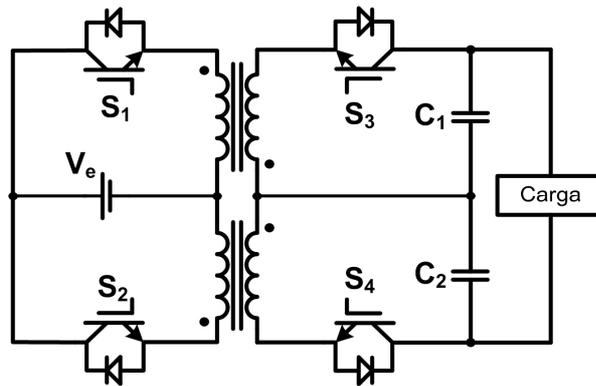


Figura 1.3 – Inversor flyback dual de quatro interruptores.

Seguindo o mesmo princípio do inversor *flyback* dual proposto em [9], outros três conversores CC-CA de estágio simples, isolados e de quatro interruptores são propostos em [11], baseados nos conversores SEPIC, Cúk e Zeta.

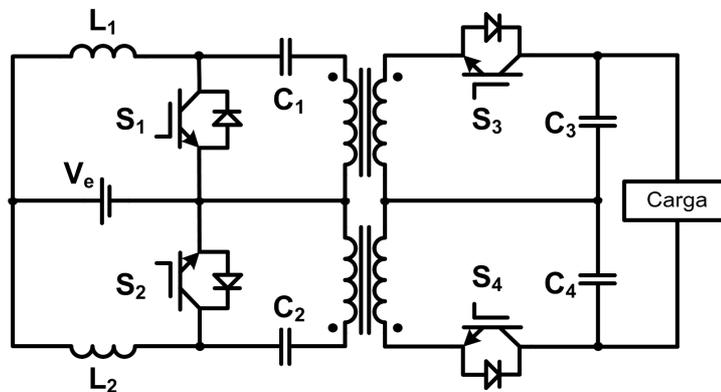


Figura 1.4 – Inversor SEPIC de quatro interruptores.

A Figura 1.4 mostra o diagrama esquemático do inversor SEPIC de quatro interruptores proposto em [11]. É uma topologia que utiliza quatro magnéticos e quatro

capacitores, portanto, mais dispendiosa que a do inversor *flyback* dual. A potência processada relatada foi de apenas 260W. Essa é a única topologia analisada em [11], embora outras duas sejam sugeridas, cujos diagramas esquemáticos são mostrados na Figura 1.5 e na Figura 1.6. Em [11] não são apresentados resultados experimentais para essas duas topologias, mas a potência processada não deve diferir significativamente das demais estruturas apresentadas, ficando em torno de 200W.

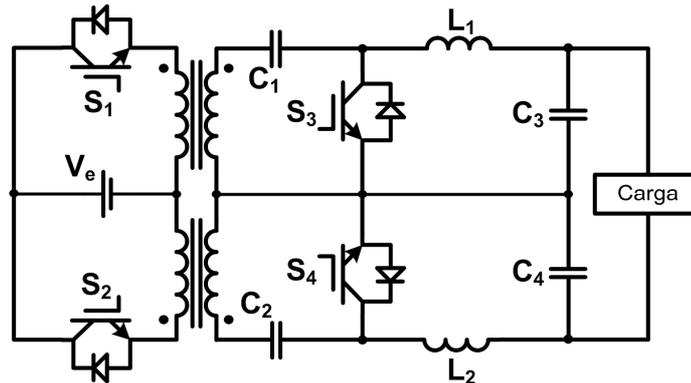


Figura 1.5 – Inversor Zeta de quatro interruptores.

Pode-se notar que a estrutura do inversor Zeta, mostrado na Figura 1.5, equivale à estrutura do inversor SEPIC (Figura 1.4), quanto ao número e tipo dos componentes. Já o inversor Cúk, mostrado na Figura 1.6, é o que necessita do maior número de componentes. Além dos quatro interruptores, necessita de seis magnéticos e seis capacitores, quatro magnéticos e quatro capacitores a mais que o inversor *flyback* dual (Figura 1.3).

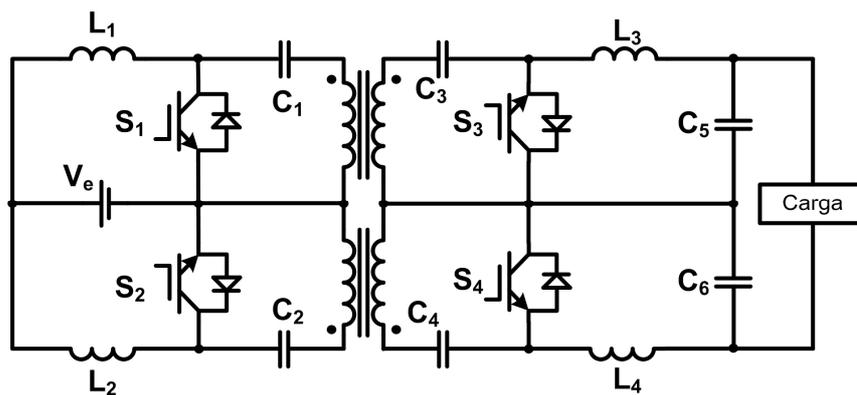


Figura 1.6 – Inversor Cúk de quatro interruptores.

1.3.2 Topologias de seis interruptores

Durante as pesquisas de revisão bibliográfica, apenas uma topologia de estágio simples de seis interruptores isolada foi encontrada. Esta foi proposta em [10] e é composta por dois *choppers buck-boost* em uma ponte de quatro interruptores, como mostra a Figura 1.7. Os outros dois interruptores são conectados em anti-série, de forma a permitir o fluxo

bidirecional de potência, e são utilizados para sincronizar a operação do inversor. É uma topologia relativamente enxuta, utiliza apenas dois magnéticos e dois capacitores. Seus pontos fracos são: a grande quantidade de interruptores em série, acarretando redução de eficiência, e a baixa capacidade de processamento de potência, cerca de 140W [2].

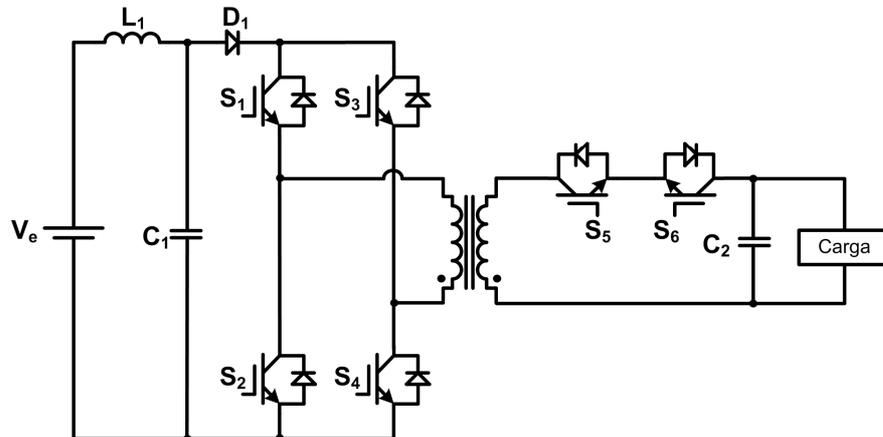


Figura 1.7 – Inversor buck-boost de seis interruptores.

Devido a baixa capacidade de processamento de potência, os inversores isolados de estágio simples, sejam os de quatro ou seis interruptores, não se adequam a proposta deste trabalho e, portanto, não são analisados.

1.4 Conversão CC-CA de múltiplos estágios

Um inversor de múltiplos estágios é definido como um inversor com mais de um estágio de conversão, dentre os quais um ou mais estágios são responsáveis pela adaptação do nível da tensão de entrada ao nível da tensão de saída e/ou isolação elétrica e o último estágio realiza a conversão CC-CA.

Tomando como base os estágios que o compõem, esses conversores podem ser subdivididos em três categorias:

- 1) Conversores CC-CA-CA;
- 2) Conversores CC-CC-CA;
- 3) Conversores CC-CA-CC-CA;

Cada um dos estágios pode ser controlado de forma independente ou de forma sincronizada. A seguir cada uma dessas categorias é tratada separadamente.

1.4.1 Conversão CC-CA-CA

Os conversores CC-CA-CA se inserem especificamente no contexto de aplicações autônomas e acionamento de máquinas rotativas. Nesse tipo de aplicação o fluxo bidirecional

de potência é uma exigência, o que inevitavelmente leva a uma maior complexidade das estruturas de potência.

O princípio de funcionamento desses conversores é o de inverter a tensão contínua de entrada em uma tensão alternada de frequência bem superior a frequência que se deseja na saída, no primeiro estágio. Em seguida essa tensão alternada passa por um transformador de alta frequência, o qual realiza o isolamento galvânico e a adaptação do nível de tensão de entrada ao nível da tensão de saída. Finalmente, o último estágio, também composto por um inversor, compõe a tensão de saída a partir de trechos da tensão alternada em alta frequência. Um exemplo de topologia CC-CA-CA, proposta em [12], é mostrada na Figura 1.8.

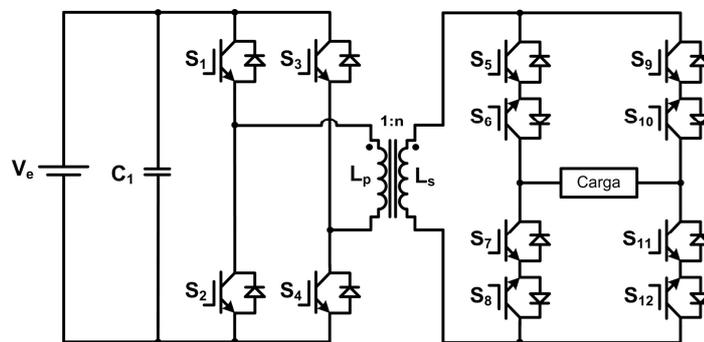


Figura 1.8 – Exemplo de conversor CC-CA-CA.

O conversor da Figura 1.8 é composto por um inversor ponte completa responsável pela primeira inversão, por um transformador de alta frequência e por outro inversor ponte completa responsável pela montagem da tensão de saída na frequência desejada. Esse último inversor ponte completa apresenta uma peculiaridade: são utilizados oito interruptores, ao invés de quatro, colocados dois a dois em anti-série a fim de garantir o fluxo bidirecional de potência.

Esses conversores, em geral, têm uma boa capacidade de processamento de potência mas o elevado número de semicondutores reduz significativamente sua eficiência. Por isso essa categoria de conversores não se adequa a este trabalho.

1.4.2 Conversão CC-CC-CA

A segunda classe de conversores CC-CA de múltiplos estágios são os conversores CC-CC-CA compostos por dois estágios que, em sua maioria, são obtidos através do cascadeamento de um conversor *boost* CC-CC tradicional com um inversor ponte completa.

Seu princípio de funcionamento é muito simples. No primeiro estágio, composto por um conversor CC-CC, é obtida uma elevada tensão contínua com uma ondulação tolerável. No segundo estágio, o inversor ponte completa, operando em alta frequência, é utilizado para

gerar a forma de onda alternada desejada. Não há a necessidade de sincronização entre os dois estágios e a potência de saída é normalmente controlada no segundo estágio.

A maioria das topologias dessa categoria encontradas na literatura são não isoladas, por exemplo as propostas em [3], [13] e [14]. São poucas as estruturas dessa categoria que apresentam isolamento elétrico. Durante a pesquisa bibliográfica apenas duas estruturas isoladas foram encontradas. Há ainda outra limitação quanto a aplicabilidade dessa classe de conversores CC-CA neste trabalho: as duas topologias isoladas encontradas têm característica de fonte de corrente na saída e, portanto, são voltadas para interligação à rede elétrica.

O diagrama esquemático da primeira topologia isolada encontrada é mostrado na Figura 1.9. Trata-se de um conversor *flyback* com saída em corrente cascateado com um inversor ponte completa, proposto em [13].

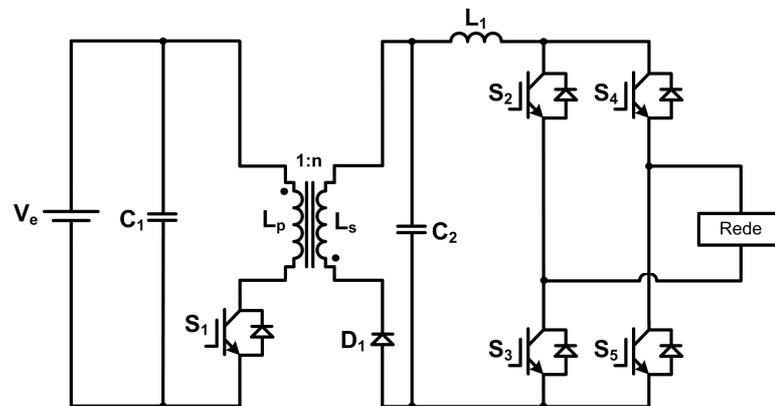


Figura 1.9 – Inversor flyback de dois estágios isolado.

O diagrama esquemático da segunda topologia isolada encontrada, proposta em [15], é mostrado na Figura 1.10. Seu princípio de funcionamento é o seguinte: em uma primeira etapa, energia é armazenada no capacitor C_2 , em seguida parte dessa energia é processada pelo conversor *flyback*.

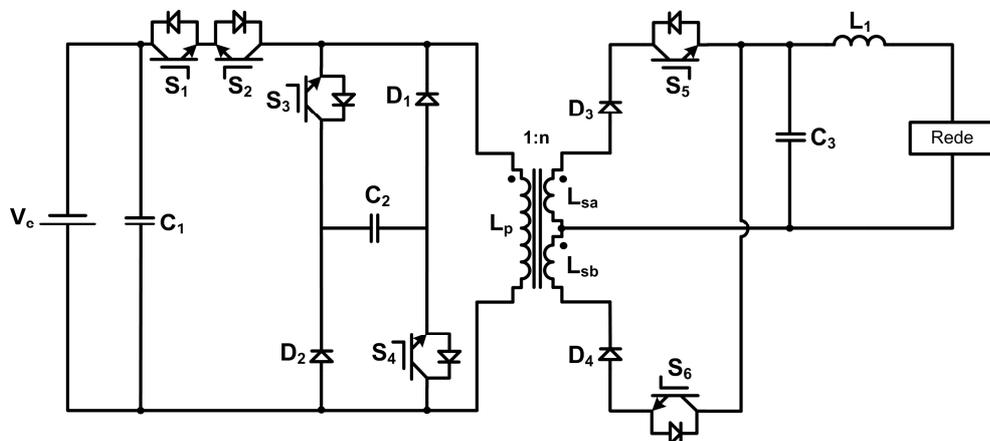


Figura 1.10 – Inversor flyback com armazenamento capacitivo intermediário.

A energia processada pelo *flyback* é transferida para o estágio de saída através do transformador *flyback* e injetada de forma monofásica na rede através dos interruptores S_5 e S_6 e do filtro LC.

A capacidade de processamento de potência da topologia apresentada na Figura 1.9 é de 1kW [2], já a capacidade de processamento de potência da topologia apresentada na Figura 1.10 é de 160W [2]. Embora a topologia da Figura 1.9 tenha uma boa capacidade de processamento de potência, essa categoria de conversores é inadequada ao escopo deste trabalho, já que é voltada para interligação à rede elétrica (saída em corrente).

1.4.3 Conversão CC-CA-CC-CA

A seguir, para finalizar, é abordada a terceira e última categoria de conversores CC-CA de múltiplos estágios. São conversores de três estágios de conversão, voltados principalmente para as aplicações que necessitam de uma alta taxa de elevação da tensão de entrada. Consistem de um conjunto CC-CA-CC, responsável pela elevação e estabilização do nível de tensão de entrada e pelo isolamento elétrico em alta frequência, e de um estágio CC-CA, responsável pelo fornecimento da tensão alternada desejada. O diagrama de blocos da Figura 1.11 ilustra a composição geral dessa classe de conversores.

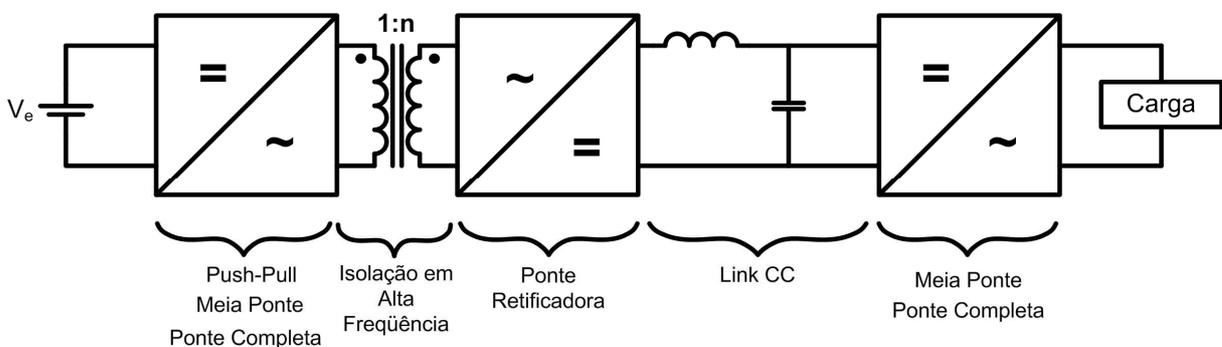


Figura 1.11 – Diagrama de blocos da conversão CC-CA-CC-CA com link CC real.

Como pode ser visto na Figura 1.11, a conversão CC-CA-CC-CA apresenta-se de forma bem organizada e com estágios bem definidos. Cada estágio pode ser implementado por mais de uma estrutura clássica da eletrônica de potência. Assim, o primeiro estágio pode ser implementado por qualquer uma das três topologias inversoras clássicas: *push-pull*, meia ponte ou ponte completa. O segundo estágio pode ser implementado por qualquer estrutura retificadora monofásica, cujo critério de escolha é o nível de tensão no secundário do transformador isolador. O terceiro e último estágio trata-se novamente de uma etapa inversora, mas nesse caso apenas os inversores meia ponte e ponte completa são utilizados.

A estrutura utilizada em cada estágio deve ser definida levando-se em conta, principalmente, dois aspectos: o nível de potência a ser processado e a simplicidade do circuito de potência. O primeiro e o terceiro estágios necessitam, cada um, de um circuito de controle, cuja complexidade deve ser considerada tanto na escolha do circuito de potência como na escolha da própria estratégia de controle.

Um ponto que merece destaque no diagrama da Figura 1.11 é a conexão entre o segundo e o terceiro estágios que, nesse diagrama, é feita através de um filtro LC passa-baixa que garante o desacoplamento em frequência desses dois estágios, ou seja, o segundo estágio enxerga uma carga CC e o terceiro estágio enxerga uma fonte de tensão contínua fixa. Nesse caso, diz-se que o segundo e o terceiro estágios são conectados por um link CC real.

Com a utilização do link CC real, todos os estágios da Figura 1.11 operam em alta frequência. O primeiro estágio para permitir o isolamento em alta frequência, o segundo porque retifica uma tensão em alta frequência e o terceiro porque, normalmente, a tensão de saída deve ser senoidal, exigindo uma modulação nos interruptores em alta frequência. Esse é um fator que reduz substancialmente a eficiência global da conversão.

No sentido de melhorar a eficiência global da conversão e reduzir o número de componentes do estágio de potência, é possível operar apenas os dois primeiros estágios da conversão CC-CA-CC-CA em alta frequência. Para tanto, aplica-se a modulação senoidal no primeiro estágio, responsável pela primeira inversão. O segundo estágio, por sua vez, naturalmente opera em alta frequência, já que realiza a retificação da tensão alternada oriunda do primeiro estágio.

Se a conexão entre o segundo e o terceiro estágios for feita através de um link CC real, de nada adianta realizar a modulação senoidal no primeiro estágio. Portanto, o filtro LC passa-baixa deixa de ser utilizado na conexão desses estágios, assim, o último estágio, teoricamente, pode ser operado na frequência da tensão de saída desejada. O diagrama de blocos da Figura 1.12 ilustra essa configuração.

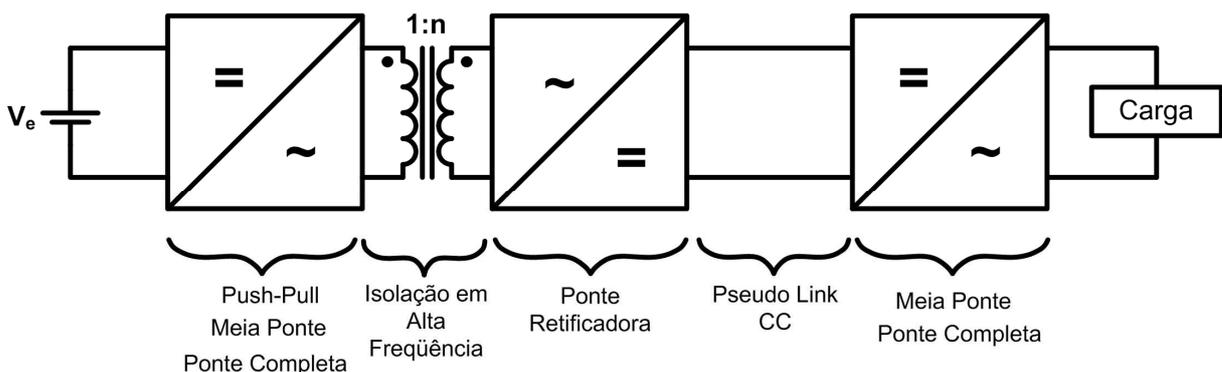


Figura 1.12 – Diagrama de blocos da conversão CC-CA-CC-CA com pseudo link CC.

Embora o pseudo link CC seja uma idéia interessante, sua eficácia é questionável pois, como a tensão de entrada do último estágio é um trem de pulsos, os diodos em antiparalelo dos interruptores que compõem esse estágio continuam a operar em alta frequência. Infelizmente, nenhum trabalho que realize a análise dessa estrutura foi encontrado, ou seja, não se sabe qual o real impacto sobre a eficiência global da conversão, por esta razão, a conversão CC-CA-CC-CA com pseudo link CC está descartada.

Já que todas as demais categorias de conversores CC-CA não são adequadas e tendo em vista as capacidades de alta taxa de elevação de tensão, de processamento de potência e de isolamento elétrico em alta frequência, a categoria de conversores CC-CA-CC-CA é a que mais se adequa ao escopo deste trabalho e é a categoria adotada.

1.5 Escolha da topologia

Na seção anterior concluiu-se que a categoria de conversores CC-CA mais adequada aos propósitos deste trabalho é a de três estágios de conversão. Falta ainda definir qual topologia será utilizada em cada um dos três estágios. Essa definição é feita, estágio por estágio, nas subseções a seguir, nas quais os principais motivos da escolha são apresentados.

1.5.1 Primeiro estágio

Como já foi dito, há três topologias inversoras clássicas: *push-pull*, meia ponte e ponte completa, cujos diagramas esquemáticos são mostrados na Figura 1.13, e qualquer uma delas pode ser utilizada no primeiro estágio de um conversor CC-CA-CC-CA. Naturalmente, cada uma dessas topologias apresenta peculiaridades que as diferenciam entre si. Contudo, mais importante que essas peculiaridades são as características desejadas nesse primeiro estágio.

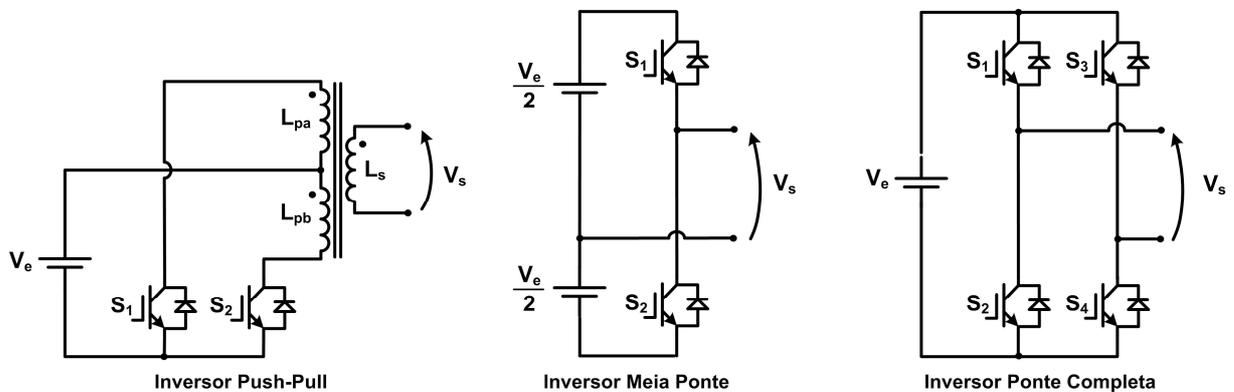


Figura 1.13 – Topologias clássicas de inversores monofásicos.

Pelo que já foi exposto nas motivações deste trabalho, ficou claro que seu enfoque é as aplicações cuja tensão de entrada é baixa, não maior que 100V, característica dos sistemas

alimentados por fontes renováveis ou bancos de baterias. Portanto, esse primeiro estágio de conversão deve ser eminentemente elevador. Ora, pelo balanço de energia, o esforço por corrente nos interruptores do primeiro estágio se sobressai. Além disso, topologias que utilizam interruptores em série exigem circuitos de comando mais elaborados, de forma a evitar a condução simultânea de interruptores de um mesmo braço (curto de braço). Portanto, a utilização de interruptores em série é bastante inconveniente.

Dentre as três topologias já citadas a única que não utiliza interruptores em série é a do *push-pull*. Não tendo interruptores em série, o *push-pull* agrega uma outra qualidade: ambos os interruptores possuem a mesma referência, o que simplifica e barateia o circuito de acionamento desses interruptores. Além disso, o *push-pull* é naturalmente isolado, outra característica necessária ao primeiro estágio.

O *push-pull* também possui pontos fracos. O mais conhecido é sua tendência à saturação. Para tratar esse problema há duas saídas: utilizar a estratégia de controle por modo corrente ou utilizar o controle por modo tensão e colocar proteções que detectem a saturação e evitem a destruição do equipamento. Essa é uma decisão de projeto. Esse problema é abordado de forma mais profunda nos próximos capítulos.

Outro grande problema do *push-pull* é a indutância de dispersão do transformador, que descarrega a energia armazenada durante a condução sobre os interruptores, em forma de sobretensão, no momento do bloqueio dos mesmos. A solução é a máxima redução da indutância de dispersão através do melhor acoplamento magnético possível entre os enrolamentos, o que depende da construção do transformador, e a utilização de circuitos grampeadores nos interruptores.

Como o isolamento é necessário, as demais topologias inversoras também sofreriam com o problema da dispersão [16], embora de forma bem menos grave. Pelo exposto acima, decidiu-se utilizar o inversor *push-pull* no primeiro estágio do conversor CC-CA-CC-CA.

1.5.2 Segundo estágio

O segundo estágio é o estágio retificador. As estruturas clássicas de retificação de onda completa são: o retificador em ponte completa, o retificador com tap central e o retificador *hybridge*. A principal característica desse estágio é a capacidade de tensão. Assim, a tensão de saída do transformador isolador é determinante para essa escolha. Por sua vez, a tensão de saída do transformador isolador depende da estrutura do terceiro estágio e do valor eficaz de sua tensão de saída.

Geralmente, a tensão eficaz de alimentação de cargas em corrente alternada é 110/220V. O barramento de tensão de entrada necessário a um inversor ponte completa com saída de 220V é de cerca de 400V, para um índice de modulação de aproximadamente 0,78. Para um inversor meia ponte e um mesmo índice de modulação, essa tensão deve ser o dobro, ou seja, 800V. Como a tensão de saída do transformador isolador é constituída por uma tensão alternada retangular cujo valor de pico é, no mínimo, igual ao valor da tensão do barramento de entrada do terceiro estágio – já que o primeiro estágio é constituído por um *push-pull*, cuja razão cíclica máxima de operação dos interruptores é 0,5 – o nível de tensão ao qual o segundo estágio é submetido é elevado.

Portanto, o retificador de onda completa com tap central e o retificador *hybridge* não constituem uma boa opção. Assim, a melhor escolha recai na utilização do retificador em ponte completa. Falta definir se apenas um é suficiente, ou se mais de um retificador é necessário, pois ainda há a limitação de tensão dos semicondutores (diodos rápidos de potência). Mas essa é uma questão de projeto, que depende da escolha do próximo estágio e da especificação do equipamento, e só é abordada em detalhes no capítulo 3.

1.5.3 Terceiro estágio

Passa-se agora à definição topológica do terceiro e último estágio de conversão. Apesar de ser um estágio inversor, das três topologias inversoras o *push-pull* não constitui uma boa escolha, pois exige a utilização de mais um transformador, o que aumenta custo, peso e volume do equipamento.

O inversor meia ponte, por sua vez, também não é uma boa escolha pois, para uma mesma tensão eficaz de saída, necessita do dobro da tensão no barramento de entrada quando comparado ao inversor ponte completa, exigindo uma maior taxa de elevação do primeiro estágio de conversão, acarretando um maior esforço de corrente nos seus interruptores e um maior esforço de tensão nos diodos do segundo estágio de conversão.

Desta forma o inversor ponte completa, por exclusão dos demais, é utilizado no terceiro estágio. É uma estrutura um tanto quanto complexa, utiliza quatro interruptores, dois dos quais com referência diferente da referência do barramento de entrada, o que torna o circuito de acionamento mais elaborado. Além disso, há a condução simultânea de interruptores, o que leva a um menor rendimento, e a possibilidade de curto-circuito de braço. Em contrapartida, é uma estrutura com grande capacidade de processamento de potência, pois proporciona o menor esforço de tensão sobre os interruptores.

1.6 Diagrama esquemático da estrutura escolhida

Definidas as topologias de cada estágio é possível apresentar o diagrama esquemático simplificado do conversor CC-CA que é desenvolvido neste trabalho. Esse diagrama é mostrado na Figura 1.14. É importante deixar claro que essa não é a estrutura final pois falta definir o número de saídas necessárias ao *push-pull* e demais detalhes do circuito, como por exemplo o circuito *snubber* dos interruptores S_1 e S_2 .

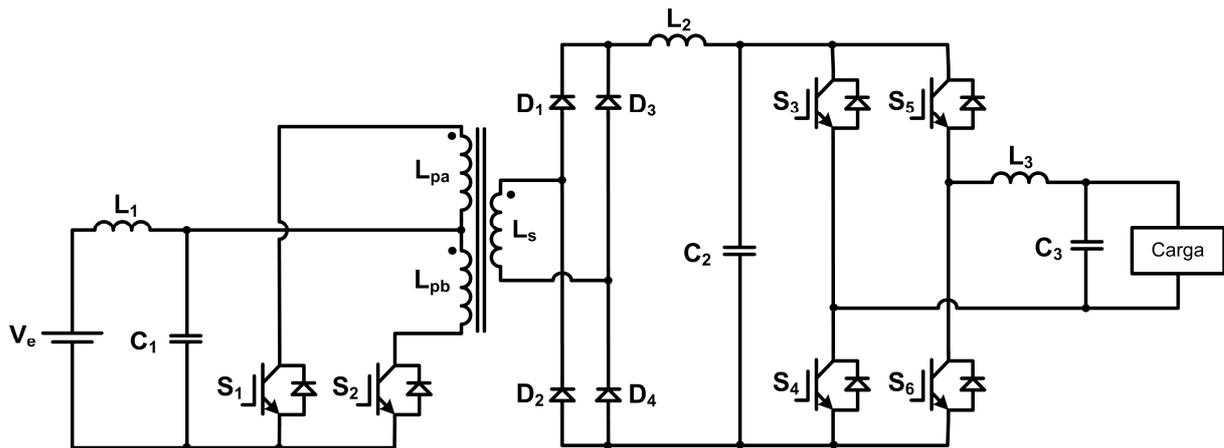


Figura 1.14 – Diagrama esquemático da estrutura escolhida.

Pode-se notar que no diagrama estão incluídos filtros LC passa-baixa entre a fonte de entrada e o primeiro estágio de conversão (filtro de entrada), entre o segundo e o terceiro estágios de conversão (filtro intermediário) e entre o terceiro estágio de conversão e a carga (filtro de saída), a fim de garantir o desacoplamento em frequência entre eles. Os detalhes sobre esses filtros são apresentados nos capítulos 2 e 3.

1.7 Considerações finais

Nesse capítulo foi dada uma visão geral da conversão CC-CA e feita a revisão bibliográfica dos principais conversores CC-CA pertinentes ao trabalho. A conversão CC-CA foi abordada de forma segmentada, a fim de transmitir, da forma mais didática possível, uma visão geral desse vasto ramo da Eletrônica de Potência.

A partir dessa visão geral, a categoria de conversores CC-CA mais adequada ao escopo deste trabalho pôde ser escolhida, sendo ela a categoria de conversores CC-CA-CC-CA. Em seguida a configuração topológica de cada estágio do conversor foi definida e, finalmente, o diagrama esquemático simplificado do conversor a ser desenvolvido pôde ser apresentado.

Capítulo 2 – Análise Completa do Conversor Implementado

2.1 Introdução

No capítulo anterior foi definida a estrutura do conversor CC-CA a ser desenvolvido neste trabalho. Demonstrou-se, através de rápida revisão bibliográfica, que a estrutura mais adequada ao escopo do trabalho é a dos conversores CC-CA-CC-CA, sendo definidas ainda as topologias a serem utilizadas em cada estágio de conversão.

A estrutura completa foi apresentada na Figura 1.14. Analisando essa figura é possível perceber que o conversor pode ser dividido em dois blocos de processamento de potência. O primeiro é composto pelos dois primeiros estágios de conversão (inversor *push-pull* e retificador ponte completa) e pelo filtro LC intermediário. O segundo é composto pelo terceiro estágio de conversão (inversor ponte completa) e pelo filtro LC de saída.

O primeiro bloco de processamento de potência é conhecido na literatura como conversor CC-CC *push-pull*. O segundo bloco de processamento de potência é a estrutura clássica utilizada em inversores ponte completa com tensão de saída senoidal. Nesse capítulo é feito o estudo de cada um desses blocos separadamente, sendo apresentados o princípio de funcionamento, as principais formas de onda da operação em regime permanente e as principais equações de cada bloco de processamento de potência.

Para finalizar o capítulo, é feita a modelagem de cada um desses blocos, a fim de conhecer suas funções de transferência, as quais são utilizadas no capítulo 3 durante o projeto dos compensadores das malhas de controle de cada bloco de processamento de potência.

2.2 Conversor CC-CC push-pull

Na literatura encontra-se o *push-pull* classificado tanto como inversor como conversor CC-CC, como por exemplo em [16] e [17]. Qualquer estrutura inversora, com uma modulação adequada aplicada aos interruptores, cuja saída seja retificada constitui um conversor CC-CC. Assim, os dois primeiros estágios de conversão (inversor *push-pull* e retificador ponte completa) e o filtro LC intermediário formam um conversor CC-CC isolado em alta frequência, conhecido na literatura como conversor CC-CC *push-pull*.

A Figura 2.1 apresenta o diagrama esquemático do conversor CC-CC *push-pull* ideal. Como pode ser visto trata-se de uma estrutura naturalmente isolada. Utiliza um transformador com dois enrolamentos primários, L_{pa} e L_{pb} , e, pelo menos, um enrolamento secundário (L_s). A cada enrolamento primário está associado um interruptor: S_1 ao enrolamento L_{pa} e S_2 ao enrolamento L_{pb} . Embora o diagrama da Figura 2.1 apresente apenas um enrolamento secundário (L_s), o *push-pull* permite a utilização de mais de um secundário, caso seja necessário.

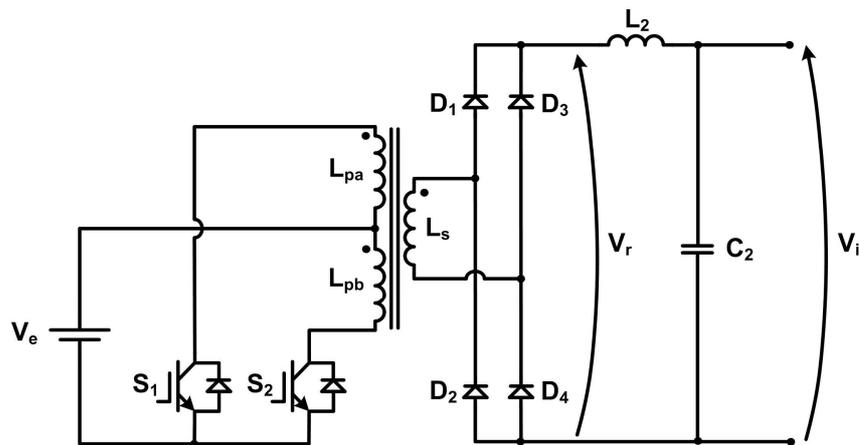


Figura 2.1 – Estrutura padrão do inversor *push-pull*.

Ao enrolamento secundário (L_s) está associado um retificador ponte completa, o qual retifica a tensão de saída de L_s (V_{L_s}). Essa tensão retificada (V_r) é aplicada ao filtro LC intermediário, composto pelo indutor L_2 e pelo capacitor C_2 , o qual retém a componente em alta frequência de V_r , fornecendo uma tensão (V_i) com baixa ondulação ao próximo bloco de processamento de potência (inversor ponte completa).

2.2.1 Modulação dos interruptores

Há uma série de técnicas de modulação encontradas na literatura, várias aplicáveis ao conversor CC-CC *push-pull* mostrado na Figura 2.1. Algumas dessas técnicas de modulação são mais complexas e outras mais simples, e a escolha entre uma ou outra deve levar em consideração o objetivo a ser alcançado e a complexidade de implementação da modulação.

Os principais objetivos desse primeiro estágio de processamento de potência são: permitir isolar eletricamente a fonte de entrada do restante do circuito, realizar essa isolamento em alta frequência para reduzir peso e volume, realizar a adaptação do baixo nível de tensão de entrada a um nível de tensão mais apropriado a obtenção da tensão de saída desejada e permitir a correta operação global do conversor mediante a variação da tensão de entrada.

Para que esses objetivos sejam alcançados é suficiente que se obtenha no enrolamento secundário do transformador *push-pull* (L_s) uma tensão alternada retangular, já que essa tensão alternada é retificada posteriormente. Portanto, a modulação aplicada aos interruptores S_1 e S_2 deve ser a mais simples possível.

A modulação mais simples que pode ser utilizada é a modulação por largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*) de três níveis, que consiste em acionar os interruptores S_1 e S_2 através de sinais de comando defasados de 180° elétricos, com razão cíclica (D) máxima de 0,5. Entende-se por razão cíclica a relação entre o tempo de condução do interruptor (T_c) e o período de comutação utilizado (T_s), como mostra a Eq. (2.1).

$$D = \frac{T_c}{T_s}. \quad (2.1)$$

Os pulsos de comando da modulação PWM de três níveis podem ser gerados através da comparação de uma portadora dente-de-serra ou triangular com um sinal de controle contínuo. A defasagem pode ser conseguida com a utilização de duas portadoras defasadas de 180 graus elétricos, ou através de uma lógica de seleção de pulsos à base de flip-flops, como é feito no circuito integrado dedicado SG3525. Esse último caso é exemplificado na Figura 2.2, na qual são apresentadas as principais formas de onda associadas à modulação PWM de três níveis.

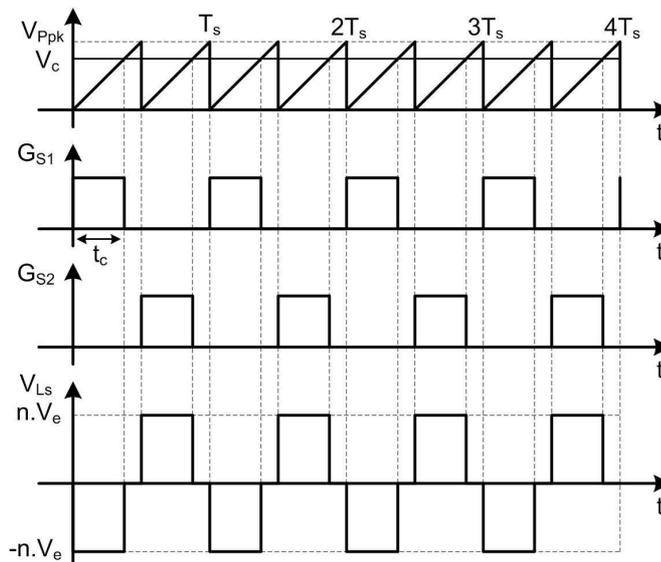


Figura 2.2 – Formas de onda relacionadas a modulação PWM de três níveis.

Na Figura 2.2, T_s é o período de comutação, V_c é a tensão de controle, V_{Ppk} é o valor de pico da portadora, G_{S1} e G_{S2} são os sinais de comando dos interruptores, V_e é a tensão de entrada e V_{Ls} é a tensão de saída do enrolamento secundário do transformador *push-pull*, e n é

a relação de transformação – relação entre o número de espiras do enrolamento secundário e o número de espiras do enrolamento primário (n_s/n_p).

Uma importante característica do conversor CC-CC *push-pull* pode ser observada na Figura 2.2: não há condução simultânea de interruptores. Essa é uma característica desejada em qualquer conversor, pois eleva a eficiência da conversão. Mas no escopo deste trabalho ela ganha ainda mais evidência pois, como haverá elevação da tensão no transformador, pelo balanço de energia, as correntes no lado primário tendem a ser elevadas. Outra característica importante é o fato dos dois interruptores estarem na mesma referência da fonte de entrada, o que simplifica bastante a implementação do circuito de comando dos mesmos.

2.2.2 O problema da dispersão

Uma questão crítica na topologia do conversor CC-CC *push-pull* é a dispersão do fluxo do transformador, ou seja, uma parcela das linhas de fluxo geradas pelo enrolamento primário não concatenam o enrolamento secundário. Essa dispersão ocasiona uma deficiência no acoplamento dos enrolamentos que compõem o transformador *push-pull* e, conseqüentemente, parte da energia fornecida ao primário não é transferida ao secundário.

A dispersão do fluxo do transformador de isolamento está intimamente relacionada a sua construção, podendo ser minimizada, mas nunca eliminada totalmente. Essa dispersão pode ser modelada por uma indutância em série com cada um dos enrolamentos primários do transformador, chamada de indutância de dispersão. O diagrama esquemático do conversor CC-CC *push-pull* levando em consideração a dispersão do transformador, através das indutâncias L_{da} e L_{db} , é mostrado na Figura 2.3.

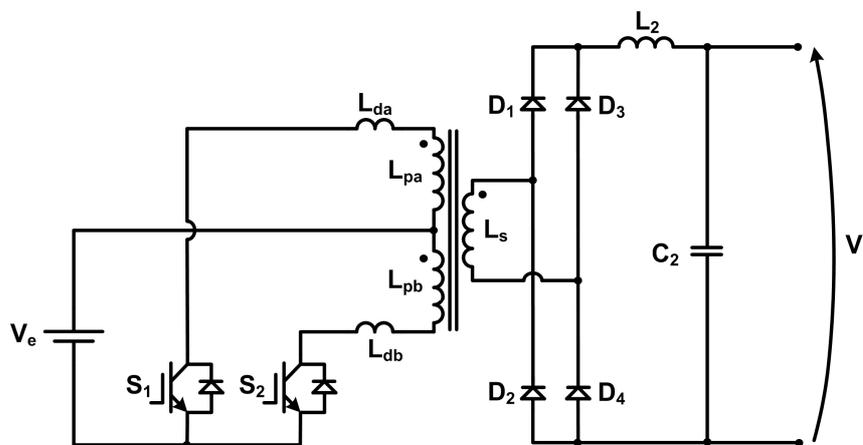


Figura 2.3 – Diagrama esquemático do *push-pull* com representação da dispersão.

Quando um dos interruptores conduz, é estabelecida uma corrente que circula pelo enrolamento do transformador associado ao interruptor, pela fonte de tensão de entrada e pelo

próprio interruptor. Terminado o ciclo de condução esse interruptor bloqueia, causando a interrupção brusca da corrente. A indutância de dispersão se oporá a essa interrupção e descarregará a energia magnética armazenada nela sobre o interruptor, em forma de sobretensão, fenômeno que pode causar a destruição do mesmo.

Para que a operação do *push-pull* seja viabilizada, o problema causado pela dispersão do transformador tem que ser contornado. Isso é feito através da máxima redução da dispersão, com uma construção que garanta o melhor acoplamento magnético possível. Utilizam-se também circuitos *snubber* para desviar a energia proveniente da indutância de dispersão para uma fonte de tensão ou dissipá-la em resistores, impedindo a destruição dos interruptores.

2.2.3 O problema da saturação

A Figura 2.4 mostra a curva de histerese típica de materiais utilizados na composição de núcleos destinados a confecção de dispositivos magnéticos (indutores e transformadores). Essa curva é obtida através da relação entre a densidade de campo magnético (B) e a intensidade de campo magnético (H), impostos quando uma tensão alternada é aplicada ao enrolamento que magnetiza o núcleo do dispositivo. B e H são, respectivamente, proporcionais ao fluxo magnético e a corrente magnetizante que circula pelo enrolamento.

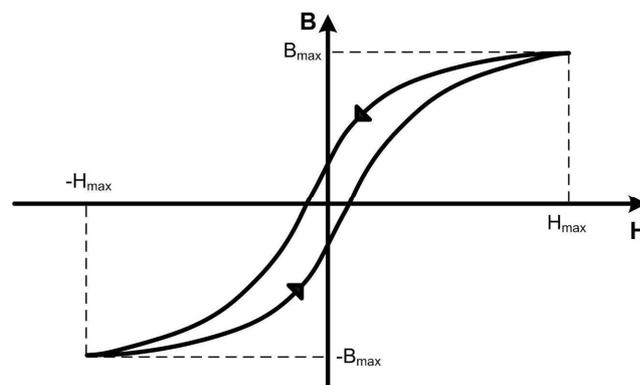


Figura 2.4 – Curva de histerese típica.

Quando a permeabilidade incremental do material magnético (μ_i), definida como a taxa de variação da densidade de campo magnético com a intensidade de campo magnético ($\Delta B/\Delta H$), tende à permeabilidade do vácuo (μ_0), significa que a densidade de campo magnético do material está chegando ao seu valor máximo e o material está na iminência da saturação. A saturação é caracterizada por uma drástica redução da indutância dos

enrolamentos e por isso deve ser evitada, pois está associada a elevação de corrente e, no caso de transformadores, a um acoplamento fraco entre os enrolamentos.

Como no conversor *push-pull* a curva de histerese é percorrida em um sentido através de um interruptor e no outro sentido através do outro interruptor, o risco de saturação do núcleo do transformador se agrava, pois mediante qualquer desequilíbrio no tempo de condução dos interruptores o núcleo não é devidamente desmagnetizado. Se essa situação de desequilíbrio for duradoura, o núcleo do transformador *push-pull* satura [17].

A fim de contornar esse problema, o circuito de acionamento dos interruptores deve ser projetado com o máximo cuidado e proteções de corrente devem ser inseridas no circuito de controle para evitar a saturação do núcleo e para que, em ocorrendo a saturação, o circuito de potência não seja destruído.

2.2.4 Operação do conversor CC-CC push-pull

A operação do conversor *push-pull* pode ser dividida em quatro etapas de operação. Essas etapas são descritas a seguir. Para simplificar a análise, nenhuma não-idealidade é considerada e o filtro intermediário é modelado por uma fonte de corrente, como mostra a Figura 2.5.

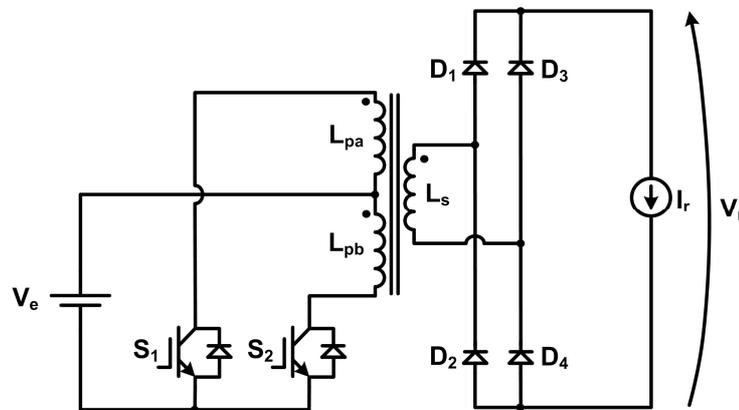


Figura 2.5 – Conversor push-pull ideal.

Primeira etapa ($t_0 - t_1$): a primeira etapa de operação se inicia quando o interruptor S_1 conduz aplicando a tensão de entrada ao enrolamento L_{pa} , no sentido oposto ao da polaridade definida como positiva para o enrolamento ($-V_e$). Devido ao acoplamento magnético, essa tensão é refletida para os outros dois enrolamentos (L_{pb} e L_s). No enrolamento L_{pb} ela é refletida em proporção unitária, já que os enrolamentos primários são iguais, e no enrolamento L_s ela é refletida na proporção da relação de transformação ($n=n_s/n_p$). Durante essa primeira etapa, a tensão sobre o interruptor S_1 é nula, pois ele está em condução. Já a tensão sobre o interruptor S_2 é o dobro da tensão de entrada, resultado da soma da tensão

de entrada e da tensão sobre o enrolamento L_{pb} . Nesta etapa apenas os diodos D_2 e D_3 estão diretamente polarizados, e por eles circula a corrente I_r .

Segunda etapa ($t_1 - t_2$): o interruptor S_1 é comandado a abrir, dando início a segunda etapa de operação. Durante algum tempo, proporcional ao complemento da razão cíclica $(1-D)$, não há nenhum interruptor conduzindo. Durante esta etapa todos os diodos da ponte retificadora conduzem, formando uma roda livre para a corrente I_r . Durante esta etapa não há tensão aplicada a nenhum dos enrolamentos primários e, portanto, a tensão do enrolamento L_s é nula e a tensão sobre ambos os interruptores é a própria tensão de entrada.

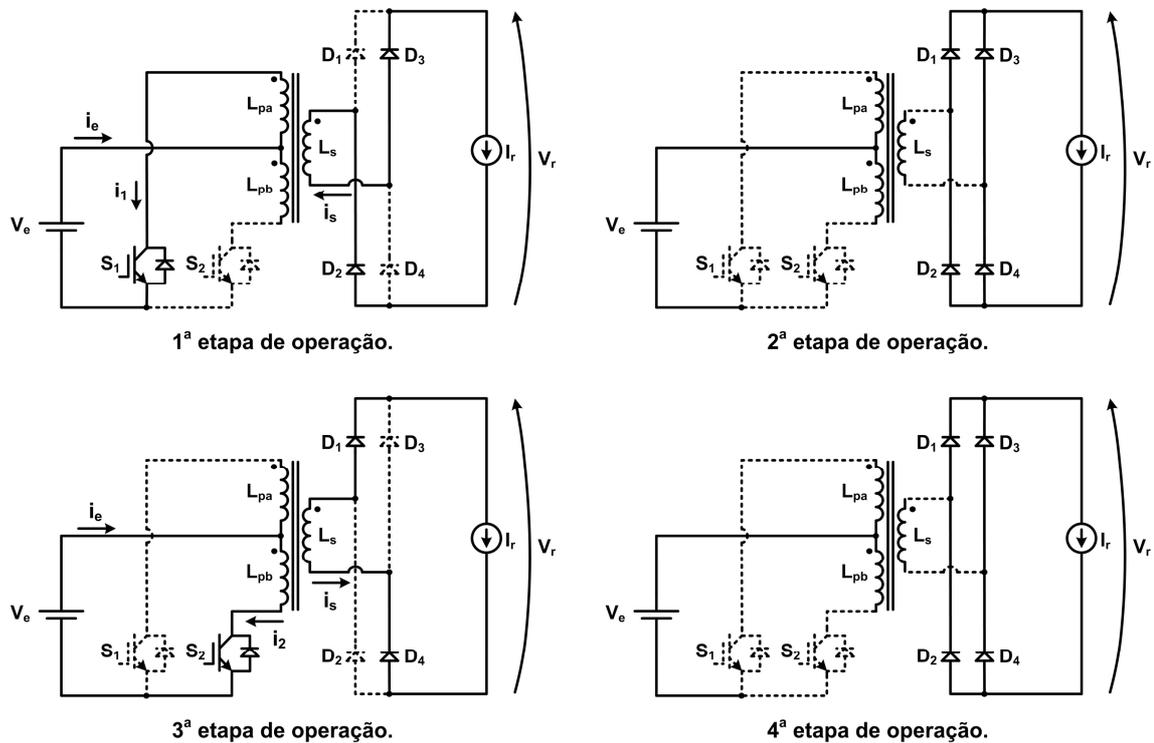


Figura 2.6 – Etapas de operação do conversor push-pull ideal.

Terceira etapa ($t_2 - t_3$): esta etapa se inicia com a condução do interruptor S_2 aplicando a tensão de entrada a L_{pb} , no mesmo sentido da polaridade definida como positiva para ele ($+V_e$). Devido ao acoplamento magnético, essa tensão é refletida em L_{pa} na proporção unitária, já que os enrolamentos primários são iguais, e em L_s ela é refletida na proporção da relação de transformação ($n=n_s/n_p$). A tensão sobre o interruptor S_2 é nula, pois ele está em condução e a tensão sobre o interruptor S_1 é o dobro da tensão de entrada, resultado da soma da tensão de entrada e da tensão sobre o enrolamento L_{pa} .

Quarta etapa ($t_3 - t_4$): a quarta etapa é análoga à segunda etapa de operação, ou seja, o interruptor S_2 é comandado a bloquear e não há nenhum interruptor conduzindo, de tal forma que todos os diodos da ponte retificadora conduzem, permitindo que a corrente I_r circule em roda livre.

A Figura 2.6 mostra as quatro etapas de operação do *push-pull*. Já na Figura 2.7 são mostradas as formas de onda dos sinais de comando dos interruptores (G_{S1} e G_{S2}), da tensão sobre os enrolamentos primários (L_{pa} e L_{pb}), da tensão sobre os interruptores (V_{S1} e V_{S2}), da tensão sobre o enrolamento secundário (L_s), da tensão sobre os diodos da ponte retificadora (V_{D1} , V_{D2} , V_{D3} e V_{D4}) e da tensão de saída do retificador (V_r).

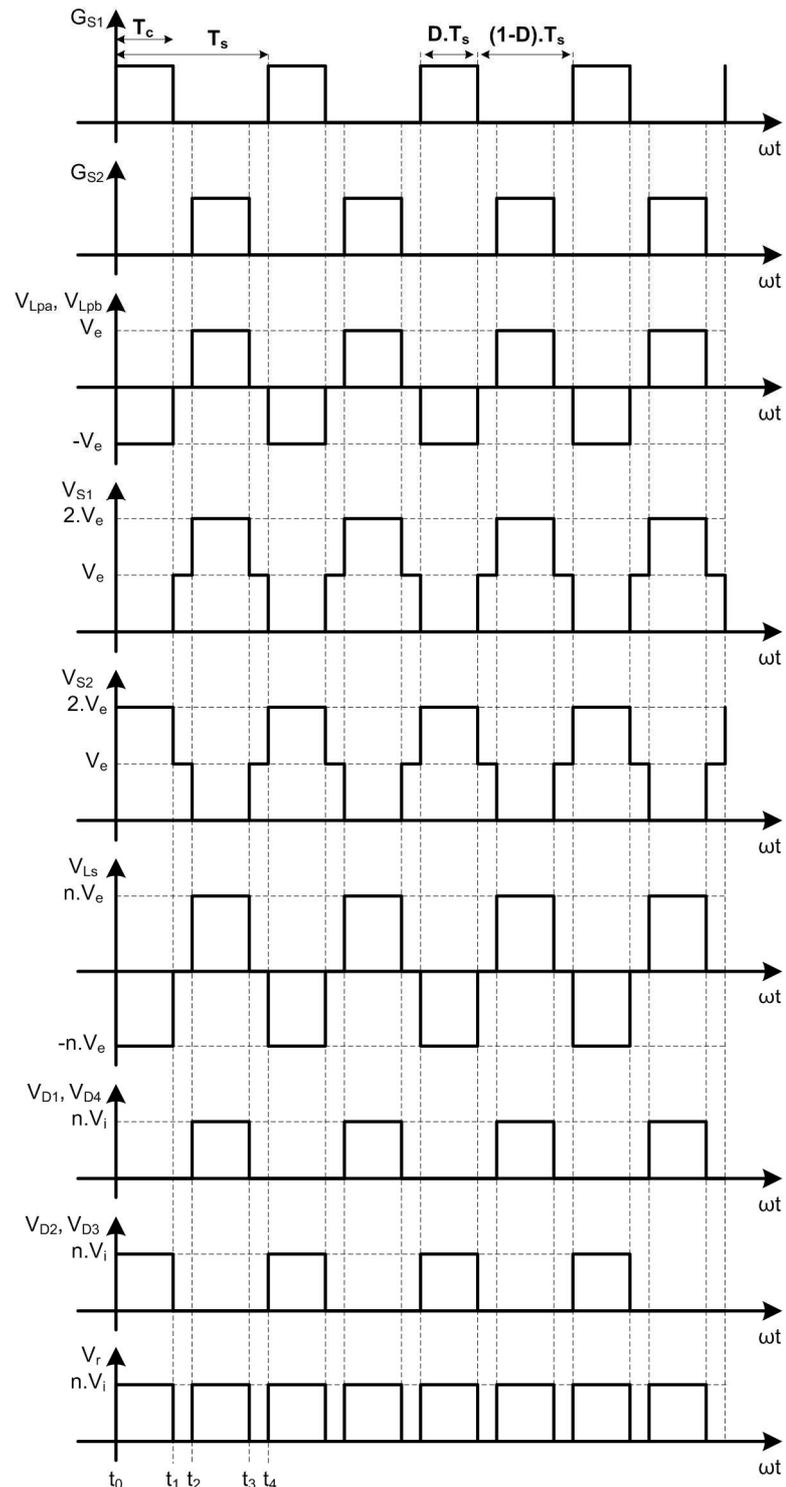


Figura 2.7 – Principais formas de onda de tensão associadas à operação do *push-pull*.

Na Figura 2.8 são mostrados os sinais de comando dos interruptores (G_{S1} e G_{S2}), a forma de onda da corrente drenada da fonte de entrada (i_e), a forma de onda da corrente nos interruptores (i_1 e i_2), a forma de onda da corrente no enrolamento secundário (i_s), a forma de onda da corrente nos diodos da ponte retificadora (i_{D1} , i_{D2} , i_{D3} e i_{D4}) e a forma de onda da corrente fornecida pela ponte retificadora (i_r).

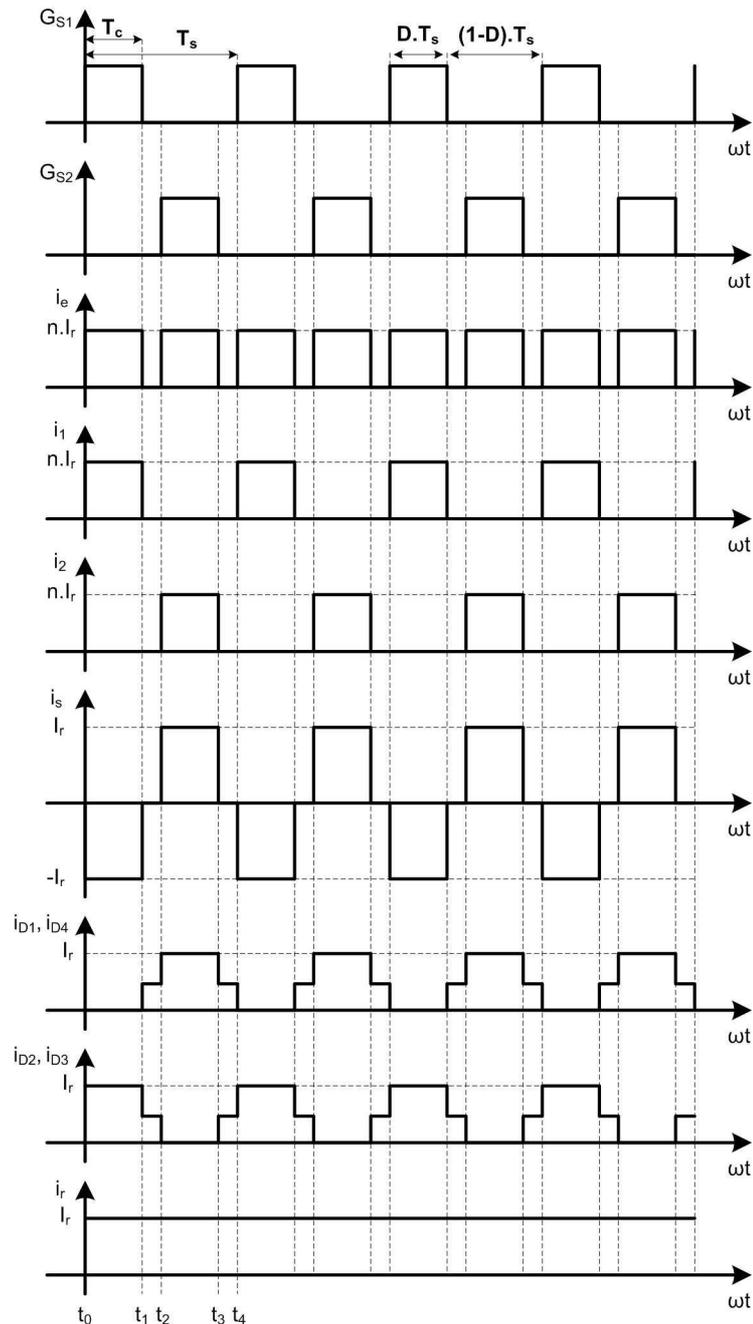


Figura 2.8 – Principais formas de onda de corrente associadas à operação do push-pull.

Tanto na Figura 2.7 como na Figura 2.8 o conversor *push-pull* e seus componentes são considerados ideais, operando com a modulação descrita na seção 2.2.1, no modo de condução contínua.

2.2.5 Equacionamento

De acordo com a análise das etapas de operação do *push-pull* feita na seção anterior, é possível equacionar os principais esforços de tensão no circuito de potência. Assim, ambos os interruptores são submetidos à mesma tensão máxima, dada pela Eq. (2.2).

$$V_{M_max} = V_e \quad (2.2)$$

Os enrolamentos primários também estarão submetidos a uma mesma tensão máxima, dada pela Eq. (2.3).

$$V_{Lp_max} = V_e \quad (2.3)$$

Aplicando a definição de valor eficaz à forma de onda da tensão sobre os enrolamentos primários, tem-se que a tensão eficaz sobre esses enrolamentos é dada pela Eq. (2.4).

$$V_{Lp_efc} = V_e \cdot \sqrt{2 \cdot D} \quad (2.4)$$

No enrolamento secundário, por sua vez, é induzida uma tensão (V_{Ls}) proporcional a tensão aplicada aos enrolamentos primários, cujo valor máximo é dado pela Eq. (2.5).

$$V_{Ls_max} = n \cdot V_e \quad (2.5)$$

Como a forma de onda da tensão induzida no enrolamento secundário é a mesma da tensão aplicada aos enrolamentos primários, o valor eficaz da tensão induzida no enrolamento secundário é análogo ao valor eficaz da tensão aplicada aos enrolamentos primários, distinguindo-se apenas pelo valor de pico, como mostra a Eq. (2.6).

$$V_{Ls_efc} = n \cdot V_e \cdot \sqrt{2 \cdot D} \quad (2.6)$$

A tensão reversa máxima aplicada sobre os diodos da ponte retificadora (V_{D_max}) é igual ao valor máximo da tensão no enrolamento secundário do transformador *push-pull*, como mostra a Eq. (2.7).

$$V_{D_max} = n \cdot V_e \quad (2.7)$$

Aplicando-se a tensão de saída do retificador ao filtro intermediário, obtêm-se seu valor médio, dado pela Eq. (2.8).

$$V_i = 2 \cdot D \cdot n \cdot V_e \quad (2.8)$$

Seja η_1 o rendimento do conversor CC-CC *push-pull* (primeiro bloco de processamento de potência) e η_2 o rendimento do inversor ponte completa (segundo bloco de processamento de potência), o rendimento global do conversor (η) é dado pela Eq. (2.9).

$$\eta = \eta_1 \cdot \eta_2. \quad (2.9)$$

Seja P_s a potência média nominal de saída do conversor como um todo, ou seja, a potência média nominal fornecida à carga, a potência drenada pelo conversor da fonte de entrada (P_e) é dada pela Eq. (2.10).

$$P_e = \frac{P_s}{\eta}. \quad (2.10)$$

O valor médio da corrente drenada pelo conversor *push-pull* é dado pela Eq. (2.11).

$$I_e = \frac{P_e}{V_e}. \quad (2.11)$$

Como foi visto na seção anterior, a corrente drenada pelo conversor *push-pull* é pulsada com o dobro da frequência de comutação dos interruptores. Assim, o valor de pico dessa corrente é dado pela Eq. (2.12).

$$I_{e_pico} = \frac{I_e}{2 \cdot D}. \quad (2.12)$$

Uma das funções do filtro LC de entrada é impedir que essa corrente pulsada circule pela fonte de entrada. Assim, a componente contínua da corrente drenada pelo *push-pull* é fornecida pela fonte de entrada e a componente alternada é fornecida pelo capacitor do filtro de entrada (C_1).

Assim, a corrente drenada da fonte de entrada é a própria corrente no indutor do filtro de entrada (I_{L1}), cujo valor médio é o mesmo da corrente drenada pelo *push-pull*, dado pela Eq. (2.11), como mostra a Eq. (2.13).

$$I_{L1} = I_e. \quad (2.13)$$

Para que se possa escolher corretamente o capacitor do filtro de entrada, é importante conhecer o valor eficaz da corrente que circula por ele. Sabe-se que essa corrente tem o dobro da frequência de comutação dos interruptores do conversor *push-pull* e que seu valor de pico é dado pela Eq. (2.12). Como se trata de uma corrente alternada, seu valor médio deve ser nulo. De posse dessas informações, é possível traçar um esboço da corrente

que circula por C_1 (I_{C1}), o qual é mostrado na Figura 2.9. Nessa figura, G_{S1} e G_{S2} são os sinais de acionamento dos interruptores do conversor *push-pull*.

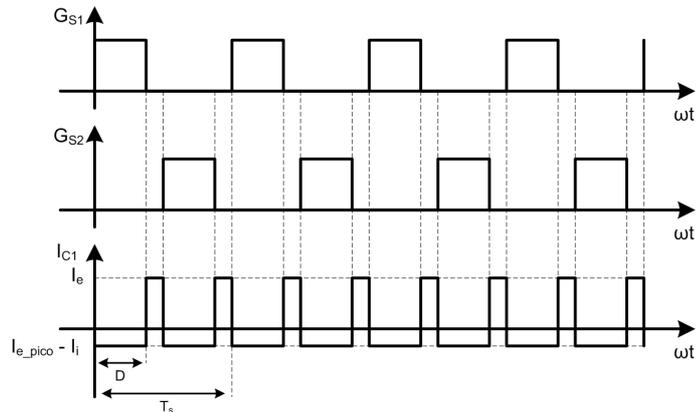


Figura 2.9 – Esboço da forma de onda da corrente que circula por C_1 .

Aplicando a definição de valor eficaz a forma de onda da corrente que circula por C_1 mostrada na Figura 2.9, chega-se à Eq. (2.14).

$$I_{C1_efc} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \left[\int_0^{(0,5-D)T_s} I_e^2 dt + \int_{(0,5-D)T_s}^{T_s/2} (I_{e_pico} - I_e)^2 dt \right]}. \quad (2.14)$$

Isolando I_e na Eq. (2.12) e substituindo na Eq. (2.14), encontra-se, após manipulação algébrica, a expressão que define o valor eficaz de I_{C1} em termos da corrente de pico drenada pelo conversor *push-pull* (I_{e_pico}) e da razão cíclica (D), como mostra a Eq. (2.15).

$$I_{C1_efc} = I_{e_pico} \sqrt{2 \cdot D \cdot (1 - 2 \cdot D)}. \quad (2.15)$$

A Figura 2.10 mostra o gráfico da Eq. (2.15) parametrizada em relação à I_{e_pico} . Através dela, fica fácil perceber que o valor máximo da corrente eficaz que circula por C_1 ocorre para razão cíclica igual à 0,25 e que esse valor diminui a medida que a razão cíclica se afasta desse valor, em qualquer sentido.

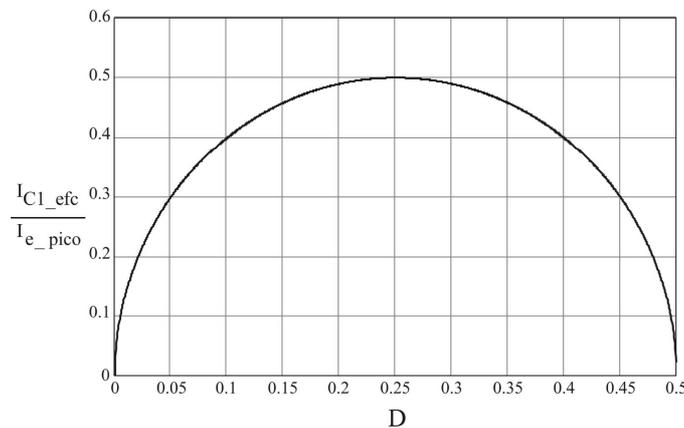


Figura 2.10 – Gráfico do valor eficaz da corrente parametrizada em C_1 vs. razão cíclica.

O valor de pico da corrente que circula pelos interruptores do conversor *push-pull* é igual ao valor de pico da corrente drenada por ele. Assim, o valor médio da corrente que circula pelos interruptores do conversor *push-pull* é dado pela Eq. (2.16).

$$I_{M_med} = I_{e_pico} \cdot D. \quad (2.16)$$

O valor eficaz da corrente que circula pelos interruptores do conversor *push-pull* por sua vez é dado pela Eq. (2.17).

$$I_{M_efc} = I_{e_pico} \cdot \sqrt{D}. \quad (2.17)$$

Os valores de pico, médio e eficaz de corrente nos enrolamentos primários equivalem aos valores de pico, médio e eficaz nos interruptores do conversor *push-pull*. Aplicando a relação de transformação ao valor de pico da corrente nos enrolamentos primários, chega-se ao valor de pico da corrente no enrolamento secundário, como mostra a Eq. (2.18).

$$I_{Ls_pico} = \frac{I_{e_pico}}{n}. \quad (2.18)$$

Aplicando-se a definição de valor eficaz a forma de onda da corrente no enrolamento secundário, chega-se à expressão dada na Eq. (2.19).

$$I_{Ls_efc} = \frac{I_{e_pico}}{n} \cdot \sqrt{2 \cdot D}. \quad (2.19)$$

O valor de pico da corrente que circula pelos diodos da ponte retificadora é igual ao valor de pico da corrente no enrolamento secundário. Portanto, o valor médio da corrente que circula pelos diodos da ponte retificadora é dado pela Eq. (2.20).

$$I_{D_med} = \frac{I_{e_pico}}{2 \cdot n}. \quad (2.20)$$

Por sua vez, o valor eficaz da corrente que circula pelos diodos da ponte retificadora é dado pela Eq. (2.21).

$$I_{D_efc} = \frac{I_{e_pico}}{n} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot D + 1}{4}}. \quad (2.21)$$

2.3 Inversor ponte completa

É analisado agora o segundo bloco de processamento de potência, composto pelo inversor ponte completa e pelo filtro LC de saída. Trata-se do último estágio de conversão,

responsável pela inversão da tensão fornecida pelo conversor *push-pull* (V_i), fornecendo uma tensão com a forma, a amplitude e a frequência exigidas pela carga a ser alimentada.

O nome ponte completa advém da estrutura física desse inversor, cujo diagrama esquemático é mostrado na Figura 2.11, que utiliza oito semicondutores de potência, sendo quatro controlados (IGBT's, MOSFET's e etc) e quatro não controlados (diodos). Esse conversor é composto por dois braços e cada braço é composto por dois interruptores e seus respectivos diodos em antiparalelo.

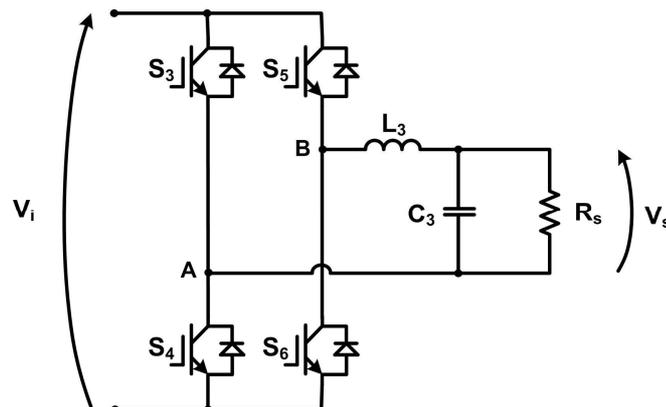


Figura 2.11 – Diagrama esquemático do inversor ponte completa.

A estrutura mostrada na Figura 2.11 é muito versátil, pois com a utilização de uma modulação apropriada no comando dos interruptores e estágio de saída adequado, ela pode operar tanto na conversão CC-CC como na conversão CC-CA. Portanto, o inversor ponte completa pode ser aplicado no acionamento de motores CC, na implementação de inversores monofásicos e no estágio intermediário de alta frequência de fontes CC-CC isoladas.

Como aqui o foco é a conversão CC-CA são apresentadas duas técnicas de modulação aplicáveis ao ponte completa: a modulação bipolar e a modulação unipolar. Essas duas técnicas de modulação permitem a obtenção de uma tensão de saída (V_{AB}) alternada com valor eficaz variável a partir de uma tensão de entrada constante (V_i), utilizando o princípio de variação da largura do pulso de comando dos interruptores do ponte completa.

2.3.1 Modulação bipolar

A primeira técnica de modulação apresentada é a modulação bipolar. É a mais simples das duas técnicas, pois consiste simplesmente em comandar o fechamento dos interruptores de um mesmo braço de forma complementar entre si e os interruptores de braços diferentes de forma cruzada.

Assim, tomando como referência a Figura 2.11, os interruptores S_4 e S_5 recebem o mesmo sinal de comando bem como os interruptores S_3 e S_6 . Apenas o sinal de comando de

um par de interruptores precisa ser gerado, o outro par é acionado pelo complemento desse sinal.

Uma maneira prática de gerar o sinal de comando é através da comparação de uma tensão de controle (moduladora) com uma onda triangular ou dente-de-serra (portadora), possibilitando assim a geração de um sinal PWM na frequência da portadora. A complementação desse sinal pode ser feita com uma porta lógica inversora ou com um inversor baseado num transistor NPN. Essas e as demais formas de onda associadas a essa modulação são mostradas na Figura 2.12.

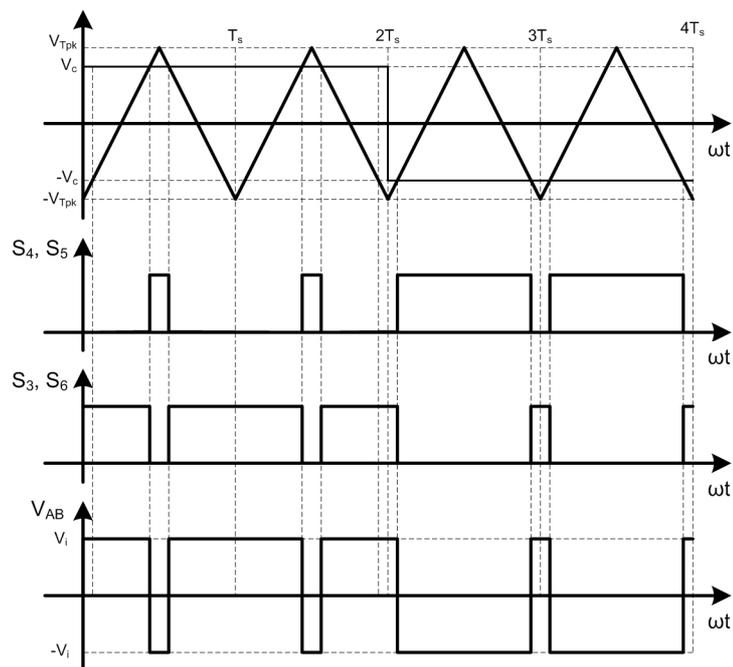


Figura 2.12 – Principais formas de onda associadas à modulação bipolar.

Pode-se observar que a tensão V_{AB} só assume os valores de V_i ou $-V_i$ e que ambos são assumidos tanto no semiciclo positivo como no semiciclo negativo da moduladora, daí o nome de bipolar dado a essa técnica de modulação. Pode-se ver ainda que a tensão V_{AB} é composta por uma componente fundamental cuja forma de onda é a mesma da moduladora e outra componente com a frequência da portadora. A variação da largura do pulso através da variação da amplitude do sinal de controle permite controlar o valor eficaz da tensão de saída.

2.3.2 Modulação unipolar

A segunda técnica de modulação analisada é a modulação unipolar. Essa técnica é mais elaborada que a técnica bipolar, já que dois sinais de comando dos interruptores têm que ser gerados, defasados de 180° elétricos entre si. Esse defasamento pode ser conseguido

através da comparação do sinal de controle com duas portadoras triangulares defasadas de 180° elétricos entre si.

Assim como na modulação bipolar, os complementos desses sinais são utilizados no comando dos interruptores, totalizando 4 sinais de comando distintos, ou seja, cada interruptor possui seu próprio sinal de comando. Esses sinais e as demais formas de onda pertinentes são mostrados na Figura 2.13.

Pode-se constatar que a técnica de modulação unipolar consiste em manter sempre dois interruptores fechados, não necessariamente de forma cruzada como na modulação bipolar, e que os interruptores de um mesmo braço são comandados de forma complementar enquanto os interruptores de braços diferentes na mesma diagonal recebem sinais de comando iguais, porém defasados de 180° elétricos entre si.

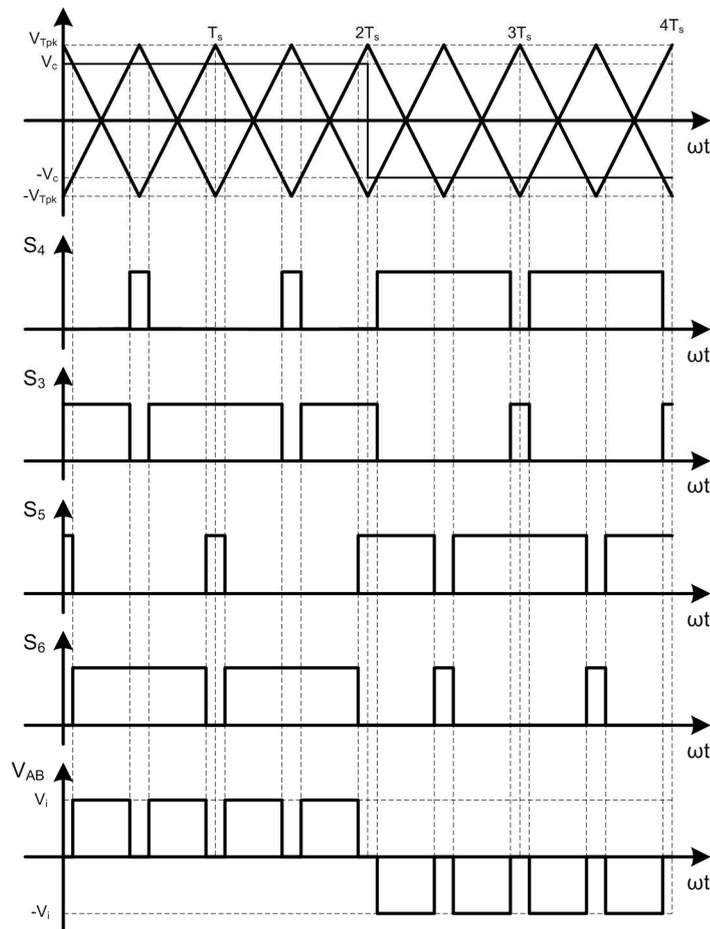


Figura 2.13 – Principais formas de onda associadas à modulação unipolar.

Pode-se observar que, ao contrário da modulação bipolar, na modulação unipolar a tensão V_{AB} pode assumir três níveis de tensão: $+V_i$, $-V_i$ e 0 . Mas durante o semiciclo positivo da moduladora, V_{AB} só assume os valores $+V_i$ e 0 e durante o semiciclo negativo da moduladora V_{AB} só assume os valores $-V_i$ e 0 , daí o nome de unipolar dado a essa técnica de

modulação. Assim como na modulação bipolar, a tensão de saída (V_{AB}) resultante é composta por uma componente fundamental cuja forma de onda é a mesma da moduladora e outra componente com o dobro da frequência da portadora. Essa é uma característica importante dessa modulação, pois permite a redução do filtro de saída quando comparado ao necessário na modulação bipolar. A variação da largura do pulso através da variação da amplitude do sinal de controle permite controlar o valor eficaz da tensão de saída.

2.3.3 Modulação PWM senoidal

A modulação denominada de modulação PWM senoidal consiste simplesmente em utilizar como moduladora nas técnicas unipolar e bipolar uma onda senoidal. Dessa forma ter-se-á como componente fundamental de V_{AB} uma onda senoidal, ainda misturada com uma componente de alta-freqüência que deve ser filtrada por um filtro LC passa-baixa. A Figura 2.14 mostra a moduladora senoidal aplicada à modulação unipolar, que é o caso mais complexo.

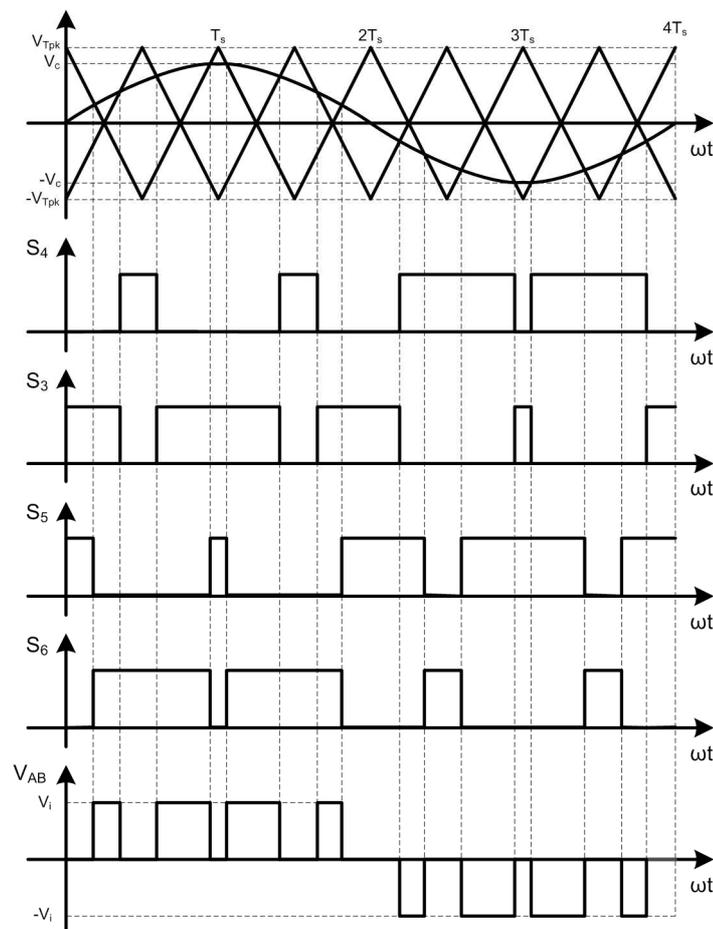


Figura 2.14 – Principais formas de onda associadas à modulação unipolar senoidal.

2.3.4 Escolha da modulação

Obviamente, como se deseja obter uma tensão alternada senoidal, a modulação aplicada obrigatoriamente utilizará uma moduladora senoidal. Falta decidir com que técnica, se a unipolar ou a bipolar. As duas técnicas apresentam respostas de ótima qualidade no que tange a forma e a frequência da tensão de saída. O que as distingue essencialmente é a frequência do sinal espúrio, oriundo da comutação em alta frequência, e a complexidade de implementação.

A modulação unipolar permite a redução do filtro de saída do inversor ponte completa, mas em contrapartida exige a utilização de duas portadoras, duas comparações e duas complementações, o que torna sua implementação mais complexa e cara. Já a modulação bipolar exige um filtro maior na saída do inversor ponte completa, porém necessita de apenas uma portadora, uma comparação e uma complementação.

Dessa forma, optou-se por utilizar a modulação bipolar, o que permite a utilização de um CI dedicado que já possua as funções de geração de portadora, comparação e outras funcionalidades necessárias à operação, tais como: partida suave e inibição de pulsos.

2.3.5 Equacionamento

A seguir são relacionadas algumas equações básicas essenciais ao projeto do circuito de potência do inversor ponte completa. A Eq. (2.22) define matematicamente o índice de modulação (M_a), que relaciona o valor de pico da tensão de saída (V_{s_pico}) ao nível de tensão do barramento de entrada (V_i).

$$M_a = \frac{V_{s_pico}}{V_i}. \quad (2.22)$$

O índice de modulação é um parâmetro muito importante, pois define o valor mínimo da tensão de entrada do inversor ponte completa, já que índices de modulação superiores a 0,8 implicam maior THD. Outro parâmetro importante para qualidade da forma de onda da tensão de saída é o índice de frequência (M_f), dado pela Eq. (2.23), o qual relaciona a frequência de comutação do inversor ponte completa (f_2) à frequência da tensão de saída fundamental (f_r).

$$M_f = \frac{f_2}{f_r}. \quad (2.23)$$

O índice de frequência deve ser maior ou igual a 100, a fim de permitir um bom valor de frequência de corte (f_f) para o filtro de saída – uma década acima da frequência da

tensão de saída e uma década abaixo da frequência de comutação dos interruptores. Idealmente, a máxima tensão aplicada aos interruptores do inversor ponte completa (V_{Q_max}) é a própria tensão de entrada (V_i), como mostra a Eq. (2.24).

$$V_{Q_max} = V_i. \quad (2.24)$$

A corrente no indutor do filtro LC de saída do inversor ponte completa tem a característica de uma senoide com uma ondulação na frequência de comutação. Desprezando essa ondulação, pode-se aproximar o filtro e a carga por uma fonte de corrente senoidal. Durante o semi-ciclo positivo a corrente circula diretamente, de acordo com a Figura 2.11, pelos interruptores S_3 e S_6 e reversamente pelos interruptores S_4 e S_5 , através dos diodos em antiparalelo. Durante o semi-ciclo negativo ocorre o contrário, a corrente circula diretamente pelos interruptores S_4 e S_5 e reversamente pelos interruptores S_3 e S_6 .

Sendo P_s , V_s e fp , respectivamente, a potência média de saída, a tensão eficaz fundamental de saída e o fator de potência da carga do inversor ponte completa, dados por especificação, a corrente eficaz de saída do inversor ponte completa é dada pela Eq. (2.25).

$$I_s = \frac{P_s}{V_s \cdot fp}. \quad (2.25)$$

A literatura [16] recomenda dimensionar os interruptores pelo valor de pico da corrente de saída fundamental (I_{s_pico}) que, por ser senoidal, é dado pela Eq. (2.26).

$$I_{s_pico} = \sqrt{2} \cdot I_s. \quad (2.26)$$

2.4 Modelagem da estrutura

Como o conversor objeto deste trabalho opera em malha fechada, é necessário que sua função de transferência seja conhecida para que a compensação em frequência seja feita e a estabilidade na operação garantida. Como o conversor possui dois blocos de processamento de potência (conversor *push-pull* e inversor ponte completa), o fechamento de malha consiste em dois laços de controle independentes, um para cada bloco de processamento de potência.

O cerne de um laço de controle é o compensador de frequência, o qual garante a estabilidade de operação e uma boa resposta dinâmica do circuito controlado mediante variações da carga e/ou da tensão de entrada. Para que se possa projetar o compensador, é necessário conhecer a função de transferência que relaciona a variável que se deseja controlar à variável sobre a qual se pode atuar.

Os conversores chaveados são sistemas não-lineares variantes no tempo e, portanto, a teoria de sistemas lineares clássica não se aplica a eles. Assim, para conhecer a função de transferência de um conversor chaveado deve-se recorrer a ferramentas matemáticas complexas ou realizar a modelagem do conversor.

Chama-se de modelagem ao procedimento de redução de um circuito complexo, cuja função de transferência é desconhecida e de difícil dedução, a um circuito mais simples que apresente uma resposta semelhante ao circuito original e cuja função de transferência seja conhecida. Neste trabalho, optou-se por encontrar as funções de transferência do conversor *push-pull* e do inversor ponte completa por meio de modelagem.

O filtro LC da entrada é projetado de forma a garantir a mínima ondulação da corrente drenada da fonte de alimentação e a mínima ondulação de tensão na entrada do conversor *push-pull*, não influenciando na operação do circuito. Portanto, o filtro LC de entrada não é considerado no processo de modelagem.

2.4.1 Modelagem do conversor push-pull

O diagrama esquemático do conversor *push-pull* ideal é rerepresentado na Figura 2.15.

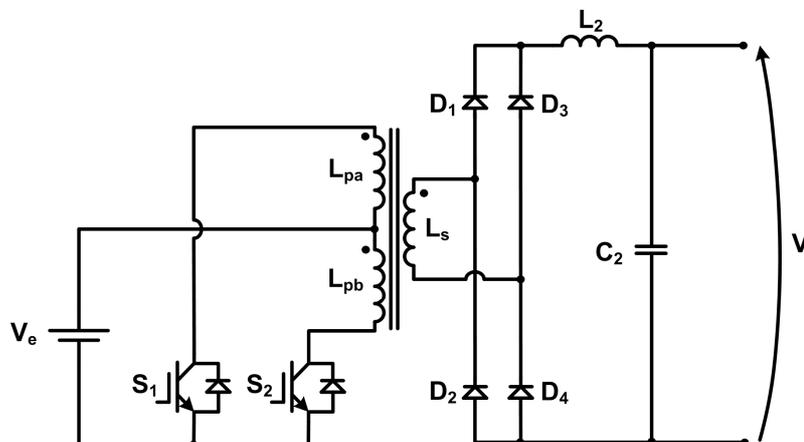


Figura 2.15 – Diagrama esquemático do conversor push-pull.

O circuito da Figura 2.15 pode ser modelado pelo conversor buck mostrado na Figura 2.16. Nesse modelo todos os parâmetros do lado primário são referidos ao lado secundário. Assim, a tensão de entrada do modelo é dada pelo produto da relação de transformação pela tensão de entrada do circuito real ($n.V_e$), os interruptores S_1 e S_2 são substituídos por um único interruptor buck (S_{buck}) que opera com o dobro da frequência de comutação de S_1 e S_2 , a ponte retificadora é substituída por um diodo de roda livre (D_{buck}), o

filtro de saída é o próprio filtro LC intermediário – a resistência série equivalente do capacitor é designada por R_{C2} – e R_{osh} é a resistência de carga do conversor *push-pull*.

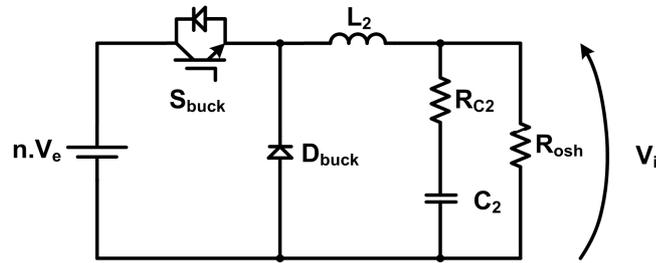


Figura 2.16 – Modelo do conversor *push-pull*.

As funções de transferência do conversor buck são bem conhecidas e podem ser encontradas na literatura [20]. Como a estratégia de controle empregada é do tipo modo tensão, a função de transferência de interesse é aquela que relaciona a tensão de saída de pequeno sinal (\hat{v}_i) e a razão cíclica de pequeno sinal dos interruptores (\hat{d}). Essa função de transferência é mostrada na Eq. (2.27).

$$G_{sh}(s) = k_d \cdot \frac{s + \frac{1}{\omega_{zsh}}}{\frac{1}{\omega_{osh}^2} \cdot s^2 + \frac{1}{\omega_{osh} \cdot Q_{sh}} \cdot s + 1} \quad (2.27)$$

Essa função de transferência apresenta um ganho K_d , dado pela Eq. (2.28); um zero na frequência ω_{zsh} , dada pela Eq. (2.29); uma frequência natural de oscilação ω_{osh} , dada pela Eq. (2.30); e um índice de amortecimento Q_{sh} , dado pela Eq. (2.32).

$$K_d = n \cdot V_e, \quad (2.28)$$

$$\omega_{zsh} = \frac{1}{C_2 \cdot R_{C2}}, \quad (2.29)$$

$$\omega_{osh} = \frac{1}{\sqrt{L_2 \cdot C_2}} \cdot \sqrt{\frac{R_{osh}}{R_{osh} + R_{C2}}}, \quad (2.30)$$

$$R_{osh} = \frac{V_i^2 \cdot \eta_2}{P_s}, \quad (2.31)$$

$$Q_{sh} = \frac{\sqrt{L_2 \cdot C_2 \cdot R_{osh} \cdot (R_{osh} + R_{C2})}}{C_2 \cdot R_{osh} \cdot R_{C2} + L_2}. \quad (2.32)$$

2.4.2 Modelagem do inversor ponte completa

O diagrama esquemático do inversor ponte completa idealizado é reapresentado na Figura 2.17.

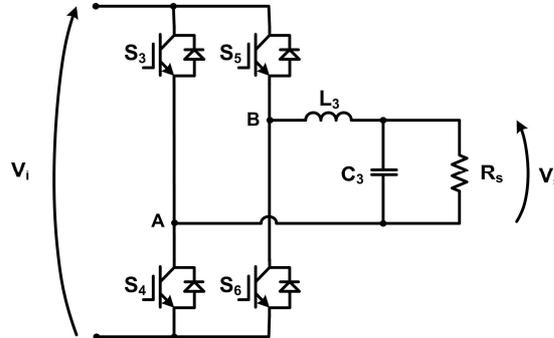


Figura 2.17 – Diagrama esquemático do inversor ponte completa.

Classicamente, o inversor ponte completa também é modelado por um conversor buck, só que a resistência série equivalente do capacitor do filtro LC é negligenciada, devido à utilização de capacitores de polipropileno nesse tipo de aplicação. Novamente a função de transferência de interesse é aquela que relaciona a tensão de saída à razão cíclica. Portanto, desprezando a resistência série equivalente do capacitor do filtro nas equações (2.29) a (2.32), chega-se a função de transferência da Eq. (2.33), na qual R_s é a resistência de carga do conversor, dada pela Eq. (2.34).

$$G_{fb}(s) = V_i \cdot \frac{1}{L_3 \cdot C_3 \cdot s^2 + \frac{L_3}{R_s} \cdot s + 1}, \quad (2.33)$$

$$R_s = \frac{V_s^2}{P_s}. \quad (2.34)$$

2.5 Considerações finais

Nesse capítulo a estrutura escolhida no capítulo 1 para implementação do conversor CC-CA objeto deste trabalho foi dividida em dois blocos de processamento de potência: um conversor CC-CC *push-pull* e um inversor ponte completa. Cada bloco foi apresentado separadamente a fim de fornecer a base teórica necessária aos capítulos que se seguem, nos quais o conversor é dimensionado, simulado e experimentado.

Os blocos de processamento de potência foram modelados para que as funções de transferência fossem conhecidas, fornecendo assim a peça fundamental para o projeto do circuito de compensação em frequência, que garantirá a estabilidade de operação e a regulação da tensão de saída de cada bloco.

Capítulo 3 – Exemplo de Projeto

3.1 Introdução

Uma vez definidas a estrutura global do conversor CC-CA a ser desenvolvido e a topologia de cada um de seus estágios de conversão, realizada a apresentação do princípio de funcionamento, das principais formas de onda da operação em regime permanente e das principais equações de cada bloco de processamento de potência, neste capítulo o projeto de cada um desses blocos é realizado de forma detalhada.

Inicialmente são apresentadas as especificações do circuito de potência, tanto as do conversor como um todo como as de cada um de seus blocos de processamento de potência, as quais orientam o projeto. Em seguida são projetadas cada uma das partes do conversor: o filtro LC de entrada, o conversor *push-pull* e o inversor ponte completa.

Na medida em que o projeto dos circuitos de potência de cada bloco de processamento de potência é concluído, são apresentados tanto o princípio como o projeto do circuito de controle adotado para cada bloco.

3.2 Especificações

A seguir são apresentadas as especificações do circuito de potência do conversor. Optou-se por apresentar essas especificações subdivididas. As especificações gerais se referem ao conversor como um todo e as demais as suas partes específicas.

3.2.1 Especificações gerais

$V_e=60-90V$	(faixa de operação da tensão de entrada)
$V_s=220V_{rms} \pm 5\%$	(valor eficaz da tensão de saída)
$S_s=400VA$	(potência aparente de saída)
$FP=1$	(fator de potência da carga)
$f_r=400Hz$	(frequência da tensão de saída)

3.2.2 Especificações do conversor push-pull

$V_{C1}=60-90V$ (faixa de operação da tensão de entrada)

$V_i=420V \pm 2\%$ (tensão de saída)

Para o projeto são feitas as seguintes considerações:

$\Delta V_{C1}=5\%$ (ondulação da tensão de entrada)

$\Delta I_{L1}=6\%$ (ondulação da corrente drenada da fonte de entrada)

$\Delta I_{L2}=10\%$ (ondulação da corrente no indutor do filtro intermediário)

$\eta_1=0,9$ (rendimento do conversor *push-pull*)

$f_1=40kHz$ (frequência de comutação dos interruptores do *push-pull*)

3.2.3 Especificações do inversor ponte completa

$V_i=420V \pm 2\%$ (tensão de entrada)

$V_s=220V_{rms} \pm 5\%$ (valor eficaz da tensão de saída)

$S_s=400VA$ (potência aparente de saída)

$FP=1$ (fator de potência da carga)

$f_r=400Hz$ (frequência da tensão de saída)

Para o projeto são feitas as seguintes considerações:

$\Delta I_{L3}=35\%$ (ondulação da corrente no indutor do filtro de saída)

$\eta_2=0,9$ (rendimento do inversor ponte completa)

$f_2=40kHz$ (frequência de comutação do inversor ponte completa)

$M_a=0,75$ (índice de modulação do inversor ponte completa)

$M_f=100$ (índice de frequência do inversor ponte completa)

3.3 Projeto do filtro LC de entrada

O filtro LC de entrada tem a função de manter o barramento de tensão de entrada do conversor *push-pull* constante e impedir que a corrente pulsada drenada por ele circule pela fonte de entrada. Dessa forma o indutor do filtro de entrada (L_1) é responsável pelo alisamento da corrente drenada da fonte de entrada, ficando para o capacitor do filtro de entrada (C_1) a responsabilidade de fornecer os pulsos de corrente drenados pelo conversor *push-pull*.

3.3.1 Cálculos preliminares

Não é possível realizar os cálculos da capacitância e da indutância do filtro de entrada sem previamente executar alguns cálculos preliminares. A tensão de saída do

conversor *push-pull* (V_i) se relaciona com a tensão da fonte de entrada (V_e) pela Eq. (2.8), repetida na Eq. (3.1).

$$V_i = 2 \cdot D \cdot n \cdot V_e. \quad (3.1)$$

A Eq. (3.1) permite calcular a relação de transformação (n) necessária ao transformador do conversor *push-pull*. Essa equação possui dois parâmetros variáveis: a razão cíclica (D) e a tensão de entrada (V_e). A razão cíclica pode variar entre um valor máximo (D_{\max}) e um valor mínimo (D_{\min}). O mesmo ocorre com a tensão de entrada, que pode variar entre um valor de tensão máximo ($V_{e_{\max}}$) e um valor de tensão mínimo ($V_{e_{\min}}$), já especificados em 90V e 60V, respectivamente.

Embora a modulação escolhida para o conversor *push-pull* estabeleça um valor máximo de razão cíclica de 0,5, na prática não se utiliza esse valor. Isso se deve ao fato de que os sinais de comando dos interruptores são gerados por um circuito integrado dedicado, que tem limitações de operação de razão cíclica mínima e máxima, e porque a dispersão limita o valor de razão cíclica máxima. Por esses motivos, a razão cíclica máxima (D_{\max}) é fixada em 0,45.

A operação do conversor *push-pull* com razão cíclica máxima ocorre quando a tensão de entrada é mínima, e essa é a situação crítica para a qual a relação de transformação deve ser calculada, pois o conversor *push-pull* deve ser capaz de fornecer a tensão de barramento exigida pelo inversor ponte completa mesmo nessa situação. Assim, substituindo os valores de razão cíclica máxima (D_{\max}) e tensão de entrada mínima ($V_{e_{\min}}$) na Eq. (3.1), encontra-se o valor mínimo da relação de transformação (n) necessário ao transformador do conversor *push-pull*, dado pela Eq. (3.2).

$$n > \frac{V_i}{2 \cdot D_{\max} \cdot V_{e_{\min}}} \rightarrow n > 7,78. \quad (3.2)$$

Por conveniência, o valor dado pela Eq. (3.2) é arredondado e a relação de transformação é fixada em:

$$n = 8. \quad (3.3)$$

Para esse valor de relação de transformação é preciso corrigir o valor de razão cíclica máxima, como mostra a Eq. (3.4).

$$D_{\max} = \frac{V_i}{2 \cdot n \cdot V_{e_{\min}}} \rightarrow D_{\max} = 0,44. \quad (3.4)$$

Definido o valor da relação de transformação do transformador do conversor *push-pull*, é possível calcular também a razão cíclica mínima, ainda através da Eq. (3.1), como mostrado na Eq. (3.5).

$$D_{\min} = \frac{V_i}{2 \cdot n \cdot V_{e_max}} \rightarrow D_{\min} = 0,29. \quad (3.5)$$

O rendimento global do conversor (η) é dado pelo produto do rendimento do conversor *push-pull* (η_1) pelo rendimento do inversor ponte completa (η_2), de acordo com a Eq. (3.6).

$$\eta = \eta_1 \cdot \eta_2 \rightarrow \eta = 0,81. \quad (3.6)$$

Consequentemente, a potência ativa que deve ser fornecida pela fonte de alimentação ao conversor, para situação de carga nominal, é dada pela Eq. (3.7).

$$P_e = \frac{S_s \cdot FP}{\eta} \rightarrow P_e \cong 500W. \quad (3.7)$$

O valor médio da corrente no indutor do filtro LC de entrada é dado pela Eq. (3.8).

$$I_e = \frac{P_e}{V_e}. \quad (3.8)$$

Como há um valor máximo e um valor mínimo de tensão de entrada, haverá também valores máximo (I_{e_max}) e mínimo (I_{e_min}) para a corrente de entrada, os quais são dados pela Eq. (3.9) e pela Eq. (3.10), respectivamente.

$$I_{e_max} = \frac{P_e}{V_{e_min}} \rightarrow I_{e_max} \cong 8,33A, \quad (3.9)$$

$$I_{e_min} = \frac{P_e}{V_{e_max}} \rightarrow I_{e_min} \cong 5,56A. \quad (3.10)$$

Durante a análise do inversor *push-pull*, no capítulo 2, mostrou-se que a corrente drenada por ele é pulsada, com o dobro da frequência de comutação dos interruptores ($2 \cdot f_1$), e que seu valor médio equivale ao valor médio da corrente de entrada. Portanto o valor de pico dessa corrente (I_{e_pico}) pode ser expresso pela Eq. (3.11).

$$I_{e_pico} = \frac{I_e}{2 \cdot D}. \quad (3.11)$$

Substituindo o valor médio da corrente de entrada (I_e) dado pela Eq (3.8) na Eq. (3.11), chega-se a uma nova expressão para o valor de pico de I_e (I_{e_pico}), em função da potência e da tensão de entrada, dada pela Eq. (3.12).

$$I_{e_pico} = \frac{P_e}{2 \cdot D \cdot V_e}. \quad (3.12)$$

Isolando V_e na Eq. (3.1) e substituindo-o na Eq. (3.12), chega-se a uma equação que fornece o valor de pico de I_e que não depende de nenhum parâmetro variável, como mostra a Eq. (3.13).

$$I_{e_pico} = \frac{P_e \cdot n}{V_e} \rightarrow I_{e_pico} = 9,52A. \quad (3.13)$$

Concluem-se aqui os cálculos preliminares necessários ao projeto do filtro LC de entrada, que é realizado a seguir.

3.3.2 Critérios de escolha do capacitor do filtro de entrada

Normalmente, a escolha de um capacitor é baseada em três critérios: a capacitância mínima necessária, a resistência série equivalente máxima e a corrente eficaz máxima que circulará por ele [23]. A seguir são feitos os procedimentos de cálculo desses parâmetros para o capacitor do filtro de entrada (C_1).

Durante o período de condução dos interruptores, a diferença entre a corrente fornecida pela fonte de entrada e o valor de pico da corrente drenada pelo conversor *push-pull* é fornecida pelo capacitor C_1 . Esse valor é máximo quando a corrente de entrada for mínima, como mostra a Eq. (3.14).

$$I_{C1_max} = I_{e_pico} - I_{e_min} \rightarrow I_{C1_max} = 3,96A. \quad (3.14)$$

Sendo a ondulação máxima de tensão no capacitor de 5% de V_{e_min} e com o valor de corrente calculado na Eq. (3.14), aplicados à equação da corrente no capacitor, é possível calcular o valor de capacitância mínimo necessário, como mostra a Eq. (3.15).

$$C_1 > \frac{I_{C1_max} \cdot (2 \cdot D_{min})}{5\% \cdot V_{e_min} \cdot (2 \cdot f_1)} \rightarrow C_1 > 10\mu F. \quad (3.15)$$

Calculada a capacitância mínima necessária, passa-se agora ao cálculo da resistência série equivalente (RSE) máxima do capacitor do filtro de entrada. A RSE do capacitor influencia diretamente na ondulação de tensão, já que implica em uma queda de tensão

mediante a circulação de corrente. Assim, a máxima resistência série equivalente do capacitor do filtro de entrada (R_{C1}) é dada pela Eq. (3.16).

$$R_{C1} < \frac{5\% \cdot V_{e_min}}{I_{e_pico}} \rightarrow R_{C1} < 315m\Omega. \quad (3.16)$$

O último parâmetro a ser calculado, para permitir a correta escolha do capacitor a ser utilizado no filtro LC de entrada, é o valor eficaz da corrente que circulará por ele. A corrente eficaz que circula pelo capacitor C_1 é máxima quando a razão cíclica do conversor *push-pull* é mínima. Esse valor máximo é dado pela Eq. (3.17).

$$I_{C1_efc_max} = 9,52 \cdot \sqrt{2 \cdot 0,29 \cdot (1 - 2 \cdot 0,29)} = 4,7A. \quad (3.17)$$

3.3.3 Especificação do capacitor do filtro de entrada

Na seção anterior foram calculados os critérios de escolha do capacitor do filtro de entrada. É hora de especificar um capacitor real. O capacitor que apresentou melhor custo/benefício foi o B43504-A2477-M000 da Epcos. Suas características são:

Vc = 250V	Tensão nominal
C = 470uF	Capacitância nominal
Iefc = 6,6A	Corrente eficaz nominal
RSE = 0,28Ω	Resistência série equivalente nominal

3.3.4 Cálculo da indutância do filtro de entrada

Conhecido o capacitor do filtro LC de entrada, é possível calcular o valor da indutância de entrada simplesmente através da definição de uma frequência de corte adequada.

Porém, como há uma especificação de máxima ondulação da corrente de entrada é preferível utilizá-la nesse cálculo, a fim de obter o menor valor de indutância necessário, para que o magnético seja o menor possível. Partindo da equação de tensão em um indutor, a indutância pode ser calculada a partir da tensão sobre o indutor e da variação de corrente no tempo através dele, como mostra a Eq. (3.18).

$$L_1 = \frac{V_{L1} \cdot D}{\Delta I_{L1} \cdot I_e \cdot f_1}. \quad (3.18)$$

V_{L1} é tensão sobre o indutor do filtro de entrada e equivale a ondulação de tensão sobre o capacitor desse filtro, fixada em 5% de V_{e_min} . Aplicando a ondulação de corrente ao

valor mínimo da corrente de entrada (I_{e_min}), relacionado à razão cíclica máxima (D_{max}), chega-se ao valor de indutância dado pela Eq. (3.19).

$$L_1 = \frac{5\% \cdot V_{e_min} \cdot D_{max}}{6\% \cdot I_{e_min} \cdot f_1} \rightarrow L_1 = 99 \mu H. \quad (3.19)$$

A frequência de corte do filtro de entrada é dada pela Eq. (3.20).

$$f_{f1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}} \rightarrow f_{f1} = 734 Hz. \quad (3.20)$$

Conhecido o valor da indutância do indutor do filtro de entrada ainda é preciso projetar seus aspectos construtivos, o que é feito a seguir.

3.3.5 Projeto físico do indutor do filtro de entrada

No Apêndice A é feita uma breve explanação sobre o projeto físico de indutores. As equações necessárias são apresentadas e são utilizadas no projeto de todos os indutores desse trabalho: indutor do filtro de entrada (L_1), indutor do filtro intermediário (L_2) e indutor do filtro de saída (L_3).

Passa-se agora ao projeto físico de L_1 . Como a ondulação da corrente no indutor do filtro de entrada é pequena, o valor eficaz dessa corrente pode ser aproximado por seu valor médio. Naturalmente, o indutor deve ser projetado para o pior caso, ou seja, para corrente de entrada máxima. Portanto o valor eficaz da corrente que circula no indutor de entrada é dado pela Eq. (3.21).

$$I_{L1_efc} \equiv I_{e_max} = 8,33 A. \quad (3.21)$$

Já que a ondulação da corrente no indutor de entrada foi especificada em 6% do valor médio da corrente de entrada mínima, o valor de pico da corrente no indutor é dado pela Eq. (3.22).

$$I_{L1_pico} = I_{e_max} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \cdot I_{e_min} \rightarrow I_{L1_pico} \cong 8,5 A. \quad (3.22)$$

Definindo um aumento de temperatura (ΔT) de 45°C, o valor de K_j é calculado pela Eq. (3.23).

$$K_j = 63,35 \cdot \Delta T^{0,5} \rightarrow K_j = 425. \quad (3.23)$$

Finalmente, é possível realizar o cálculo do produto das áreas (A_p), que auxiliará a escolha do núcleo a ser utilizado. Isso é feito na Eq. (3.24).

$$A_p = \left[\frac{99 \times 10^{-6} \cdot 8,5 \cdot 8,33 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 425 \cdot 0,3} \right]^{1-0,12} \rightarrow A_p = 0,8 \text{ cm}^4. \quad (3.24)$$

O núcleo utilizado é do tipo EE, do Fabricante Thornton. Esse fabricante fornece uma grande variedade de núcleos do tipo EE. Aquele que possui o produto das áreas (A_p) mais próximo do calculado é o EE30/15/11, que vale $1,11 \text{ cm}^4$. Mas esse núcleo mostrou-se insuficiente para acomodar o enrolamento. Por isso, optou-se por utilizar o núcleo imediatamente posterior: EE30/15/14, com A_p igual a $1,46 \text{ cm}^4$. Outros parâmetros importantes desse núcleo são relacionados a seguir:

$$\begin{aligned} A_e &= 1,22 \text{ cm}^2, \\ CME &= 6,7 \text{ cm}, \\ P_{nc} &= 42 \text{ g}, \\ G &= 1,94 \text{ cm}. \end{aligned}$$

Escolhido o núcleo, pode-se calcular o número de espiras do indutor, como mostra a Eq. (3.25).

$$N = \frac{99 \times 10^{-6} \cdot 8,5 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 1,22} \rightarrow N = 23 \text{ espiras}. \quad (3.25)$$

E com o número de espiras calculado é possível calcular o entreferro necessário, de acordo com a Eq. (3.26), na qual um multiplicador de 10^2 foi aplicado para fornecer o resultado em centímetros.

$$l_g = \frac{23 \cdot 8,5 \cdot 4 \cdot \pi \times 10^{-7} \cdot 10^2}{0,3} \rightarrow l_g = 0,08 \text{ cm}. \quad (3.26)$$

Calculado o entreferro, pode-se calcular o fator de correção (F_c) do número de espiras devido ao espraiamento das linhas de fluxo no entreferro. Isso é feito usando a Eq. (3.27).

$$F_c = 1 + \frac{0,08}{\sqrt{1,22}} \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot 1,94}{0,08} \right) \rightarrow F_c = 1,29. \quad (3.27)$$

Aplicando o fator de correção ao cálculo do número de espiras, chega-se ao valor dado pela Eq. (3.28).

$$N = \frac{99 \times 10^{-6} \cdot 8,5 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 1,22 \cdot \sqrt{1,29}} \rightarrow N = 21 \text{ espiras}. \quad (3.28)$$

A densidade de corrente nos condutores do enrolamento do indutor é calculada pela Eq. (3.29).

$$J = 425 \cdot 1,46^{-0,12} \rightarrow J = 406 \text{ A/cm}^2. \quad (3.29)$$

A área de cobre necessária para conduzir a corrente eficaz que circula no enrolamento do indutor é dada pela Eq. (3.30).

$$A_{cu} = \frac{8,33}{406} \rightarrow A_{cu} = 0,020525 \text{ cm}^2. \quad (3.30)$$

Como a corrente que circula pelo enrolamento do indutor é praticamente contínua, não há necessidade de preocupação com o efeito pelicular. A área de cobre total necessária é dividida em vários condutores apenas por uma questão de praticidade, pois fios muito grossos são difíceis de manipular e de acomodar durante a confecção do indutor. Assim, por conveniência, o fio utilizado é o 20 AWG, cuja área de cobre (A_{cu_fio}) é de $0,005176 \text{ cm}^2$ e a resistência (R_{fio}) é de $0,000445 \text{ } \Omega/\text{cm}$, a 100°C . Portanto, o número de fios em paralelo necessários é dado pela Eq. (3.31).

$$n_f = \frac{0,020525}{0,005176} \rightarrow n_f = 4 \text{ fios}. \quad (3.31)$$

O comprimento desses fios, necessário para que todas as espiras possam ser enroladas, é dado pela Eq. (3.32).

$$l_{fio} = 21 \cdot \frac{6,7}{100} \rightarrow l_{fio} = 1,41 \text{ m}. \quad (3.32)$$

Como a ondulação em alta frequência da corrente que circula pelo enrolamento do indutor é mínima, as perdas no núcleo do indutor podem ser desprezadas. Portanto, as perdas no indutor se resumem as perdas por condução no cobre (P_{cu}), dadas pela Eq. (3.33).

$$P_{cu} = \frac{8,33^2 \cdot 21 \cdot 6,7 \cdot 0,000445}{4} \rightarrow P_{cu} = 1,09 \text{ W}. \quad (3.33)$$

A resistência térmica do núcleo é dada pela Eq. (3.34).

$$R_T = 23 \cdot 1,46^{-0,37} \rightarrow R_T = 20 \text{ } ^\circ\text{C/W}. \quad (3.34)$$

Dessa forma, o aumento de temperatura, acima da ambiente, estimado para o indutor é dado pela Eq. (3.35).

$$\Delta T = 20 \cdot 1,09 \rightarrow \Delta T = 21,8 \text{ } ^\circ\text{C}. \quad (3.35)$$

Conclui-se assim o projeto físico do indutor do filtro de entrada, bem como do próprio filtro.

3.4 Projeto do conversor push-pull

O projeto do conversor *push-pull* é composto pela especificação dos interruptores, pelo projeto do transformador, pela especificação dos diodos da ponte retificadora e pelo projeto do filtro intermediário.

3.4.1 Esforços elétricos nos interruptores

Os esforços elétricos de interesse nos interruptores do conversor *push-pull* são: a tensão aplicada sobre eles e os valores eficaz e médio da corrente que circula por eles. No capítulo 2, durante o equacionamento do conversor *push-pull*, são apresentadas as equações que permitem o cálculo desses esforços, as quais são utilizadas a seguir.

A máxima tensão aplicada sobre os interruptores (V_{M_max}) do conversor *push-pull*, desconsiderando a sobretensão ocasionada pela dispersão do transformador, é dada pela Eq. (3.36).

$$V_{M_max} = 2 \cdot 90 \rightarrow V_{M_max} = 180V. \quad (3.36)$$

O valor médio máximo da corrente que circula pelos interruptores do conversor *push-pull* (I_{M_med}) é dado pela Eq. (3.37).

$$I_{M_med} = 9,52 \cdot 0,44 \rightarrow I_{M_med} = 4,19A. \quad (3.37)$$

O valor eficaz máximo da corrente que circula pelos interruptores do conversor *push-pull* (I_{M_efc}) é dado pela Eq. (3.38).

$$I_{M_efc} = 9,52 \cdot \sqrt{0,44} \rightarrow I_{M_efc} = 6,3A. \quad (3.38)$$

3.4.2 Escolha dos interruptores

Tomando como base os esforços elétricos calculados na seção anterior e levando em consideração que a dispersão provoca sobretensão nos interruptores do conversor *push-pull*, optou-se por utilizar o interruptor da International Rectifier IRFP460A. Trata-se de um MOSFET, cujas principais características são listadas abaixo:

$V_{DS} = 500V$	(Tensão dreno-source)
$I_D = 13A$	(Corrente contínua de dreno, a 100°C)
$I_{DM} = 80A$	(Corrente pulsada de dreno, a 100°C)
$R_{DS(on)} = 270m\Omega$	(Resistência dreno-source durante a condução, a 25°C)
$R_{jc} = 0,45^\circ C/W$	(Resistência térmica junção-cápsula)

$R_{ja} = 40^{\circ}\text{C/W}$	(Resistência térmica junção-ambiente)
$t_r = 59\text{ns}$	(Tempo de subida da corrente de dreno)
$t_f = 58\text{ns}$	(Tempo de descida da corrente de dreno)

3.4.3 Perdas nos interruptores

Através das equações encontradas na literatura [22], é possível estimar a potência dissipada nos interruptores do conversor *push-pull*. As perdas nos semicondutores controlados são divididas entre perdas por condução (P_{cond}) e perdas por comutação (P_{com}). As perdas por comutação, por sua vez, se subdividem em perda na entrada em condução (P_r) e perda durante o bloqueio (P_f). As perdas por condução (P_{cond}), entrada em condução (P_r) e bloqueio (P_f) de cada um dos interruptores do conversor *push-pull* são dadas, respectivamente, pelas equações (3.39) a (3.41).

$$P_{cond} = I_{M_efc}^2 \cdot 1,5 \cdot R_{DS(on)} \rightarrow P_{cond} = 16W, \quad (3.39)$$

$$P_r \cong \frac{V_{DS} \cdot I_{e_pico} \cdot t_r}{6} \cdot f_1 \rightarrow P_r = 1,87W, \quad (3.40)$$

$$P_f \cong \frac{V_{DS} \cdot I_{e_pico} \cdot t_f}{6} \cdot f_1 \rightarrow P_f = 1,84W. \quad (3.41)$$

Portanto, a potência total dissipada nos interruptores do conversor *push-pull* é dada pela Eq. (3.42).

$$P_{total} = 2 \cdot (P_{cond} + P_r + P_f) \rightarrow P_{total} = 39,57W. \quad (3.42)$$

Como a resistência térmica entre a junção e o ambiente é de 40°C/W , deve ser utilizado dissipador nos interruptores do conversor *push-pull*. Estipulando como temperatura máxima da junção (T_{j_max}) o valor de 100°C e a resistência térmica entre a cápsula e o dissipador (R_{cd}) em $0,5^{\circ}\text{C/W}$, pode-se calcular a temperatura máxima no dissipador, como mostra a Eq. (3.43).

$$T_{d_max} = T_{j_max} - \left(\frac{R_{jc} + R_{cd}}{2} \right) \cdot P_{total} \rightarrow T_{d_max} = 81,2^{\circ}\text{C}. \quad (3.43)$$

Estimando a temperatura ambiente (T_{amb}) em 40°C , pode-se calcular a máxima resistência térmica entre o dissipador e o ambiente (R_{da}) de forma a garantir que a temperatura da junção não ultrapasse T_{j_max} , como mostra a Eq. (3.44).

$$R_{da_max} = \frac{T_{d_max} - T_{amb}}{P_{total}} \rightarrow R_{da_max} = 1,04^{\circ}\text{C/W}. \quad (3.44)$$

O dissipador HS8620 (vide Anexo B) do fabricante HS Dissipadores, com 20cm de comprimento e com uma ventilação forçada cuja velocidade do ar seja de 3m/s – que pode ser obtida com um ventilador comercial de 92mm e fluxo de ar de 21,2L/s –, apresenta uma resistência térmica – para uma diferença de temperatura de 40°C entre o ambiente e o dissipador – de 0,87°C/W. Portanto, esse é o sistema de refrigeração utilizado nos interruptores do conversor *push-pull*.

3.4.4 Esforços elétricos nos enrolamentos do transformador

Aplicando as especificações dadas às equações encontradas durante a análise do conversor *push-pull* no capítulo 2, pode-se calcular os esforços de tensão e corrente nos enrolamentos do transformador *push-pull*. Assim, a tensão aplicada aos enrolamentos primários (V_{Lp}) é a própria tensão de entrada (V_e), portanto, os valores máximo e mínimo da tensão aplicada aos enrolamentos primários são dados pela Eq. (3.45) e pela Eq. (3.46), respectivamente.

$$V_{Lp_max} = 90V, \quad (3.45)$$

$$V_{Lp_min} = 60V. \quad (3.46)$$

Como a relação de transformação já foi calculada é possível calcular a tensão induzida nos enrolamento secundário, cujo valor máximo é dado pela Eq. (3.47).

$$V_{Ls_max} = 8 \cdot 90 \rightarrow V_{Ls_max} = 720V. \quad (3.47)$$

Esse valor de tensão é aplicado sobre os diodos da ponte retificadora conectada na saída do transformador. Devido a recuperação reversa dos diodos há ainda sobretensão, ou seja, a tensão aplicada sobre os diodos da ponte é muito elevada. Para contornar essa limitação, é utilizado um transformador *push-pull* com dois enrolamentos secundários, cada um responsável por metade da elevação de tensão, portanto com metade da relação de transformação cada. Assim, a tensão sobre cada enrolamento secundário passa a ser idealmente metade da calculada na Eq. (3.47), como mostra a Eq. (3.48).

$$V_{Ls_max} = \frac{8}{2} \cdot 90 \rightarrow V_{Ls_max} = 360V. \quad (3.48)$$

O valor eficaz da corrente que circula pelos enrolamentos primários equivale ao valor eficaz da corrente que circula nos interruptores, dado pela Eq. (3.49).

$$I_{Lp_efc} = I_{M_efc} \rightarrow I_{Lp_efc} = 6,3A. \quad (3.49)$$

Como os enrolamentos secundários operam em série e a corrente que circula por eles é alternada, o valor eficaz da corrente que circula pelos secundários é dado pela Eq. (3.50).

$$I_{Ls_efc} = \frac{9,52}{8} \cdot \sqrt{2 \cdot 0,44} \rightarrow I_{Ls_efc} = 1,12A. \quad (3.50)$$

Esses são os esforços elétricos necessários para dar prosseguimento ao projeto do circuito de potência do conversor *push-pull*. A seguir é feito o projeto do transformador.

3.4.5 Projeto do transformador

O projeto de um transformador se assemelha muito ao projeto de um indutor. Assim, no projeto de transformadores também há que se escolher um núcleo adequado e, a partir das características desse núcleo, calcular o número de espiras de cada enrolamento, a área de cobre necessária para cada enrolamento, o número de fios que constituirão essa área de cobre global e a estimativa das perdas e do aquecimento do transformador.

Com relação à bitola e ao número de fios dos enrolamentos, bem como das perdas e do aquecimento do transformador, a única diferença é o número de enrolamentos, mas o cálculo é o mesmo. Já com relação à escolha do núcleo e ao cálculo do número de espiras de cada enrolamento há algumas diferenças importantes.

O núcleo continua sendo escolhido com o auxílio do produto das áreas A_p , a diferença está na equação utilizada no cálculo desse parâmetro. A expressão utilizada para o cálculo do produto das áreas de transformadores *push-pull* é mostrada na Eq. (3.51), a qual foi obtida em [21].

$$A_p = \left[\frac{\eta_1 \cdot P_e \cdot 10^4}{2 \cdot K_u \cdot K_j \cdot \Delta B \cdot f_1} \cdot \left(1 + \frac{\sqrt{2}}{\eta_1} \right) \right]^{\frac{1}{1-x}}. \quad (3.51)$$

O fator de utilização da janela do núcleo K_u para transformadores *push-pull* vale 0,4. Além disso, ao contrário do projeto de indutores, não se utiliza um valor máximo de densidade de fluxo (B), mas sim uma máxima variação de densidade de fluxo (ΔB), que deve ser criteriosamente escolhida, já que no transformador *push-pull* não há a utilização de entreferro e há uma maior susceptibilidade à saturação. As constantes K_j e x já são conhecidas.

Definindo uma máxima variação de fluxo (ΔB) igual a 0,11T e aplicando-a à Eq. (3.51), chega-se ao valor de A_p dado pela Eq. (3.52).

$$A_p = 10,93 \text{ cm}^4. \quad (3.52)$$

Para a confecção do transformador *push-pull* é utilizado um núcleo do tipo toroidal da Thornton. Dentre os núcleos oferecidos por esse fabricante, o que melhor se adequa ao A_p calculado é o núcleo NT60/21/20, cujas principais características são:

$$\begin{aligned} A_p &= 13,29 \text{ cm}^4, \\ A_e &= 3,56 \text{ cm}^2, \\ A_l &= 7600 \text{ nH}, \\ CME &= 12 \text{ cm}, \\ P_{nc} &= 200 \text{ g}. \end{aligned}$$

A outra grande diferença está no cálculo do número de espiras, que agora é feito baseado na Lei de Faraday, que relaciona a tensão induzida em um enrolamento com a variação de fluxo no núcleo desse enrolamento. Assim, o número de espiras de cada enrolamento primário do transformador *push-pull* pode ser calculado através da Eq. (3.53).

$$N_p = \frac{V_{e_min} \cdot D_{max} \cdot 10^4}{f_1 \cdot A_e \cdot \Delta B} \rightarrow N = 17 \text{ espiras.} \quad (3.53)$$

Calculado o número de espiras de cada enrolamento primário, é possível calcular o número de espiras de cada enrolamento secundário, basta aplicar metade da relação de transformação, como mostra a Eq. (3.54).

$$N_s = \frac{n}{2} \cdot N_p \rightarrow N_s = 68 \text{ espiras.} \quad (3.54)$$

A corrente de magnetização do enrolamento primário pode ser calculada através da Eq. (3.55).

$$I_{mag} = \frac{V_{e_min} \cdot D_{max} \cdot A_l}{N_p^2 \cdot f_1} \rightarrow I_{mag} = 0,3A. \quad (3.55)$$

Fixando a densidade de corrente (J) nos condutores dos enrolamentos em $350A/cm^2$, pode-se calcular a área de cobre necessária a cada enrolamento primário (A_{cu_p}) e cada enrolamento secundário (A_{cu_s}), como mostram as equações (3.56) e (3.57).

$$A_{cu_p} = \frac{I_{Lp_efc}}{J} \rightarrow A_{cu_p} = 0,017998 \text{ cm}^2, \quad (3.56)$$

$$A_{cu_s} = \frac{I_{Ls_efc}}{J} \rightarrow A_{cu_s} = 0,003182 \text{ cm}^2. \quad (3.57)$$

Para evitar o efeito pelicular, já que a corrente que circula pelos enrolamentos primários e secundários está em alta frequência, a área de cobre total de cada enrolamento deve ser dividida em áreas menores cujo diâmetro máximo é dado pela Eq. (3.58).

$$d_{\max} = \frac{15}{\sqrt{f_1}} \rightarrow d_{\max} = 0,075 \text{ cm.} \quad (3.58)$$

Baseado nesse diâmetro máximo, o fio escolhido para compor todos os enrolamentos do transformador *push-pull* é o 22 AWG, cuja área de cobre ($A_{\text{cu_fio}}$) é de $0,003255 \text{ cm}^2$ e a resistência (R_{fio}) é de $0,000708 \text{ } \Omega/\text{cm}$, a 100°C . Portanto, os números de fios em paralelo necessários a cada enrolamento primário (n_{f_p}) e a cada enrolamento secundário (n_{f_s}) são dados pelas equações (3.59) e (3.60).

$$n_{f_p} = \frac{A_{\text{cu_p}}}{A_{\text{cu_fio}}} \rightarrow n_{f_p} = 6 \text{ fios,} \quad (3.59)$$

$$n_{f_s} = \frac{A_{\text{cu_s}}}{A_{\text{cu_fio}}} \rightarrow n_{f_s} = 1 \text{ fio.} \quad (3.60)$$

Os comprimentos desses fios, necessários para que todas as espiras, tanto dos enrolamentos primários ($l_{\text{fio_p}}$) como dos enrolamentos secundários ($l_{\text{fio_s}}$), possam ser enroladas são dados pelas equações (3.61) e (3.62).

$$l_{\text{fio_p}} = N_p \cdot \frac{CME}{100} \rightarrow l_{\text{fio_p}} = 2,04 \text{ m,} \quad (3.61)$$

$$l_{\text{fio_s}} = N_s \cdot \frac{CME}{100} \rightarrow l_{\text{fio_s}} = 8,16 \text{ m.} \quad (3.62)$$

As perdas, tanto no núcleo (P_{nc}) como em cada enrolamento primário ($P_{\text{cu_p}}$) e cada enrolamento secundário ($P_{\text{cu_s}}$), são dadas pelas equações (3.63) a (3.65).

$$P_n = \Delta B^{2,4} \cdot (4 \times 10^{-5} \cdot f_1 + 4 \times 10^{-10} \cdot f_1^2) \cdot P_{\text{nc}} \rightarrow P_n = 2,24 \text{ W,} \quad (3.63)$$

$$P_{\text{cu_p}} = \frac{I_{Lp_efc}^2 \cdot N_p \cdot CME \cdot R_{\text{fio}}}{n_{f_p}} \rightarrow P_{\text{cu_p}} = 1,91 \text{ W,} \quad (3.64)$$

$$P_{\text{cu_s}} = \frac{I_{Ls_efc}^2 \cdot N_s \cdot CME \cdot R_{\text{fio}}}{n_{f_s}} \rightarrow P_{\text{cu_s}} = 1,43 \text{ W.} \quad (3.65)$$

A resistência térmica do núcleo é dada pela Eq. (3.66).

$$R_T = 23 \cdot A_p^{-0,37} \rightarrow R_T = 8,78^\circ C / W. \quad (3.66)$$

Dessa forma, o aumento de temperatura, acima da ambiente, estimado para o transformador é dado pela Eq. (3.67).

$$\Delta T = R_T \cdot (P_n + 2 \cdot P_{cu_p} + 2 \cdot P_{cu_s}) \rightarrow \Delta T = 49^\circ C. \quad (3.67)$$

3.4.6 Escolha dos diodos da ponte retificadora

A máxima tensão reversa aplicada aos diodos das pontes retificadoras, desconsiderando a sobretensão devido à recuperação reversa dos mesmos, é a tensão de saída dos enrolamentos secundários do transformador do conversor *push-pull*, dada pela Eq. (3.68).

$$V_{D_{\max}} = V_{Ls_{\max}} \rightarrow V_{D_{\max}} = 360V. \quad (3.68)$$

Estimando a sobretensão em 30%, o pico de tensão sobre os diodos das pontes retificadoras no momento do bloqueio é dado pela Eq. (3.69).

$$V_{D_{\text{pico}}} = 1,3 \cdot V_{D_{\max}} \rightarrow V_{D_{\text{pico}}} \cong 470V. \quad (3.69)$$

Os valores médio e eficaz da corrente que circula através de cada diodo das pontes retificadoras são dados pelas equações (3.70) e (3.71).

$$I_{D_{\text{med}}} = \frac{9,52}{2 \cdot 8} \rightarrow I_{D_{\text{med}}} = 0,60A, \quad (3.70)$$

$$I_{D_{\text{efc}}} = \frac{9,52}{8} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot 0,44 + 1}{4}} \rightarrow I_{D_{\text{efc}}} = 0,82A. \quad (3.71)$$

Com base nos esforços elétricos calculados, o diodo utilizado nas pontes retificadoras é o MUR1100, um diodo ultra rápido, que suporta 1A de corrente média e 1000V de tensão reversa, fabricado pela Onsemi.

3.4.7 Escolha do capacitor do filtro intermediário

Assim como foi feito no projeto do filtro de entrada, o primeiro passo no projeto do filtro intermediário é escolher o capacitor a ser utilizado no filtro. O valor de pico da corrente fundamental fornecida pelo inversor ponte completa é dado pela Eq. (3.72).

$$I_{s_{\text{pico}}} = \sqrt{2} \cdot \frac{P_s}{V_s} \rightarrow I_{s_{\text{pico}}} = 2,57A. \quad (3.72)$$

A ondulação máxima de tensão sobre o capacitor do filtro intermediário (ΔV_{C2}) é a própria ondulação da tensão de saída do conversor *push-pull*, ou seja, 2% de V_i . Utilizando o valor de pico da corrente de saída do inversor ponte completa (I_{s_pico}) como valor de pico da corrente drenada do capacitor do filtro intermediário e considerando o caso extremo em que essa corrente seja drenada durante todo o período de comutação dos interruptores do inversor ponte completa, encontra-se que a capacitância mínima de C_2 é dada pela Eq. (3.73).

$$C_2 > \frac{I_{s_pico}}{2\% \cdot V_i \cdot f_2} \rightarrow C_2 > 7,65\mu F. \quad (3.73)$$

A resistência série equivalente máxima (R_{C2}) do capacitor do filtro intermediário é dada pela Eq.(3.74).

$$R_{C2} < \frac{2\% \cdot V_i}{I_{s_pico}} \rightarrow R_{C2} < 3,27\Omega. \quad (3.74)$$

O último critério de escolha do capacitor do filtro intermediário é o valor eficaz da corrente que circula por ele (I_{C2_efc}). O cálculo analítico dessa corrente não é trivial e, por isso, optou-se por determiná-lo por meio de simulação, o qual é dado pela Eq. (3.75).

$$I_{C2_efc} = 1,9A. \quad (3.75)$$

Com base nos cálculos realizados, o capacitor que apresentou melhor custo/benefício foi o B43501-A5107-M000 da Epcos. Suas características a 85°C são:

Vc = 450V	Tensão nominal
C = 100uF	Capacitância nominal
Iefc = 2,5A	Corrente eficaz nominal
RSE = 0,67Ω	Resistência série equivalente nominal

3.4.8 Cálculo da indutância do filtro intermediário

O cálculo da indutância do filtro LC intermediário (L_2) é feito através da frequência de corte desejada (f_{t2}). O valor da frequência de corte deve ser inferior à frequência da corrente drenada pelo inversor ponte completa, mas deve ser tal que a indutância não leve a um indutor muito volumoso. A frequência drenada pelo inversor ponte completa possui uma componente fundamental de 800Hz, já que a tensão de saída é de 400Hz..

Assim, optou-se por utilizar uma frequência de corte de 110Hz, por ser um valor bem menor que 800Hz que resulta em um indutor de volume razoável. A indutância de L_2 é dada pela Eq. (3.76).

$$L_2 = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{f2})^2 \cdot C_2} \rightarrow L_2 = 21mH. \quad (3.76)$$

A ondulação de corrente em alta frequência nesse indutor, que pode ser encontrada pela equação da tensão em um indutor e é de 115mA.

3.4.9 Projeto do indutor do filtro intermediário

Calculada a indutância do indutor do filtro intermediário, ainda é preciso realizar o projeto físico do indutor. Esse projeto é análogo ao já realizado para o indutor do filtro de entrada. Desprezando a ondulação de corrente em L_2 , pode-se aproximar o valor eficaz da corrente que circula por ele por seu valor médio. Portanto, os valores médio e eficaz da corrente que circula por L_2 são dados pela Eq. (3.77).

$$I_{L2_med} \equiv I_{L2_efc} = \frac{P_o}{\eta_2 \cdot V_i} \rightarrow I_{L2_med} \equiv I_{L2_efc} \cong 1,1A. \quad (3.77)$$

Definindo um aumento de temperatura (ΔT) de 40°C, o valor de K_j é calculado pela Eq. (3.78).

$$K_j = 63,35 \cdot \Delta T^{0,5} \rightarrow K_j = 400. \quad (3.78)$$

Agora é possível realizar o cálculo do produto das áreas (A_p), que auxiliará na escolha do núcleo a ser utilizado. Isso é feito na Eq. (3.79).

$$A_p = \left[\frac{21 \times 10^{-3} \cdot 1,1^2 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 400 \cdot 0,3} \right]^{\frac{1}{1-0,12}} \rightarrow A_p = 3,52 \text{ cm}^4. \quad (3.79)$$

O núcleo utilizado é do tipo EE do Fabricante Thornton. Aquele que possui o produto das áreas (A_p) mais próximo do calculado é o EE40/21/15, que vale 4,66 cm^4 . Mas esse núcleo mostrou-se insuficiente para acomodar o enrolamento. Por isso, optou-se por utilizar o núcleo imediatamente posterior: EE40/21/20, com A_p igual a 6,14 cm^4 . Outros parâmetros importantes desse núcleo são relacionados a seguir:

$$\begin{aligned} A_e &= 2,4 \text{ cm}^2, \\ CME &= 10,5 \text{ cm}, \\ P_{nc} &= 112 \text{ g}, \\ G &= 2,96 \text{ cm}. \end{aligned}$$

Escolhido o núcleo, pode-se calcular o número de espiras do indutor, como mostra a Eq. (3.80).

$$N = \frac{21 \times 10^{-3} \cdot 1,1 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 2,4} \rightarrow N = 321 \text{ espiras.} \quad (3.80)$$

E com o número de espiras calculado é possível calcular o entreferro necessário, de acordo com a Eq. (3.81), na qual um multiplicador de 10^2 foi aplicado para fornecer o resultado em centímetro.

$$l_g = \frac{321 \cdot 1,1 \cdot 4 \cdot \pi \times 10^{-7} \cdot 10^2}{0,3} \rightarrow l_g = 0,15 \text{ cm.} \quad (3.81)$$

Calculado o entreferro, pode-se calcular o fator de correção (F_c) do número de espiras devido ao espriamento das linhas de fluxo no entreferro. Isso é feito na Eq. (3.82).

$$F_c = 1 + \frac{0,15}{\sqrt{2,4}} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot 2,96}{0,15}\right) \rightarrow F_c = 1,35. \quad (3.82)$$

Aplicando o fator de correção ao cálculo do número de espiras, chega-se ao valor dado pela Eq. (3.83).

$$N = \frac{21 \times 10^{-3} \cdot 1,1 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 2,4 \cdot \sqrt{1,35}} \rightarrow N = 276 \text{ espiras.} \quad (3.83)$$

A densidade de corrente nos condutores do enrolamento do indutor é calculada pela Eq. (3.84), mas optou-se por utilizar uma densidade levemente superior, de 350 A/cm^2 , que elevará um pouco as perdas nos condutores, mas permitirá reduzir o diâmetro do fio do enrolamento.

$$J = 400 \cdot 6,14^{-0,12} \rightarrow J = 322 \text{ A/cm}^2. \quad (3.84)$$

A área de cobre necessária para conduzir a corrente eficaz que circulará no enrolamento do indutor é dada pela Eq. (3.85).

$$A_{cu} = \frac{1,1}{350} \rightarrow A_{cu} = 0,003143 \text{ cm}^2. \quad (3.85)$$

Como a corrente que circula pelo enrolamento do indutor é praticamente contínua, não há necessidade de preocupação com o efeito pelicular. Assim, o fio utilizado é o 22 AWG, cuja área de cobre (A_{cu_fio}) é de $0,003255 \text{ cm}^2$ e a resistência (R_{fio}) é de $0,000708 \text{ } \Omega/\text{cm}$, a 100°C . Portanto, o número de fios em paralelo necessários é dado pela Eq. (3.86).

$$n_f = \frac{A_{cu}}{A_{cu_fio}} \rightarrow n_f = 1 \text{ fios.} \quad (3.86)$$

O comprimento desses fios, necessário para que todas as espiras possam ser enroladas é dado, pela Eq. (3.87).

$$l_{fio} = 276 \cdot \frac{10,5}{100} \rightarrow l_{fio} = 29 \text{ m.} \quad (3.87)$$

Como a ondulação em alta frequência da corrente que circula pelo enrolamento do indutor é mínima, as perdas no núcleo do indutor podem ser desprezadas. Portanto, as perdas no indutor se resumem as perdas por condução no cobre (P_{cu}), dadas pela Eq. (3.88).

$$P_{cu} = \frac{1,1^2 \cdot 276 \cdot 10,5 \cdot 0,000708}{1} \rightarrow P_{cu} = 2,5 \text{ W.} \quad (3.88)$$

A resistência térmica do núcleo é dada pela Eq. (3.89).

$$R_T = 23 \cdot 6,14^{-0,37} \rightarrow R_T = 11,8 \text{ } ^\circ\text{C/W.} \quad (3.89)$$

Dessa forma, o aumento de temperatura, acima da ambiente, estimado para o indutor é dado pela Eq.(3.90).

$$\Delta T = 11,8 \cdot 2,5 \rightarrow \Delta T = 29,5 \text{ } ^\circ\text{C.} \quad (3.90)$$

Conclui-se assim o projeto físico do indutor do filtro LC intermediário, bem como do circuito de potência do conversor *push-pull*.

3.5 Controle do conversor push-pull

A presente seção e suas subseções têm a finalidade de apresentar o método, o projeto e a implementação do circuito de controle do conversor *push-pull*. Inicialmente é apresentado o método de controle utilizado. Depois, cada parte do circuito de controle é analisada separadamente e seus detalhes construtivos são apresentados. Por fim, é feito o projeto do compensador de frequência utilizado no circuito de controle a fim de garantir a estabilidade na operação e a regulação da tensão de saída.

3.5.1 Método de controle

O método de controle utilizado é conhecido na literatura por Controle por Modo Tensão. Sem dúvida é um dos métodos de controle mais simples e eficientes, por isso mesmo, um dos mais largamente utilizados. Esse método de controle se aplica quando a variável a ser controlada é uma tensão que deve ser mantida constante.

Assim, essa técnica de controle se encaixa perfeitamente no controle do conversor *push-pull*, já que se deseja manter constante a tensão fornecida ao inversor ponte completa

mediante variações de carga e da tensão da fonte de alimentação. O princípio de funcionamento dessa técnica de controle é ilustrado pelo diagrama de blocos da Figura 3.1. Essa técnica consiste em amostrar a variável a ser controlada e comparar essa amostra com uma tensão de referência, fornecendo assim uma tensão de erro.

Essa tensão de erro passa pelo compensador que fornece na sua saída uma tensão de controle. Essa tensão de controle por sua vez passa pelo modulador PWM que fornece o sinal de acionamento dos interruptores com uma razão cíclica proporcional à tensão de controle, a fim de levar a amostra da variável a ser controlada ao valor de referência.

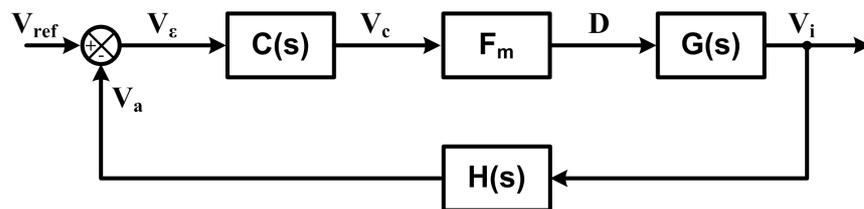


Figura 3.1 – Diagrama de blocos do Controle Modo Tensão.

A melhor forma de descrever esse diagrama de blocos é começando pelo fim. Assim, o sinal V_i é a variável a ser controlada, ou seja, a tensão de saída do conversor *push-pull*. O bloco $H(s)$ representa a função de transferência do transdutor do sinal a ser controlado, ou seja, $H(s)$ é responsável pela amostragem do sinal que se deseja controlar, de forma que ele seja representado por V_a .

Assim, V_a é uma amostra de V_i que deve ser ajustada no valor de V_{ref} , que é a tensão de referência. Como o objetivo é manter a tensão de saída do conversor *push-pull* regulada em V_i , o que ocorre quando V_a se iguala à V_{ref} , pode-se concluir que $H(s)$ é um ganho, dado pela Eq. (3.91).

$$H(s) = \frac{V_{ref}}{V_i}. \quad (3.91)$$

A tensão de erro (V_ϵ) é obtida através da subtração do sinal de tensão amostrada (V_a) do sinal de referência (V_{ref}). Esse sinal passa pelo bloco compensador $C(s)$, responsável pela estabilidade do sistema em malha fechada, o qual fornece um sinal chamado de tensão de controle (V_c). Esse sinal, por sua vez, passa por um bloco modulador (F_m), responsável por converter esse sinal de controle em um sinal de PWM com uma determinada razão cíclica.

A partir desse momento o funcionamento da malha de controle torna-se mais intuitivo, pois percebe-se que com a variação da tensão de controle se obtém a variação da razão cíclica e, portanto, a variação da variável a ser controlada. Isso ocorre até que a tensão

de erro se anule e a tensão de controle estabilize mantendo a razão cíclica constante e a variável a ser controlada regulada.

Portanto, o bloco $G(s)$ representa a função de transferência da planta a ser controlada, a qual relaciona a tensão de saída de pequeno sinal (variável a ser controlada) com a razão cíclica de pequeno sinal (\hat{d}), como mostra a Eq. (3.92).

$$G(s) = \frac{\hat{v}_i}{\hat{d}}. \quad (3.92)$$

Assim, o circuito de controle do conversor *push-pull* é composto das seguintes partes: circuito de realimentação de tensão, circuito de compensação em frequência, modulador (gerador de PWM) e circuito de acionamento dos interruptores. Pode-se ainda acrescentar os circuitos de proteção de corrente. A seguir cada uma dessas partes é abordada separadamente.

3.5.2 Realimentação de tensão

A realimentação de tensão do circuito de controle do conversor *push-pull* é feita da forma mais simples possível: através de um divisor resistivo. Além disso, como a saída do circuito de potência tem uma referência diferente da referência da fonte de entrada, e os pulsos de acionamento dos interruptores são referenciados ao terra da fonte de entrada, a realimentação de tensão ou os pulsos de acionamento devem ser isolados do restante do circuito de controle.

Para evitar a utilização de transformadores de pulso ou de dois optoacopladores, optou-se por fazer a isolação da realimentação de tensão, que exige um único optoacoplador. Devido às várias não-idealidades dos optoacopladores, o compensador também deverá ficar referenciado ao terra da saída do conversor *push-pull*, de forma a absorver as não idealidades do optoacoplador.

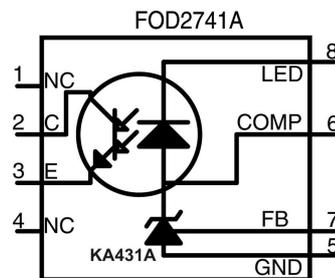


Figura 3.2 – Diagrama esquemático do amplificador de erro FOD2741A.

Assim, optou-se por utilizar o amplificador de erro optoacoplado FOD2741A do fabricante Fairchild[®], que possui no mesmo encapsulamento um optoacoplador de ótima

$$R_{led} > \frac{15-4}{1m} \rightarrow R_{led} > 11k\Omega. \quad (3.94)$$

A resistência do LED é fixada em $12k\Omega$. Como o CTR (*Current Transfer Ratio*) mínimo do FOD2741A é de 100%, o valor mínimo de R_c é dado pela Eq. (3.95).

$$R_c > \frac{18-5,1}{1m} \rightarrow R_c > 12,9k\Omega. \quad (3.95)$$

A resistência de coletor é fixada em $27k\Omega$. O diodo zener utilizado na limitação do pino 2 é o 1N4733, de 5,1V.

3.5.3 Modulador (gerador de PWM)

Passa-se agora à análise do circuito modulador ou gerador de PWM. De acordo com a modulação escolhida para o conversor *push-pull*, os interruptores são comandados por sinais idealmente iguais, defasados de 180° elétricos e com razão cíclica máxima de 0,5. Essa é uma modulação clássica e largamente utilizada. Por isso, existe comercialmente um circuito integrado (CI) que a implementa. Esse CI é o SG3525, embora existam versões equivalentes de outros fabricantes (UC3525 e KA3525), cujo diagrama de blocos é mostrado na Figura 3.4.

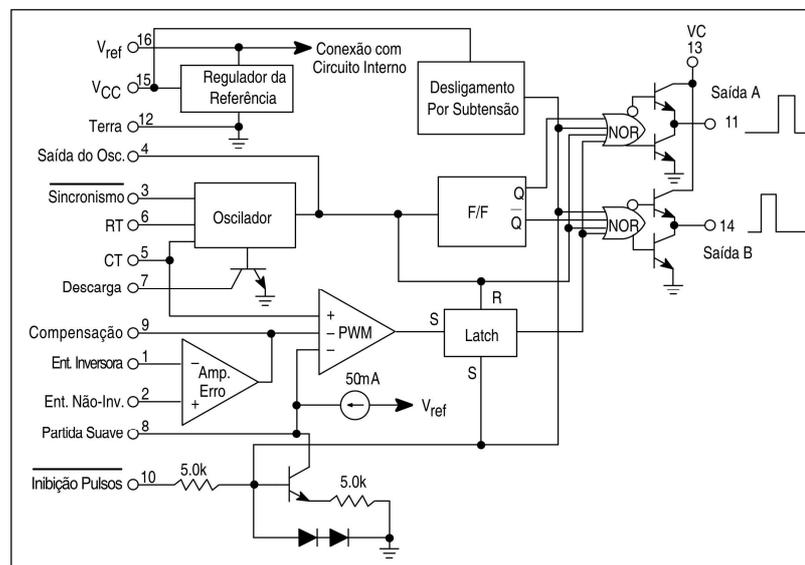


Figura 3.4 – Diagrama de blocos do CI SG3525.

Esse CI, além da modulação, implementa funcionalidades exigidas em qualquer projeto de fonte chaveada, tais como: partida suave e inibição de pulsos. Ele possui basicamente três pinos de alimentação: um para a tensão de alimentação (V_{cc}), pino 15; um de terra, pino 12; e outro para alimentar os pulsos de saída (V_c), pino 13. Ele conta com uma proteção de subtensão que desliga o CI se a tensão de alimentação cair abaixo de 7,5V, só permitindo seu religamento se a tensão de alimentação atingir, pelo menos, 8V.

Esse CI possui também um oscilador interno, cuja forma de onda pode ser acessada através do pino 4, e que opera na frequência determinada pelo resistor (RT) e pelo capacitor (CT) conectados, respectivamente, aos pinos 6 e 5, cujos valores podem ser determinados por meio de um ábaco fornecido na folha de dados do CI. Esse CI pode operar com frequência na faixa de 100Hz a 400kHz.

O SG3525 conta ainda com um comparador interno, que gera o sinal PWM a partir da comparação da tensão de controle (pino 9) com a dente-de-serra (pino 5) gerada pelo oscilador e pelo arranjo RT/CT, e com um flip-flop que realiza uma lógica de seleção de pulsos de forma a fornecer nas saídas A (pino 11) e B (pino 14) pulsos defasados de 180° elétricos e com razão cíclica máxima de 0,5. Para conseguir isso, o SG3525 utiliza dois períodos do oscilador para gerar um período de comutação.

Assim, durante o primeiro período, o resultado da comparação é jogado na saída A enquanto a saída B é mantida no nível de tensão zero. Durante o segundo período ocorre o contrário, a saída A é mantida no nível de tensão zero e o resultado da comparação é jogado na saída B. Portanto, deve-se configurar o SG3525 para operar com o dobro da frequência que se deseja na comutação. Um *latch* é utilizado para prevenir múltiplos pulsos por período de comutação.

O SG3525 oferece ainda um amplificador de erro, que pode ser utilizado na implementação do compensador da malha de controle. Os pinos 1 e 2 são, respectivamente, as entradas inversora e não-inversora do amplificador de erro. O pino 9 é sua saída. Como o compensador é implementado utilizando o amplificador de erro do FOD2741A, o amplificador de erro do SG3525 foi utilizado na configuração de seguidor de tensão.

No pino 16 do SG3525 é disponibilizada uma tensão regulada de 5,1V $\pm 1\%$, que é utilizada na implementação das proteções de corrente. O pino 7 permite a configuração de tempo morto através da conexão de um resistor (R_D) entre ele e o pino 5. O valor desse resistor pode ser calculado através de um ábaco fornecido na folha de dados do CI. Caso não se deseje utilizar essa funcionalidade, o pino 7 deve ser conectado diretamente ao pino 5 ($R_D = 0\Omega$).

Uma das mais importantes funcionalidades do SG3525 é a capacidade de realizar partida suave. Isso é feito através da conexão de um capacitor eletrolítico ao pino 8. Esse capacitor é carregado por uma fonte de corrente de 50uA, interna ao CI, até que ele atinja a tensão de 5,1V. Durante esse período de carga a largura de pulso máxima é limitada a uma proporção da tensão desse capacitor. Portanto, o tempo que levará a partida suave (Δt_{ss}) é

dado pela Eq. (3.96), na qual C_{ss} é o valor da capacitância do capacitor de partida suave e o tempo é dado em segundos.

$$\Delta t_{ss} = \frac{C_{ss} \cdot 5,1}{50 \times 10^{-6}}. \quad (3.96)$$

Outra funcionalidade oferecida pelo SG3525 é a inibição de pulsos, feita através da aplicação de uma tensão positiva maior que 1V no pino 10, que provocará a imediata suspensão dos pulsos nas saídas e a descarga, através de uma fonte de corrente de 150uA, do capacitor de partida suave. Dependendo do tempo de aplicação da tensão positiva no pino 10, o capacitor de partida suave poderá ser parcialmente ou totalmente descarregado.

Mediante a retirada da tensão positiva do pino 10, os pulsos voltarão às saídas com largura de pulso novamente limitada pela recarga do capacitor de partida suave. Essa funcionalidade é utilizada na implementação das proteções de corrente. A Figura 3.5 mostra o diagrama esquemático da configuração geral do SG3525 utilizada no circuito de controle do conversor *push-pull*.

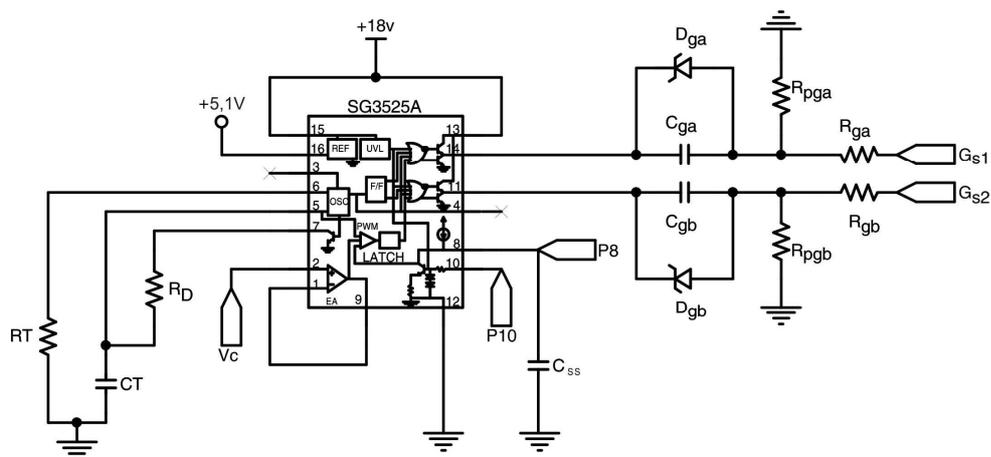


Figura 3.5 – Diagrama esquemático da configuração geral do SG3525.

Na Figura 3.5 também são apresentados os circuitos de *gate*, conectados às saídas A e B (pinos 11 e 14). Esse é um circuito clássico que introduz um valor negativo no pulso de acionamento do interruptor, de forma a acelerar seu bloqueio e impedir que algum ruído cause sua condução indevida.

3.5.4 Proteções de corrente

O problema da saturação do núcleo do transformador do conversor *push-pull* já foi abordado. Para evitar que, mediante essa saturação ou mesmo que na ocorrência de sobrecarga ou curto-circuito, o circuito de potência venha a ser destruído ou danificado, são implementadas duas proteções de corrente. A primeira tem a função de atuar mediante

sobrecargas sem desligar definitivamente o conversor. Já a segunda atuará caso algum surto de corrente, que indique curto-circuito ou saturação do núcleo, seja detectado, desligando definitivamente o conversor, que só voltará a operar após seu religamento.

Para que essas proteções pudessem ser implementadas, tornou-se necessária a inclusão de um pequeno resistor ($R_{sh1} = 33m\Omega$) em série com a corrente total drenada do filtro LC de entrada. O esquema geral do circuito de ambas as proteções é o mesmo e é mostrado na Figura 3.6.

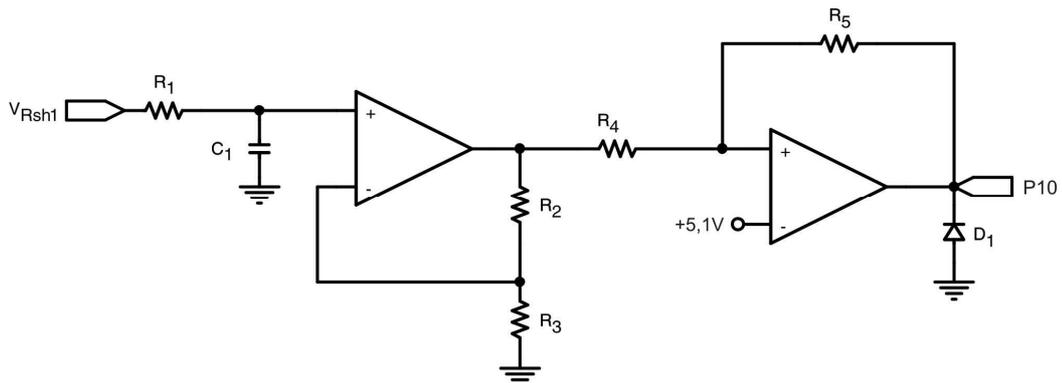


Figura 3.6 – Esquema geral das proteções de corrente.

O princípio de ambas as proteções é o mesmo: a tensão sobre R_{sh1} passa por um filtro RC passa-baixa (R_1 e C_1) para retirar componentes de frequência indesejadas. Em seguida é amplificado por um amplificador operacional na configuração não-inversora. Essa amplificação tem como objetivo compatibilizar o nível de tensão sobre R_{sh1} ao nível de tensão utilizado como referência (5,1V do SG3525) na etapa seguinte, que consiste em um comparador com histerese. O diodo D_1 limita o valor negativo da saída do comparador a, aproximadamente, -0,7V.

Assim, definidos os níveis de corrente que são interpretados como sobrecarga e como curto-circuito, pode-se calcular a tensão sobre R_{sh1} que as indica. Assim, ajusta-se o ganho da etapa amplificadora de forma que o comparador seja levado a saturar positivamente mediante esses valores de tensão. Ambas as proteções operam dessa forma.

A diferença entre as duas proteções, além do ajuste do ganho da etapa amplificadora, está no estágio de saída. Ambas atuam sobre o pino 10 do SG3525, provocando a inibição dos pulsos. Mas, na saída da proteção de curto-circuito foi colocado um *latch* a base de transistores para forçar o desligamento permanente do conversor *push-pull*. Uma outra providência foi a colocação de um transistor em paralelo com o capacitor de partida suave, cuja base foi conectada a saída da proteção de sobrecarga. Dessa forma, sempre que a proteção de sobrecarga atuar, o capacitor de partida suave é totalmente descarregado,

forçando o conversor *push-pull* a reinicializar com partida suave. O esquema completo das duas proteções é mostrado na Figura 3.7.

Embora não seja mostrado na Figura 3.7, LED's de sinalização são utilizados em cada uma das proteções, a fim de permitir a indicação de que houve a atuação de uma das proteções e qual foi ela.

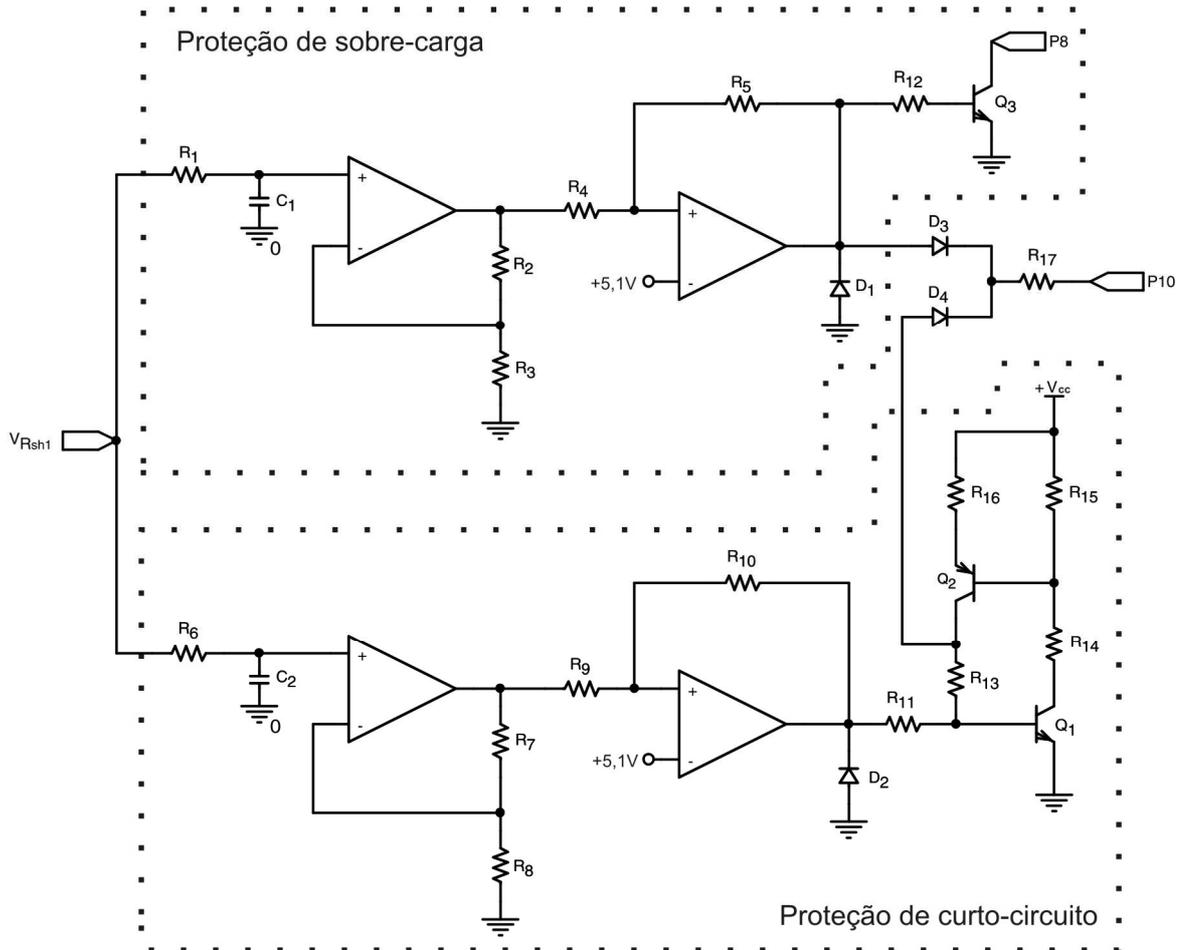


Figura 3.7 – Esquema completo das proteções de corrente.

3.5.5 Projeto do compensador

Passa-se agora ao projeto do compensador do conversor *push-pull*. O objetivo desse compensador é garantir a estabilidade de operação. Há diversas técnicas de projeto de compensadores. Optou-se por utilizar neste trabalho a técnica de projeto por Diagrama de Bode, uma técnica simples e eficiente, amplamente utilizada em Eletrônica de Potência.

Essa técnica se baseia no fato de que sistemas cuja função de transferência de laço aberto sem compensador ($F_{TLA_{sc}}(s)$) apresenta ângulo de fase igual a -180° na frequência de cruzamento, são instáveis. Se o ângulo de fase não for igual, mas próximo a -180° , o sistema poderá ser estável mas certamente apresentará elevado sobre-sinal e se comportará de forma

oscilatória. Portanto, através da análise da $FTLA_{sc}(s)$ de um conversor, é possível saber se ele tende ou não a instabilidade.

Diante disso, a técnica de projeto de compensadores por Diagrama de Bode estabelece critérios de estabilidade baseados na resposta em frequência do sistema. O primeiro critério trata do erro estático, ou seja, a diferença entre a variável controlada e a referência estabelecida, em regime permanente. Para que esse erro seja o menor possível, o ganho em baixas frequências deve ser elevado. Ganhos elevados em baixas frequências são obtidos por meio da alocação de um pólo na origem.

O segundo critério dessa técnica está relacionado à estabilidade. Esse critério determina que a função de transferência de laço aberto com compensador ($FTLA_{cc}(s)$) deve apresentar um ganho com inclinação de -20dB/dec na frequência de cruzamento. O terceiro critério também diz respeito a estabilidade e determina que a margem de fase da $FTLA_{cc}(s)$ deve estar, preferencialmente, entre 45° e 90° .

O último critério de estabilidade estabelece uma faixa segura para a frequência de cruzamento. A velocidade de resposta do compensador mediante distúrbios está intimamente relacionada a frequência de cruzamento do ganho da $FTLA_{cc}(s)$. Quanto maior essa frequência mais rápida é a resposta do compensador.

Em fontes chaveadas, essa frequência não pode ser tão alta quanto se queira, pois a medida que a frequência de cruzamento se aproxima da frequência de comutação utilizada, o sistema tende à instabilidade. A literatura [23] estabelece como limite máximo para a frequência de cruzamento o valor de um quarto ($1/4$) da frequência de comutação utilizada.

Conhecidos os critérios a serem aplicados ao projeto do compensador, é hora de projetá-lo. A função de transferência do conversor *push-pull* ($G_{sh}(s)$) já foi apresentada no capítulo 2. A $FTLA_{sc}(s)$ de $G_{sh}(s)$ é dada pela Eq. (3.97).

$$FTLA_{sc}(s) = G_{sh}(s) \cdot F_m \cdot H(s). \quad (3.97)$$

Na Eq. (3.97), $H(s)$ é o ganho do transdutor de tensão utilizado na realimentação, já calculado na Eq. (3.93) e F_m é o ganho do modulador, que é dado pelo inverso do valor pico a pico da portadora utilizada pelo circuito gerador de PWM. O SG3525 utiliza uma portadora de $2,5V_{pp}$, portanto, o valor de F_m é dado pela Eq. (3.98).

$$F_m = \frac{1}{2,5} \rightarrow F_m = 0,4. \quad (3.98)$$

O diagrama de Bode da $FTLA_{sc}(s)$ de $G_{sh}(s)$ é apresentado na Figura 3.8 e na Figura 3.9.

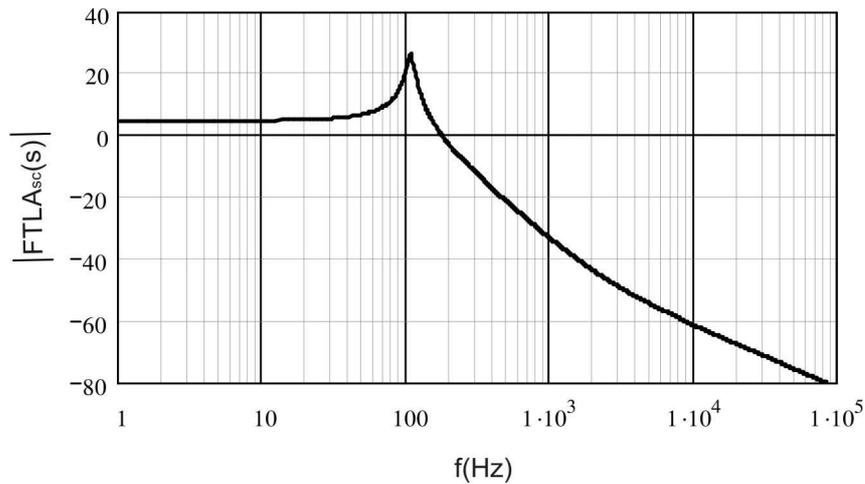


Figura 3.8 – Ganho do sistema não compensado.

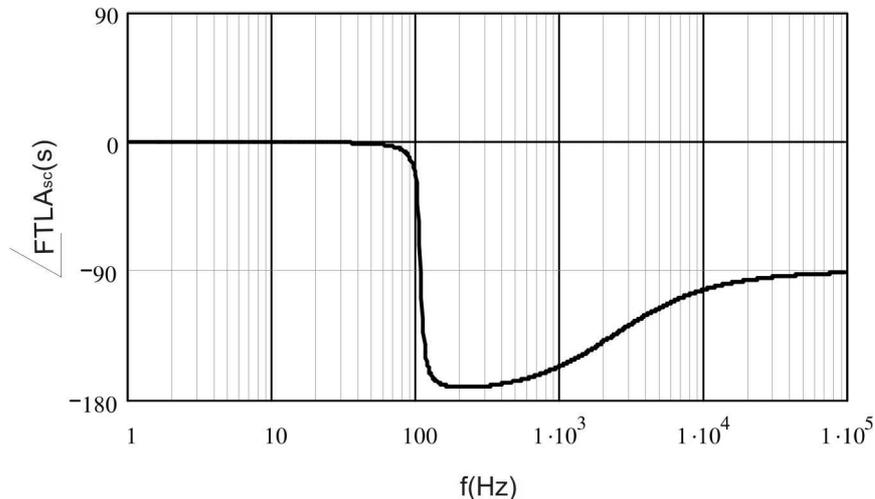


Figura 3.9 – Fase do sistema não compensado.

Através do diagrama de Bode constata-se imediatamente o pequeno ganho em baixas frequências, uma inclinação maior que -20dB/dec na frequência de cruzamento e a margem de fase próxima de zero. Portanto, o sistema não compensado tende fortemente à instabilidade.

O primeiro passo no procedimento de projeto do compensador é conhecer sua estrutura dinâmica, ou seja, seus pólos e zeros. Devido ao pequeno ganho em baixas frequências da $FTLA_{sc}(s)$ do conversor *push-pull*, o compensador utilizado deve possuir um pólo na origem, para elevar esse ganho e minimizar o erro estático.

Com a inclusão de um pólo na origem, a curva de ganho pela frequência já inicia com uma inclinação de -20dB/dec . Consequentemente, a ação de todos os demais pólos e zeros da $FTLA_{sc}(s)$ devem ser anulados, de tal forma que a inclinação de -20dB/dec seja

mantida. Essa anulação é feita através da alocação dos pólos e zeros do compensador nas mesmas frequências dos zeros e dos pólos da planta.

Como a $FTLA_{sc}(s)$ possui um zero e dois pólos, conclui-se que a estrutura dinâmica do compensador é composta por dois pólos (um na origem e outro na frequência do zero da planta) e dois zeros (um para cada pólo da planta). Além dos pólos e dos zeros o compensador também deve contar com um ganho (K_v), através do qual se ajusta a frequência de cruzamento. De tudo isso, chega-se a representação da função de transferência do compensador em termos dos pólos e zeros da planta dada pela Eq. (3.99).

$$C_{sh}(s) = K_v \cdot \frac{(s + \omega_{osh}) \cdot (s + \omega_{osh})}{s \cdot (s + \omega_{zsh})}. \quad (3.99)$$

O diagrama esquemático do circuito do compensador que fornece essa função de transferência é mostrado na Figura 3.10, trata-se de um compensador PID.

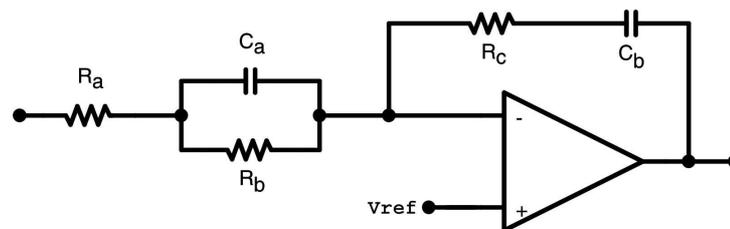


Figura 3.10 – Compensador do conversor *push-pull*.

Sua função de transferência em termos dos resistores e capacitores que o compõem, é mostrada na Eq. (3.100).

$$C_{sh}(s) = \frac{R_c}{R_a} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R_c \cdot C_b}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{R_b \cdot C_a}\right)}{s \cdot \left(s + \frac{R_a + R_b}{C_a \cdot R_a \cdot C_b}\right)}. \quad (3.100)$$

Igualando as equações (3.99) e (3.100) é possível encontrar quatro novas equações. Como há cinco incógnitas, arbitra-se o valor de uma e calcula-se as demais. Escolhendo o valor do resistor R_a para ser arbitrado, as equações, em ordem de cálculo, que permitem calcular o valor dos demais componentes são mostradas nas equações (3.101) a (3.104).

$$R_c = K_v \cdot R_a, \quad (3.101)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_{osh} \cdot R_c}, \quad (3.102)$$

$$R_b = R_a \cdot \left(\frac{\omega_{zsh}}{\omega_{osh}} - 1 \right), \quad (3.103)$$

$$C_a = \frac{1}{\omega_{osh} \cdot R_b}. \quad (3.104)$$

Nota-se que o desenrolar dos cálculos depende do valor de K_v . O valor de K_v , por sua vez, depende do valor da frequência de cruzamento (f_c) da curva de ganho da função de transferência de laço aberto com compensador ($FTLA_{cc}(s)$), que é dada pela Eq. (3.105).

$$FTLA_{cc}(s) = FTLA_{sc}(s) \cdot C_{sh}(s). \quad (3.105)$$

Como já foi dito, a dinâmica do compensador já é conhecida e, portanto, sua função de transferência pode ser reescrita na forma da Eq. (3.106).

$$C_{sh}(s) = K_v \cdot T(s). \quad (3.106)$$

Obviamente $T(s)$ é conhecido e é dado pela Eq. (3.107).

$$T(s) = \frac{(s + \omega_{osh}) \cdot (s + \omega_{osh})}{s \cdot (s + \omega_{zsh})}. \quad (3.107)$$

Na frequência de cruzamento o ganho é de 0dB, ou seja, unitário. Assim, pode-se reescrever a Eq. (3.105) na forma da Eq. (3.108).

$$1 = FTLA_{sc}(2 \cdot \pi \cdot f_c) \cdot K_v \cdot T(2 \cdot \pi \cdot f_c). \quad (3.108)$$

Na qual a frequência de cruzamento é dada em Hz. Percebe-se que é possível calcular o valor de K_v a partir da Eq. (3.108), como mostra a Eq. (3.109).

$$K_v = \frac{1}{FTLA_{sc}(2 \cdot \pi \cdot f_c) \cdot T(2 \cdot \pi \cdot f_c)}. \quad (3.109)$$

A frequência de cruzamento é uma escolha de projeto. Embora normalmente se utilize a maior frequência de cruzamento possível, há casos em que isso não é conveniente. Como o conversor *push-pull* irá alimentar um inversor, ou seja, uma carga não-linear, é necessário que a frequência de cruzamento atenda ao compromisso de ser menor que o dobro da frequência da tensão de saída do inversor, já que a corrente drenada pelo inversor ponte completa tem a forma de uma senoide retificada.

Assim, definindo a frequência de cruzamento do compensador em 150Hz, de forma a ficar razoavelmente abaixo de 800Hz, garantindo a baixa ondulação da corrente de entrada, o valor de K_v é dado pela Eq. (3.110).

$$K_v = \frac{1}{FTLA_{sc} (2 \cdot \pi \cdot 150) \cdot T (2 \cdot \pi \cdot 150)} \rightarrow K_v \cong 5,6. \quad (3.110)$$

De posse do valor de K_v e arbitrando o valor de R_a em $1k\Omega$, pode-se calcular os valores dos demais componentes do compensador, a partir das equações (3.101) a (3.104), como mostram as equações (3.111) a (3.114).

$$R_c = 5,6 \cdot 1k \rightarrow R_c = 5,6k\Omega, \quad (3.111)$$

$$C_b = \frac{1}{674 \cdot 5,6k} \rightarrow C_b = 270nF, \quad (3.112)$$

$$R_b = 1k \cdot \left(\frac{15k}{674} - 1 \right) \rightarrow R_b = 22k\Omega, \quad (3.113)$$

$$C_a = \frac{1}{674 \cdot 22k} \rightarrow C_a = 68nF. \quad (3.114)$$

Substituindo esses valores na Eq. (3.100), pode-se encontrar a função de transferência do compensador a partir dos componentes calculados, mostrada na Eq. (3.115).

$$C_{sh}(s) = 5,6 \cdot \frac{(s + 661) \cdot (s + 661)}{s \cdot (s + 15,4 \times 10^3)}. \quad (3.115)$$

O diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto com compensador ($FTLA_{cc}(s)$) é mostrado na Figura 3.11 e na Figura 3.12.

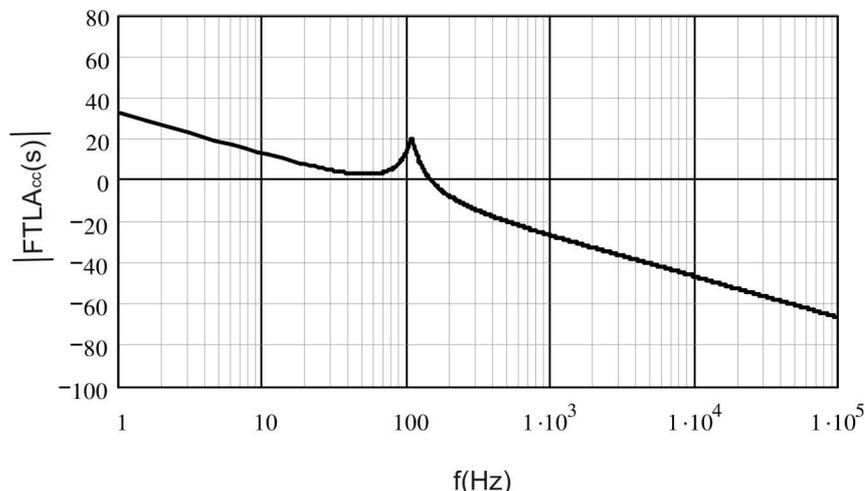


Figura 3.11 – Ganho do sistema compensado.

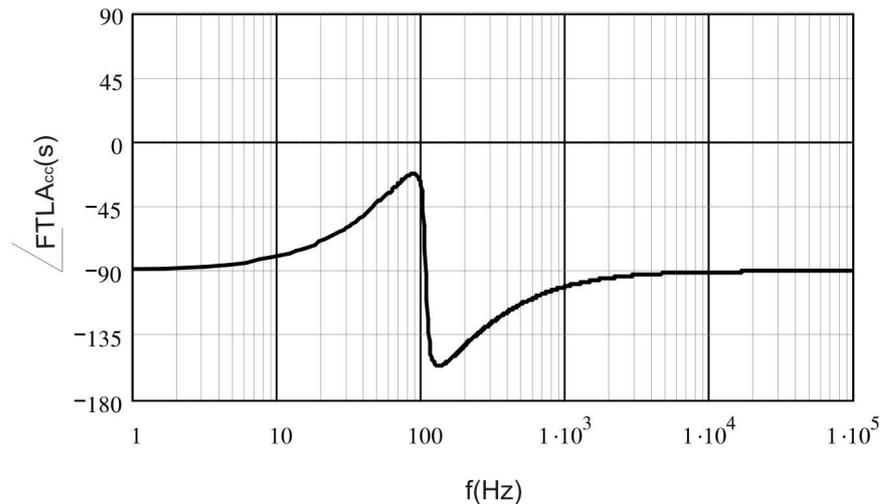


Figura 3.12 – Fase do sistema compensado.

Pelo gráfico de ganho do diagrama de Bode do sistema compensado, pode-se perceber que a inclinação na passagem por 0dB é menor que -20dB/dec, mas isso não compromete a estabilidade do sistema. A curva de ganho apresenta ainda um alto ganho em baixa frequência; garantindo assim baixo erro estático.

Pelo gráfico de fase do diagrama de Bode do sistema compensado, percebe-se que o critério que determina que a margem de fase esteja entre 45° e 90° não foi atendido, pois a margem de fase obtida ficou em torno de 30°. Não há com ser diferente, pois para aumentar a margem de fase ter-se-ia que aumentar a frequência de cruzamento, o que acarretaria a elevação da ondulação da corrente drenada da fonte de alimentação. A margem de fase obtida não prejudica a estabilidade, apenas torna o sistema mais oscilatório.

3.6 Projeto do inversor ponte completa

Foram concluídos os projetos do filtro de entrada e do conversor *push-pull*. Passa-se agora ao projeto do circuito de potência do inversor ponte completa, que consiste na escolha de interruptores adequados e no projeto do filtro LC de saída.

3.6.1 Escolha do interruptor

Os esforços de tensão e corrente nos interruptores do inversor ponte completa já são conhecidos da análise feita no capítulo 2. Assim, a tensão sobre os interruptores da ponte é a própria tensão do barramento de entrada, como mostra a Eq. (3.116).

$$V_Q = V_i. \quad (3.116)$$

Como a frequência de corte do compensador do conversor *push-pull*, que alimenta o inversor ponte completa, foi fixada em um valor baixo (150Hz), a sua tensão de saída está

sujeita a sobre-sinais durante os transitórios de carga e de tensão da fonte de alimentação. Prevendo esses sobre-sinais, é aplicado um fator de correção de 30% no cálculo da tensão aplicada aos interruptores do inversor ponte completa. Portanto, a máxima tensão sobre os interruptores é dada pela Eq. (3.117).

$$V_{Q_max} = 1,3 \cdot 420 \rightarrow V_{Q_max} = 546V. \quad (3.117)$$

A literatura [16] recomenda que o interruptor seja dimensionado pela corrente de pico da componente fundamental da corrente fornecida pelo inversor ponte completa. Portanto, o esforço de corrente nos interruptores é dado pela Eq. (3.118).

$$I_{Q_max} = \sqrt{2} \cdot \frac{400}{220 \cdot 1} \rightarrow I_{Q_max} = 2,6A. \quad (3.118)$$

O princípio de funcionamento do inversor ponte completa, como mostrado no capítulo 2, exige a circulação de corrente pelos diodos em anti-paralelo dos interruptores. Por isso, o efeito da recuperação reversa desses diodos influencia significativamente no funcionamento do inversor.

Dos interruptores comerciais, os mais utilizados são os MOSFET's e os IGBT's, que são disponibilizados comercialmente com diodos em anti-paralelo. A performance dos diodos dos IGBT's é sensivelmente superior a dos diodos dos MOSFET's. Por isso, optou-se por utilizar IGBT no inversor ponte completa.

A tecnologia de IGBT utilizada deve ser capaz de operar em alta frequência. O fabricante International Rectifier proporciona uma tecnologia de IGBT's de alta frequência chamada de Warp2. Dentre os dispositivos dessa tecnologia o que apresentou melhor custo/benefício foi o interruptor IRGB50B60PD1, cujas características são apresentadas a seguir:

$V_{CE} = 600V$	(Tensão coletor-emissor)
$V_{CE(on)} = 2V$	(Valor típico da tensão de saturação)
$I_C = 33A$	(Corrente contínua de coletor, a 100°C)
$I_{CM} = 150A$	(Corrente pulsada de coletor, a 100°C)
$I_F = 15A$	(Corrente contínua do diodo, a 100°C)
$I_{FM} = 60A$	(Corrente pulsada do diodo, a 100°C)
$R_{CE(on)} = 61m\Omega$	(Resistência coletor-emissor durante a condução)
$R_{jc} = 0,32^\circ C/W$	(Resistência térmica junção-cápsula)
$R_{ja} = 40^\circ C/W$	(Resistência térmica junção-ambiente)
$t_r = 13ns$	(Tempo de subida da corrente de coletor)
$t_f = 15ns$	(Tempo de descida da corrente de coletor)

3.6.2 Cálculo das perdas

A perda por condução em cada interruptor do inversor é dada pela Eq. (3.119).

$$P_{cond} = \frac{I_{Q_max}}{\sqrt{2}} \cdot V_{CE(on)} \rightarrow P_{cond} = 3,68W. \quad (3.119)$$

As perdas por comutação são dadas pelas equações (3.120) e (3.121).

$$P_r = \frac{V_{CE} \cdot I_{Q_max} \cdot t_r}{2} \cdot f_2 \rightarrow P_r = 0,41W, \quad (3.120)$$

$$P_f = \frac{V_{CE} \cdot I_{Q_max} \cdot t_f}{2} \cdot f_2 \rightarrow P_f = 0,47W. \quad (3.121)$$

Portanto, a potência total dissipada nos interruptores do inversor ponte completa é dada pela Eq. (3.122).

$$P_{total} = 4 \cdot (P_{cond} + P_r + P_f) \rightarrow P_{total} = 18,24W. \quad (3.122)$$

3.6.3 Cálculo térmico

Como a resistência térmica entre a junção e o ambiente é de $40^\circ\text{C}/\text{W}$, deve ser utilizado dissipador nos interruptores do inversor ponte completa. Estipulando como temperatura máxima da junção (T_{j_max}) o valor de 100°C e a resistência térmica entre a cápsula e o dissipador (R_{cd}) em $0,5^\circ\text{C}/\text{W}$, pode-se calcular a temperatura máxima no dissipador, como mostra a Eq. (3.123).

$$T_{d_max} = T_{j_max} - \left(\frac{R_{jc} + R_{cd}}{2} \right) \cdot P_{total} \rightarrow T_{d_max} = 92,52^\circ\text{C}. \quad (3.123)$$

Estimando a temperatura ambiente (T_{amb}) em 40°C , pode-se calcular a máxima resistência térmica entre o dissipador e o ambiente (R_{da}) de forma a garantir que a temperatura da junção não ultrapasse T_{j_max} , como mostra a Eq. (3.124).

$$R_{da_max} = \frac{T_{d_max} - T_{amb}}{P_{total}} \rightarrow R_{da_max} = 2,88^\circ\text{C}/\text{W}. \quad (3.124)$$

O dissipador utilizado nos interruptores do conversor *push-pull*, o HS8620 (vide Anexo B) do fabricante HS Dissipadores, com 20cm de comprimento e sem ventilação forçada apresenta uma resistência térmica – para uma diferença de temperatura de 50°C entre o ambiente e o dissipador – de $2,64^\circ\text{C}/\text{W}$. Portanto, esse dissipador é utilizado nos interruptores do inversor ponte completa.

3.6.4 Projeto do filtro de saída

Como já foi dito, o filtro de saída tem a função de retirar as componentes de frequência diferente da frequência fundamental da tensão de saída, de forma que a tensão fornecida à carga seja a mais senoidal possível, ou seja, com baixa THD. A seguir é realizado o projeto desse filtro.

A frequência de corte do filtro de saída deve estar uma década acima da frequência fundamental da tensão de saída (400Hz) e uma década abaixo da frequência de comutação dos interruptores do inversor ponte completa (40kHz), já que a modulação utilizada é a bipolar. Portanto a frequência de corte (f_{f3}) do filtro de saída deve estar em torno de 4kHz.

Definindo uma ondulação máxima de corrente no indutor do filtro de saída de 35% do valor de pico da corrente fundamental fornecida à carga, o valor dessa indutância pode ser calculado de acordo com a Eq. (3.125) [24].

$$L_3 = \frac{(V_i - \sqrt{2} \cdot V_s) \cdot M_a}{0,35 \cdot \sqrt{2} \cdot I_s} \rightarrow L_3 = 2,27mH. \quad (3.125)$$

Assim, de posse dos valores de frequência de corte e indutância do indutor do filtro, é possível calcular o valor da capacitância através da Eq. (3.126).

$$C_3 = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{f3})^2 \cdot L_3} \rightarrow C_3 = 698nF. \quad (3.126)$$

3.6.5 Escolha do capacitor do filtro de saída

A partir do valor de capacitância calculado para o capacitor do filtro de saída, é preciso selecionar um capacitor comercial para ser utilizado. Diferentemente dos capacitores dos filtros de entrada e intermediário, o valor da capacitância do filtro de saída é bem pequeno o que permite a utilização de outra tecnologia que não a dos capacitores eletrolíticos.

O capacitor de polipropileno metalizado, tecnologia que proporciona resistência série equivalente desprezível e suporta altas frequência e corrente, é a melhor opção. O capacitor dessa tecnologia que apresentou melhor custo/benefício foi o B32654-A6105-J000 do fabricante Epcos. Esse capacitor possui uma capacitância de 1uF, suporta 250Vac e 630Vdc.

3.6.6 Projeto do indutor do filtro de saída

Os valores eficaz e de pico da corrente que circula por L_3 são dados pela Eq. (3.127) e pela Eq. (3.128).

$$I_{L3_efc} = I_s \rightarrow I_{L3_efc} = 1,8A, \quad (3.127)$$

$$I_{L3_pico} = \sqrt{2} \cdot I_s \rightarrow I_{L3_pico} = 2,6A. \quad (3.128)$$

Definindo um aumento de temperatura (ΔT) de 30°C, o valor de K_j é calculado pela Eq. (3.129).

$$K_j = 63,35 \cdot 30^{0,5} \rightarrow K_j = 347. \quad (3.129)$$

Agora é possível realizar o cálculo do produto das áreas (A_p), que auxiliará a escolha do núcleo a ser utilizado. Isso é feito usando a Eq. (3.130).

$$A_p = \left[\frac{2,27 \cdot 1,8 \cdot 2,6 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 347 \cdot 0,3} \right]^{1-0,12} \rightarrow A_p = 1,54 \text{ cm}^4. \quad (3.130)$$

O núcleo EE do Fabricante Thornton, que possui o produto das áreas (A_p) mais próximo do calculado é o EE42/21/15, que vale 4,66. Outros parâmetros importantes desse núcleo são relacionados a seguir:

$$A_e = 1,82 \text{ cm}^2,$$

$$CME = 9,3 \text{ cm},$$

$$P_{nc} = 88 \text{ g},$$

$$G = 2,96 \text{ cm}.$$

O número de espiras do indutor é dado pela Eq. (3.131).

$$N = \frac{2,27 \times 10^{-3} \cdot 2,6 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 1,82} \rightarrow N = 108 \text{ espiras}. \quad (3.131)$$

E com o número de espiras calculado é possível calcular o entreferro necessário, de acordo com a Eq. (3.132), na qual um multiplicador de 10^2 foi aplicado para fornecer o resultado em centímetro.

$$l_g = \frac{108 \cdot 2,6 \cdot 4 \cdot \pi \times 10^{-7} \cdot 10^2}{0,3} \rightarrow l_g = 0,12 \text{ cm}. \quad (3.132)$$

Calculado o entreferro, pode-se calcular o fator de correção (F_c) do número de espiras devido ao espraiamento das linhas de fluxo no entreferro. Isso é feito na Eq. (3.133).

$$F_c = 1 + \frac{0,12}{\sqrt{1,82}} \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot 2,96}{0,12} \right) \rightarrow F_c = 1,34. \quad (3.133)$$

Aplicando o fator de correção ao cálculo do número de espiras, chega-se ao valor dado pela Eq. (3.134).

$$N = \frac{2,27 \times 10^{-3} \cdot 2,6 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 1,82 \cdot \sqrt{1,34}} \rightarrow N = 93 \text{ espiras.} \quad (3.134)$$

A densidade de corrente nos condutores do enrolamento do indutor é calculada pela Eq. (3.135), mas optou-se por utilizar uma densidade um pouco inferior, de 250A/cm².

$$J = 347 \cdot 1,82^{-0,12} \rightarrow J = 288 \text{ A/cm}^2. \quad (3.135)$$

A área de cobre necessária para conduzir a corrente eficaz que circula no enrolamento do indutor é dada pela Eq. (3.136).

$$A_{cu} = \frac{1,8}{250} \rightarrow A_{cu} = 0,007200 \text{ cm}^2. \quad (3.136)$$

Como a corrente que circula pelo enrolamento do indutor é predominantemente de baixa frequência (400Hz), não há necessidade de preocupação com o efeito pelicular mas, para facilitar a montagem e melhorar a acomodação do enrolamento, foi utilizado o fio 24 AWG, cuja área de cobre (A_{cu_fio}) é de 0,002047 cm² e a resistência (R_{fio}) é de 0,001125 Ω/cm, a 100°C. Portanto, o número de fios em paralelo necessário é dado pela Eq. (3.137).

$$n_f = \frac{A_{cu}}{A_{cu_fio}} \rightarrow n_f = 4 \text{ fios.} \quad (3.137)$$

O comprimento desses fios, necessário para que todas as espiras possam ser enroladas é dado, pela Eq. (3.138).

$$l_{fio} = 93 \cdot \frac{9,3}{100} \rightarrow l_{fio} = 8,65 \text{ m.} \quad (3.138)$$

As perdas no indutor por condução no cobre (P_{cu}) são dadas pela Eq. (3.139).

$$P_{cu} = \frac{1,8^2 \cdot 93 \cdot 9,3 \cdot 0,001125}{4} \rightarrow P_{cu} = 0,8 \text{ W.} \quad (3.139)$$

As perdas no núcleo do indutor (P_n) são dadas pela Eq. (3.140).

$$P_n = (0,35 \cdot 0,3)^{2,4} \cdot \left(4 \cdot 10^{-5} \cdot 40 \times 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (40 \times 10^3)^2 \right) \rightarrow P_n = 0,9 \text{ W.} \quad (3.140)$$

A resistência térmica do núcleo é dada pela Eq. (3.141).

$$R_T = 23 \cdot 4,66^{-0,37} \rightarrow R_T = 13 \text{ }^\circ\text{C/W.} \quad (3.141)$$

Dessa forma, o aumento de temperatura acima da ambiente estimado para o indutor é dado pela Eq. (3.142).

$$\Delta T = R_T \cdot (P_{cu} + P_n) \rightarrow \Delta T \cong 22 \text{ } ^\circ\text{C}. \quad (3.142)$$

3.7 Controle do inversor ponte completa

O circuito de controle do inversor ponte completa é constituído por um circuito de realimentação, por um circuito gerador da senoide de referência, por um circuito de comando dos interruptores, por um circuito compensador de nível CC, por um gerador de PWM, por um circuito compensador de frequência e por um circuito de proteção de corrente.

O princípio do controle utilizado no inversor ponte completa é o mesmo apresentado para o controle do conversor *push-pull*, ou seja, a variável a ser controlada é realimentada e comparada com uma referência. Dessa comparação se obtém um sinal de erro que, após compensado, passa pelo modulador (gerador de PWM) que produz os pulsos de acionamento dos interruptores de forma a conduzir a variável de controle a reproduzir a referência.

A grande diferença está na referência que deve ser senoidal. Para evitar que a tensão de saída tenha uma componente contínua, um compensador de nível CC baseado em um integrador foi agregado à realimentação de tensão. Esse e os demais detalhes do circuito de controle do inversor ponte completa são apresentados nas subseções a seguir.

3.7.1 Realimentação de tensão

A realimentação de tensão optou-se por fazer através de um divisor resistivo e de um amplificador de instrumentação, como mostrado na Figura 3.13.

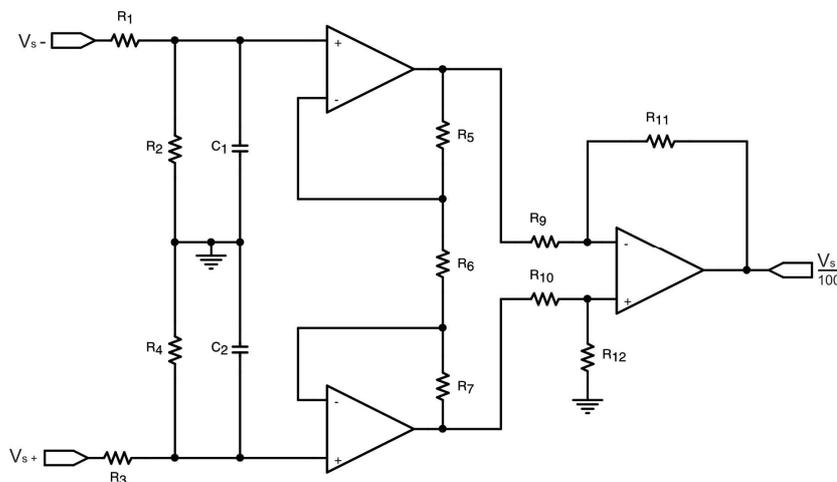


Figura 3.13 – Circuito de realimentação de tensão do inversor ponte completa.

Os resistores R_1 a R_4 formam os divisores resistivos responsáveis por dar um ganho de 1/100 na tensão de saída do inversor. Os capacitores C_1 e C_2 fornecem um caminho de

baixa impedância para qualquer componente em alta frequência presente no sinal de interesse, funcionando como filtro de alta frequência.

O restante do circuito é chamado na literatura de amplificador de instrumentação. É constituído basicamente de dois seguidores de tensão e de um amplificador de diferença. Nessa topologia os resistores R_5 , R_7 e R_9 a R_{11} possuem a mesmo valor de resistência e o resistor R_6 define o ganho do amplificador de instrumentação. Se R_6 for muito maior que os demais resistores, o ganho do amplificador de instrumentação tende à unidade.

Esse circuito tem como objetivo referenciar a tensão de realimentação ao terra do circuito de controle. Isso é necessário porque o terra do circuito de controle foi colocado no pólo negativo do barramento da tensão de entrada do inversor ponte completa e não na carga. Portanto a tensão de saída tem que ser realimentada de forma diferencial, na qual $V_s +$ e $V_s -$ são, respectivamente, os pólos positivo e negativo do capacitor do filtro de saída.

Optou-se pelo amplificador de instrumentação devido a sua imunidade à ruído, elevada impedância de entrada e baixa impedância de saída. Assim, na saída do amplificador de instrumentação têm-se uma tensão com a mesma forma de onda da tensão de saída do inversor, mas com a amplitude reduzida em 100 vezes, isenta de qualquer ruído e referenciada ao terra do circuito de controle.

3.7.2 Gerador da senoide de referência

Para implementar a malha de controle do inversor é necessário ter uma senoide de referência, a qual é utilizada para o cálculo da tensão de erro. Optou-se por utilizar um circuito integrado (CI) dedicado para realizar essa função. É o gerador de função de precisão XR8038 da Exar, cujo esquemático é mostrado na Figura 3.14.

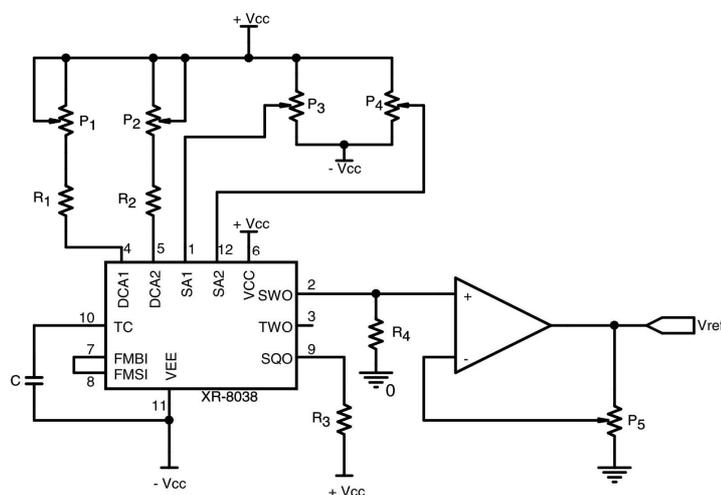


Figura 3.14 – Circuito do gerador da senoide de referência.

Esse CI gera ondas quadrada, triangular e senoidal, com uma quantidade mínima de componentes externos, composta apenas por um capacitor e alguns resistores. Embora ele possua a opção de ajuste de forma (pinos 1 e 12), neste projeto essa opção não é utilizada, pois um integrador é aplicado na compensação de nível CC, o que naturalmente corrigirá qualquer deslocamento CC da senoide de referência. A frequência, bem como a simetria da senoide de referência, são ajustados através dos potenciômetros P_1 e P_2 . Além disso, um seguidor de tensão com ganho variável foi colocado no pino de saída da senoide, a fim de permitir o ajuste do seu valor de pico, adequando-o ao projeto.

3.7.3 Compensador de nível CC

Como já foi comentado no item anterior, um circuito de compensação de nível CC a base de um integrador é utilizado a fim de compensar qualquer deslocamento CC da tensão fornecida pelo inversor. Esse circuito é mostrado na Figura 3.15.

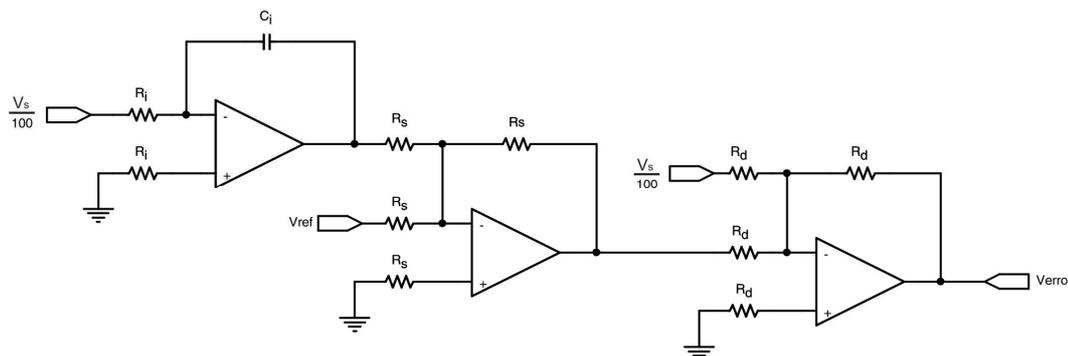


Figura 3.15 – Diagrama esquemático do compensador de nível CC.

Como pode ser visto, a tensão de realimentação passa por um integrador, que fornece na sua saída um sinal proporcional ao nível CC presente na tensão de realimentação, mas de polaridade inversa.

Em seguida a saída do integrador é somada à senoide de referência deslocando-a em sentido contrário ao deslocamento da tensão de saída, compensando assim o nível CC da saída. Quando a tensão de saída do inversor apresentar valor médio nulo, o sinal de saída do integrador estabiliza. Qualquer nível CC presente na senoide de referência também é compensado.

Essa nova tensão de referência deslocada, que está com sinal invertido devido a atuação do somador inversor, é somada à tensão de realimentação fornecendo assim a tensão de erro – também invertida – pronta para ser aplicada ao compensador de frequência, que é apresentado mais adiante.

do inversor ponte completa. Esse circuito de *bootstrap* realiza duas importantes tarefas: assegura o tempo morto entre os pulsos de comando dos interruptores de um mesmo braço e o próprio *bootstrap*, que permite comandar os interruptores que não estão no terra do circuito de controle, sem a necessidade de isolamento elétrica.

3.7.5 Proteção de corrente

A exemplo do que foi feito no circuito de controle do conversor *push-pull*, o circuito de controle do inversor ponte completa também conta com uma proteção de corrente, que atua em caso de picos de corrente perigosos. O circuito que implementa a proteção de corrente é mostrado na Figura 3.18.

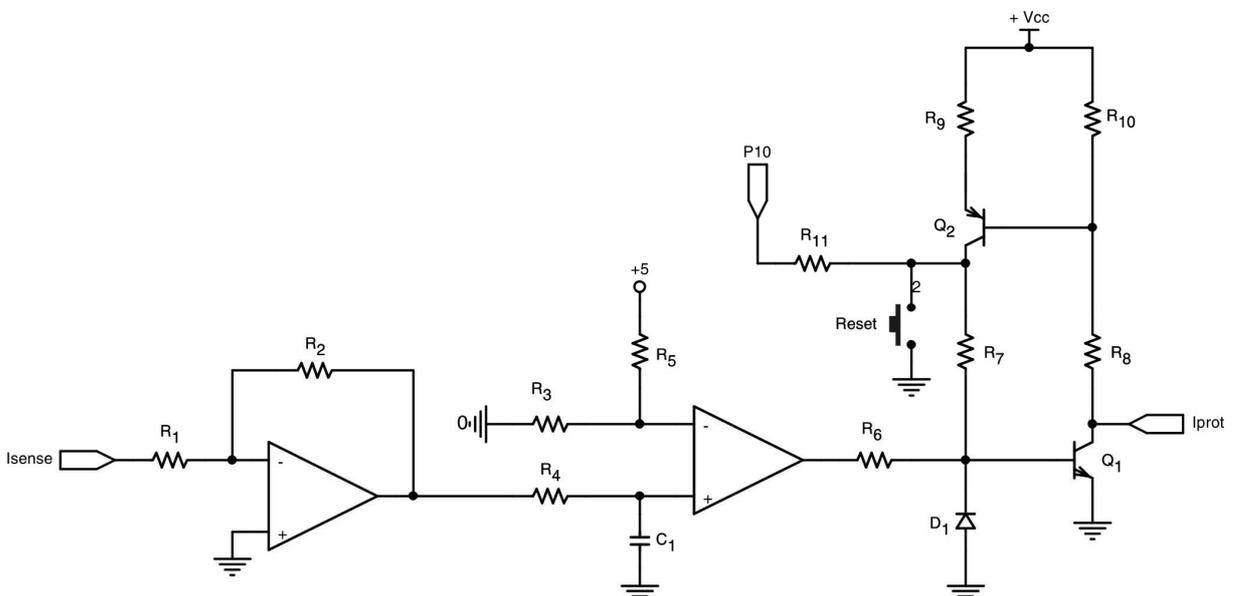


Figura 3.18 – Diagrama esquemático da proteção de corrente do inversor ponte completa.

Pode-se ver que, assim como a proteção de curto-circuito do conversor *push-pull*, a proteção de corrente do inversor ponte completa também conta com um *latch* que torna a inibição dos pulsos permanente. Portanto, o inversor só voltará a operar, em ocorrendo a atuação da proteção, após o religamento do conversor ou após o pressionamento do botão de *reset*.

O princípio de funcionamento dessa proteção de corrente é o mesmo das proteções de corrente do conversor *push-pull*, um resistor é usado para monitorar toda a corrente que circula pelo inversor ponte completa. A tensão sobre esse resistor é amplificada e comparada com uma proporção da tensão regulada de 5,1V fornecida pelo SG3525. Caso o comparador sature positivamente, os pulsos são inibidos através de I_{prot} e o pino 10 do SG3525 é atuado para descarregar o capacitor de partida suave, garantindo que, mediante o acionamento do botão de *reset*, o inversor religue com partida suave.

3.7.6 Projeto do compensador de frequência

A técnica de compensação em frequência utilizada no controle do inversor ponte completa é a mesma utilizada no controle do conversor *push-pull*. A função de transferência do inversor ponte completa ($G_{fb}(s)$) foi apresentada no capítulo 2. Aplicando o ganho de realimentação ($H(s)=1/100$) e o ganho do modulador ($F_m=0,4$) à $G_{fb}(s)$, chega-se à função de transferência de laço aberto sem compensador ($FTLA_{sc}(s)$), cujo Diagrama de Bode é mostrado na Figura 3.19.

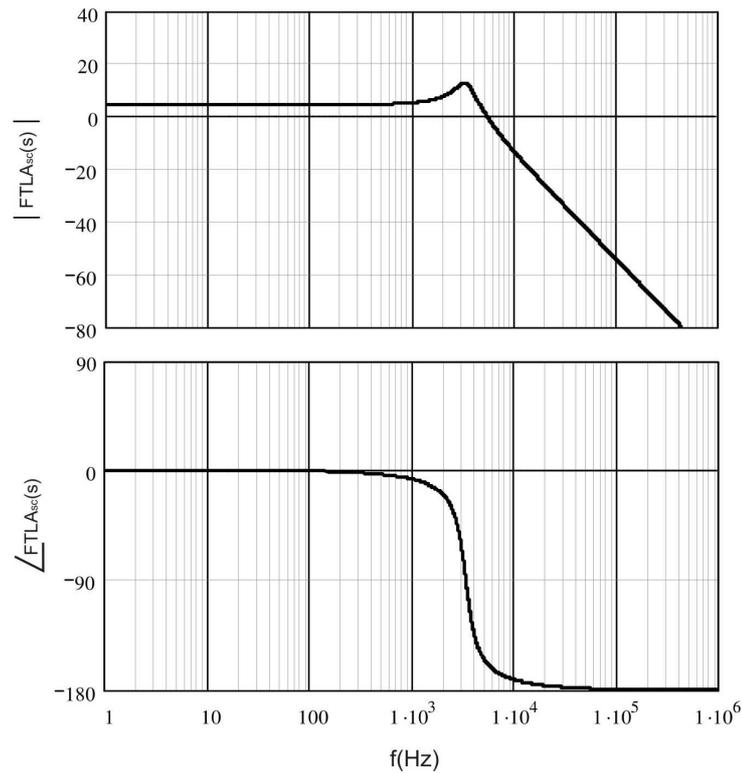


Figura 3.19 – Diagrama de Bode da $FTLA_{sc}(s)$ do inversor ponte completa.

O inversor ponte completa apresenta dois pólos sobrepostos na frequência natural de oscilação do sistema, dada pela Eq. (3.143).

$$\omega_{ofb} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_3 C_3}} \rightarrow \omega_{ofb} = 3,36 \text{kHz}. \quad (3.143)$$

Assim seu compensador deve possuir a função de transferência apresentada na Eq. (3.144). Essa função de transferência possui um pólo na origem, o qual garante um baixo erro estático, e dois zeros, os quais são alocados na mesma frequência dos pólos da planta, dada pela Eq. (3.143).

$$C_{fb}(s) = K_v \cdot \frac{(s + \omega_{ofb}) \cdot (s + \omega_{ofb})}{s}. \quad (3.144)$$

O circuito que fornece a função de transferência da Eq. (3.144) é mostrado na Figura 3.20.

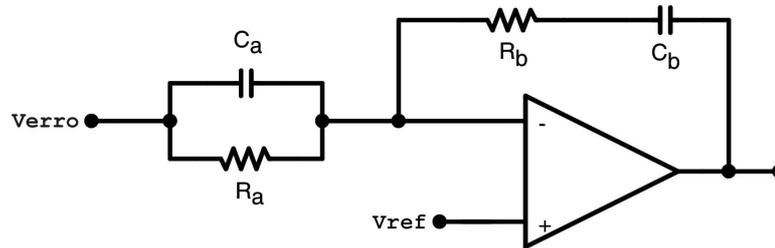


Figura 3.20 – Estrutura do circuito compensador do inversor ponte completa.

Sua função de transferência em termos dos resistores e capacitores que o compõem, é mostrada na Eq.(3.145).

$$C_{fb}(s) = R_b \cdot C_a \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R_a \cdot C_a}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{R_b \cdot C_b}\right)}{s} \quad (3.145)$$

Igualando as equações (3.144) e (3.145) é possível encontrar três novas equações. Como há quatro incógnitas, arbitra-se o valor de uma e calcula-se as demais. Escolhendo o valor do resistor R_a para ser arbitrado, as equações, em ordem de utilização, que permitem calcular o valor dos demais componentes são mostradas nas equações (3.146) a (3.148).

$$C_a = \frac{1}{\omega_{ofb} \cdot R_a}, \quad (3.146)$$

$$C_b = \frac{1}{K_v \cdot R_a}, \quad (3.147)$$

$$R_b = \frac{1}{\omega_{ofb} \cdot C_b}. \quad (3.148)$$

O valor de K_v depende do valor da frequência de cruzamento (f_c) da curva de ganho da função de transferência com compensador ($FTLA_{cc}(s)$), que é dada pela Eq. (3.149).

$$FTLA_{cc}(s) = FTLA_{sc}(s) \cdot C_{fb}(s). \quad (3.149)$$

Como já foi dito, a dinâmica do compensador já é conhecida e, portanto, sua função de transferência pode ser reescrita na forma da Eq. (3.150).

$$C_{fb}(s) = K_v \cdot T(s). \quad (3.150)$$

Na qual $T(s)$ é dada pela Eq. (3.151).

$$T(s) = \frac{(s + \omega_{ofb}) \cdot (s + \omega_{ofb})}{s}. \quad (3.151)$$

Na frequência de cruzamento o ganho é de 0dB, ou seja, unitário. Assim, pode-se reescrever a Eq. (3.149) na forma da Eq. (3.152).

$$1 = FTLA_{sc}(2 \cdot \pi \cdot f_c) \cdot K_v \cdot T(2 \cdot \pi \cdot f_c). \quad (3.152)$$

Na qual a frequência de cruzamento é dada em Hz. Pode-se perceber que é possível calcular o valor de K_v a partir da Eq. (3.152), como mostra a Eq. (3.153).

$$K_v = \frac{1}{FTLA_{sc}(2 \cdot \pi \cdot f_c) \cdot T(2 \cdot \pi \cdot f_c)}. \quad (3.153)$$

Assim, definindo a frequência de cruzamento do compensador em um quinto da frequência de comutação ($f_2/5$) do inversor ponte completa, o valor de K_v é dado pela Eq. (3.154).

$$K_v = \frac{1}{FTLA_{sc}(2 \cdot \pi \cdot 8 \times 10^3) \cdot T(2 \cdot \pi \cdot 8 \times 10^3)} \rightarrow K_v \cong 37 \times 10^3. \quad (3.154)$$

Esse é um valor de ganho muito elevado para um único amplificador operacional, que normalmente amplifica um sinal em no máximo 60dB. Por isso, e devido ao fato do sinal oriundo do compensador de nível CC estar invertido, optou-se por cascatear o compensador com um amplificador inversor. Assim, optou-se por fixar o ganho do compensador (K_v) em 40dB e ajustar o amplificador inversor para realizar o restante da amplificação.

De posse do valor de K_v e arbitrando o valor de R_a em 470k Ω , pode-se calcular os valores dos demais componentes do compensador, a partir das equações (3.146) a (3.148), como mostram as equações (3.155) a (3.157).

$$C_a = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3,36 \times 10^3 \cdot 470 \times 10^3} \rightarrow C_a = 100 pF, \quad (3.155)$$

$$C_b = \frac{1}{100 \cdot 470 \times 10^3} \rightarrow C_b = 22 nF, \quad (3.156)$$

$$R_b = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3,36 \times 10^3 \cdot 22 \times 10^{-9}} \rightarrow R_b = 2,2 k\Omega. \quad (3.157)$$

O diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto com compensador ($FTLA_{cc}(s)$) é mostrado na Figura 3.21. Esse diagrama de Bode leva em consideração o ganho inserido pelo amplificador inversor.

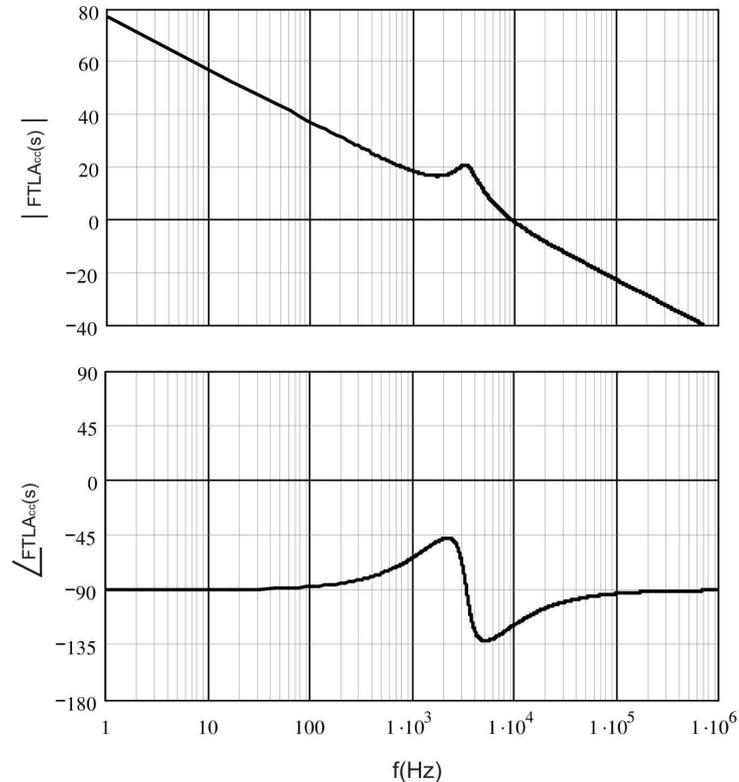


Figura 3.21 – Diagrama de Bode da $FTLA_{cc}(s)$ do inversor ponte completa.

Pelo gráfico de ganho do diagrama de Bode do sistema compensado, pode-se perceber que o compensador atende aos critérios estabelecidos: alto ganho em baixa frequência, inclinação de quase -20dB/dec e frequência de cruzamento (8kHz) menor que um quarto da frequência de chaveamento (10kHz). A frequência de cruzamento foi ajustada através de um ganho de 220, dado pelo amplificador inversor cascadeado com o compensador.

Pelo gráfico de fase do diagrama de Bode do sistema compensado, percebe-se também que o critério que determina que a margem de fase esteja entre 45° e 90° também foi atendido, pois a margem de fase obtida ficou em torno de 60° .

3.8 Diagrama esquemático do circuito de potência

O diagrama esquemático final do conversor é mostrado na Figura 3.22. A única diferença da estrutura já apresentada no capítulo 1 é a inclusão do segundo secundário e do segundo retificador, a fim de reduzir o esforço de tensão nos diodos.

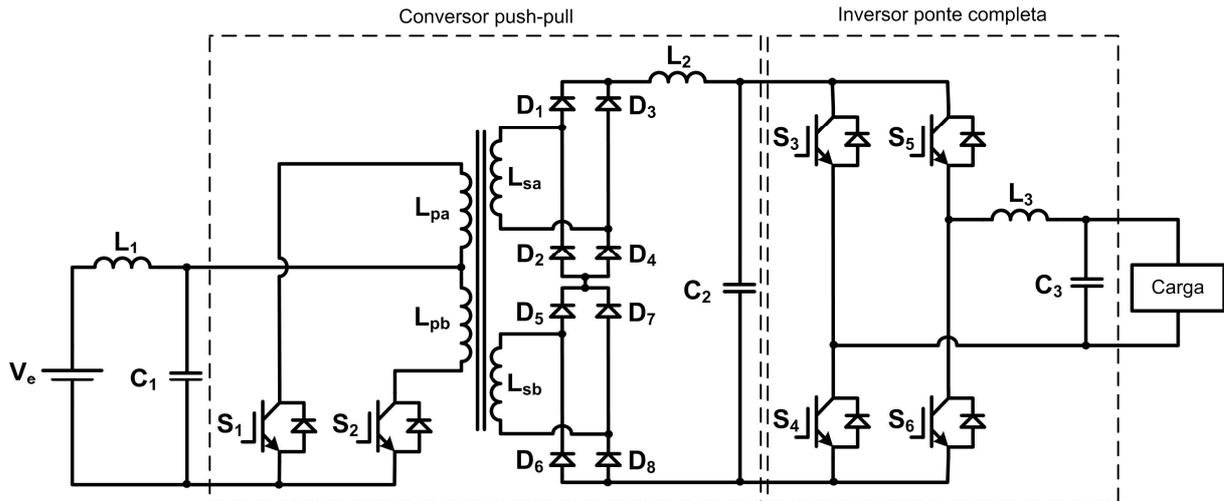


Figura 3.22 – Diagrama esquemático final do circuito de potência.

3.9 Considerações finais

Nesse capítulo foram realizados os projetos do conversor *push-pull* e do inversor ponte completa que compõem o conversor CC-CA definido no capítulo 1 e estudado no capítulo 2. Cada uma das partes foi projetada em separado, seguindo a seqüência da estrutura física do conversor.

Foram realizados os projetos tanto dos circuitos de potência como dos circuitos de controle. Os circuitos de controle, em suas diversas partes, foram apresentados. Proteções de corrente foram inseridas nos dois circuitos de controle a fim de garantir a segurança de operação.

Este capítulo fornece o suporte necessário a montagem do protótipo que validará a topologia proposta. Antes disso, os circuitos de potência e de controle são simulados computacionalmente e os resultados dessa simulação são apresentados no capítulo que se segue.

Capítulo 4 – Resultados de Simulação

4.1 Introdução

Na engenharia moderna, não se concebe mais a realização de projetos sem que, dentre as várias etapas, se realize uma etapa de simulação computacional, que permite a análise preliminar tanto da topologia como do projeto desenvolvidos, possibilitando a detecção de falhas antes da etapa final, ou seja, antes da montagem do protótipo. Nesse capítulo são apresentados os principais resultados, obtidos por simulação, relacionados à operação do conversor desenvolvido neste trabalho.

Os resultados são colhidos para diversas situações, com variações tanto na carga como na tensão de entrada. Primeiramente, são apresentados os principais resultados, em regime permanente, para carga resistiva com tensão de entrada máxima (90Vdc) e mínima (60Vdc). Em seguida, a carga resistiva é substituída por uma carga RL, com fator de potência de 0,7, e novamente os principais resultados, em regime permanente, são apresentados, tanto para tensão de entrada máxima como para tensão de entrada mínima.

Essas duas primeiras etapas de simulação servem eminentemente para a avaliação da topologia e do projeto dos circuitos de potência, já que não exigem muito dos compensadores das duas unidades de controle. A exceção são as ondulações em 800Hz das correntes de entrada e no indutor do filtro intermediário, cujos valores devem ser minimizados pela atuação do compensador do conversor *push-pull*, cuja frequência de cruzamento foi, propositalmente, fixada em um valor baixo para que ele realizasse essa função.

Para que a atuação dos dois compensadores (do conversor *push-pull* e do inversor ponte completa) possa ser avaliada, são realizados também ensaios com cargas específicas. O primeiro é o ensaio com carga não-linear, que é implementado através de um retificador de onda completa com filtro capacitivo. Essa carga tem um fator de crista igual a três (3) e exige especialmente do compensador do inversor ponte completa.

Para finalizar os resultados de simulação, são realizados ensaios de degraus de carga e de tensão de entrada. O degrau varia de 10% para 100% da carga nominal, e vice-versa, e a tensão de entrada é variada entre seus valores máximo e mínimo (90V e 60V).

4.2 Esquemáticos de simulação

A Figura 4.1 mostra o diagrama esquemático de simulação do circuito de potência do conversor *push-pull*.

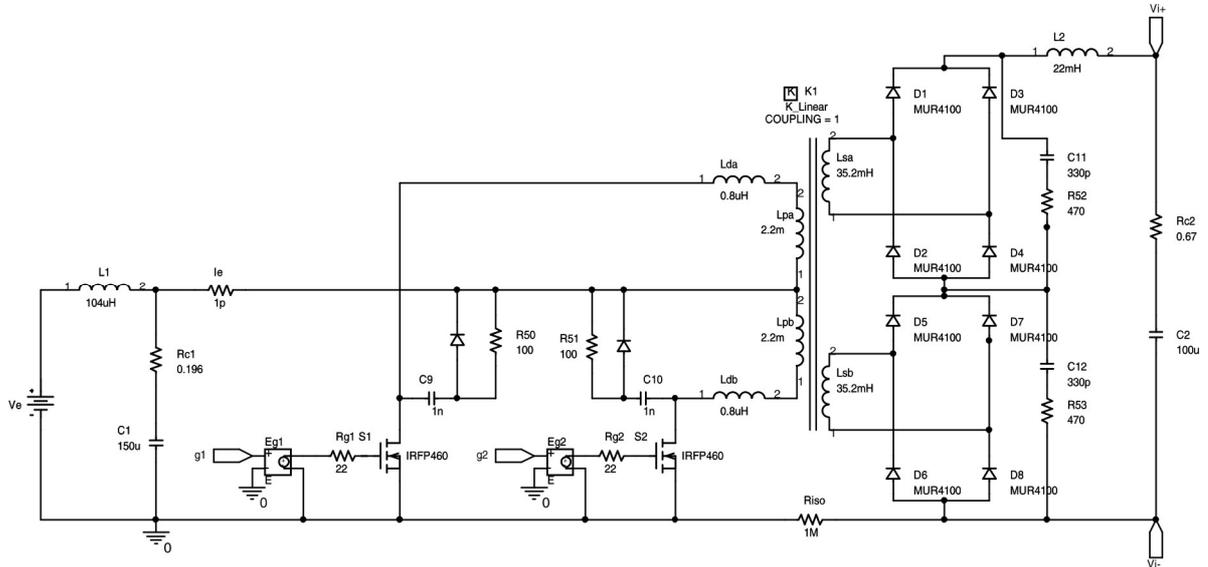


Figura 4.1 – Diagrama de simulação do circuito de potência do conversor *push-pull*.

A Figura 4.2 mostra o diagrama esquemático de simulação do circuito de potência do inversor ponte completa.

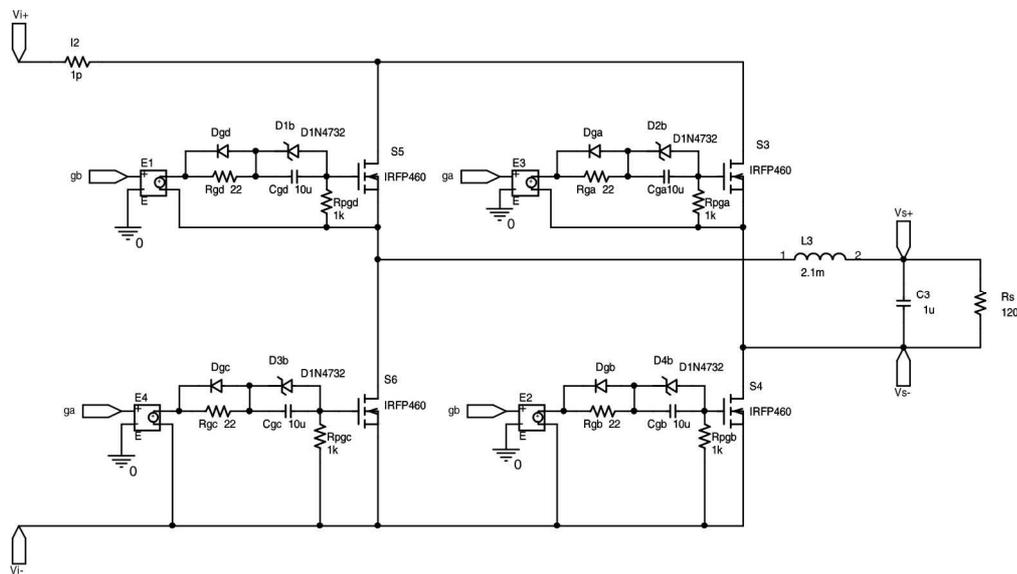


Figura 4.2 – Diagrama de simulação do circuito de potência do inversor ponte completa.

A Figura 4.3 mostra o diagrama esquemático de simulação do circuito de controle do inversor ponte completa.

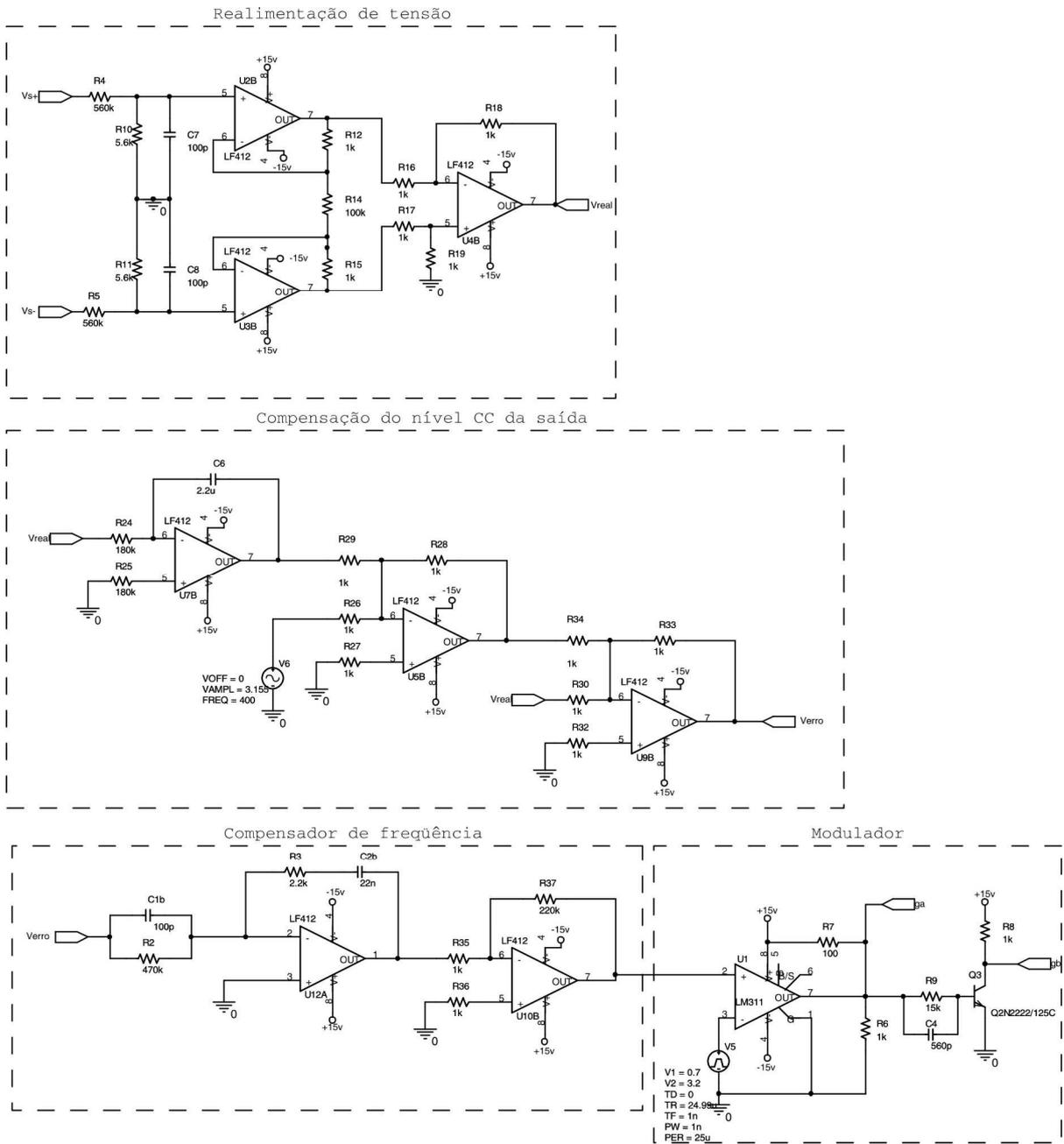


Figura 4.3 – Diagrama de simulação do circuito de controle do inversor ponte completa.

A Figura 4.4 mostra o diagrama esquemático de simulação do circuito de controle do conversor *push-pull*.

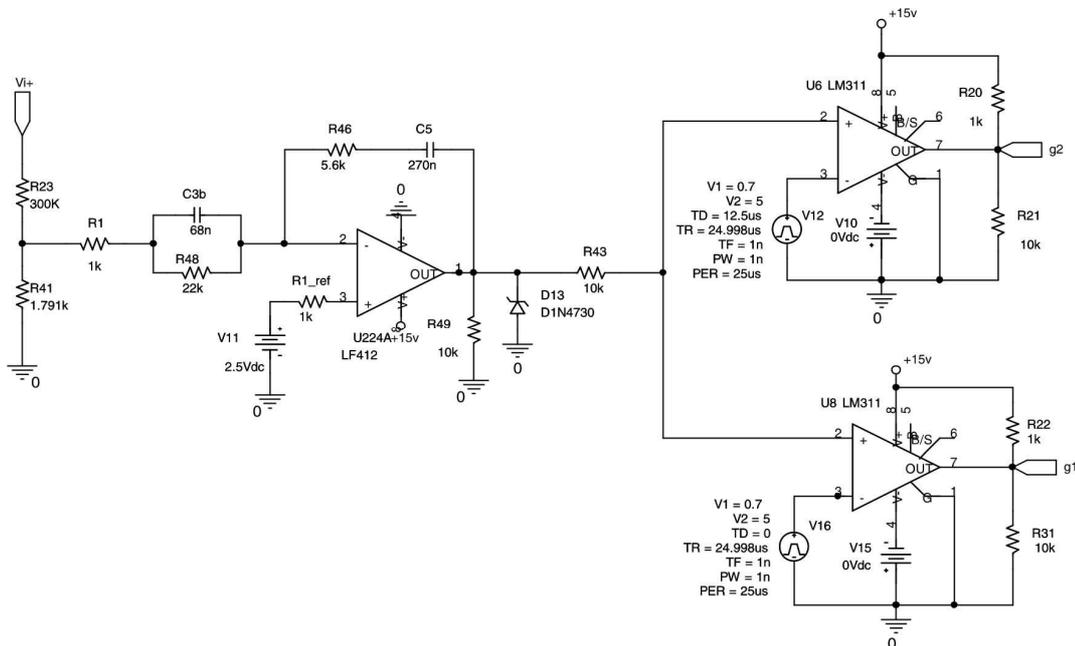


Figura 4.4 – Diagrama de simulação do circuito de controle do conversor *push-pull*.

4.3 Resultados de simulação para carga resistiva

A seguir são relacionados os principais resultados da simulação do conversor para carga resistiva. Cada resultado é apresentado para tensão de entrada de 60V e 90V.

4.3.1 Tensão e corrente no filtro de entrada

A Figura 4.5 mostra a corrente no indutor do filtro de entrada (L_1) para tensão de entrada de 60V, cujo valor médio da corrente é de 7,65A e a ondulação é de 1,33A, resultando em uma ondulação percentual de, aproximadamente 17,4%.

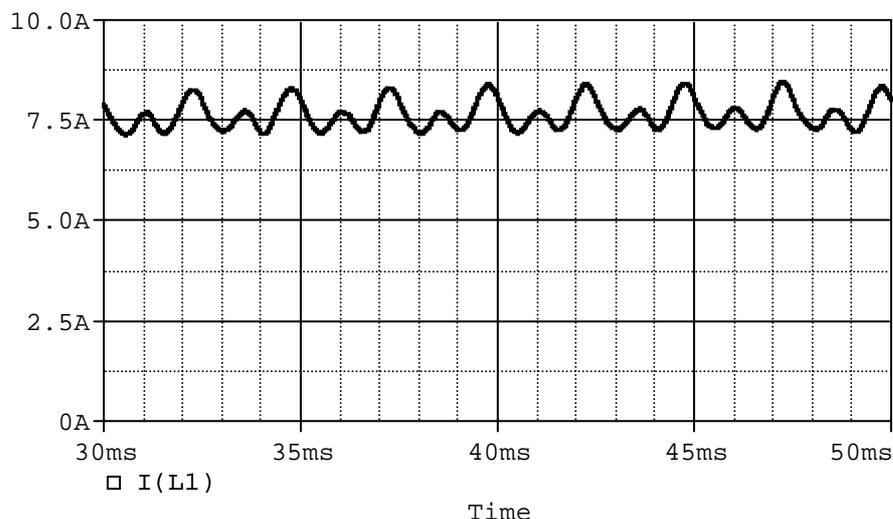


Figura 4.5 – Corrente no indutor do filtro de entrada para $V_e = 60V$.

A Figura 4.6 também mostra a corrente em L_1 , só que desta vez para tensão de entrada de 90V. O valor médio da corrente é de 5,24A e a ondulação de 1,44A, resultando em uma ondulação percentual de, aproximadamente, 27,5%.

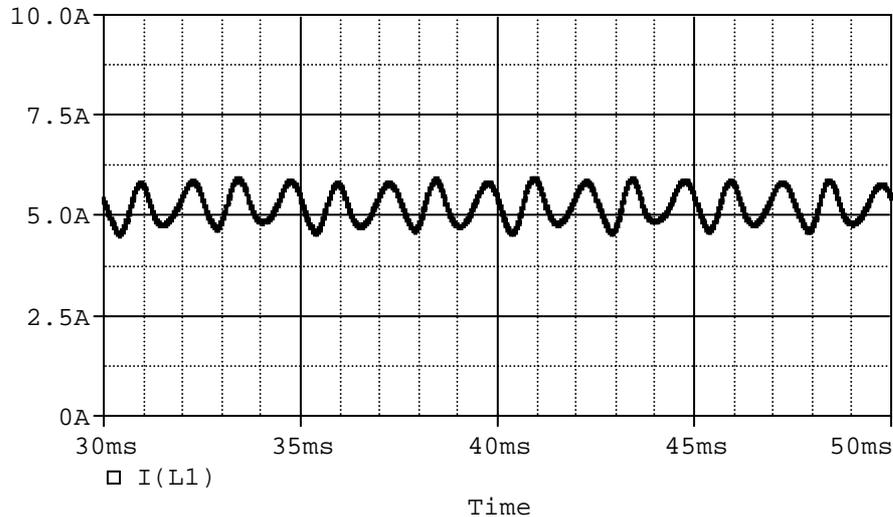


Figura 4.6 – Corrente no indutor do filtro de entrada para $V_e = 90V$.

Como a corrente no indutor do filtro de entrada é a própria corrente na fonte de alimentação, a máxima ondulação da corrente de entrada é menor que 30% da corrente média drenada pelo conversor. Esse valor seria bem maior se a frequência de cruzamento do compensador do conversor *push-pull* não fosse tão baixa (150Hz).

Isso fica provado pela Figura 4.7, na qual é mostrada a ondulação da corrente de entrada para uma frequência de cruzamento do compensador do conversor *push-pull* de 200Hz e tensão de entrada de 90V. A ondulação absoluta é de 2,92A, que representa cerca de 55,7% do valor médio da corrente, uma elevação significativa para um pequeno aumento na frequência de cruzamento.

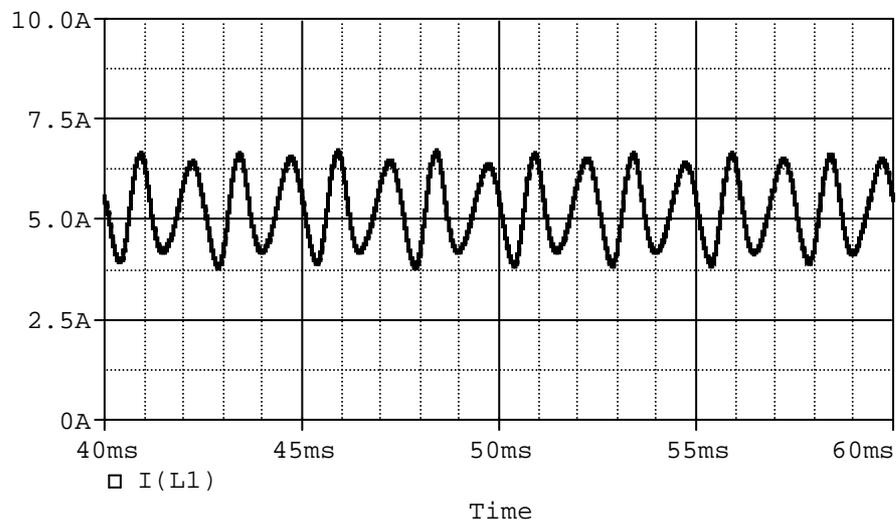


Figura 4.7 – Corrente de entrada para frequência de cruzamento de 200Hz e $V_e = 90V$.

A Figura 4.8 mostra a tensão sobre o capacitor do filtro de entrada (C_1) para tensão de entrada de 60V. A ondulação, em valores absolutos, é de 0,6V, resultando em uma ondulação percentual de, aproximadamente, 1%.

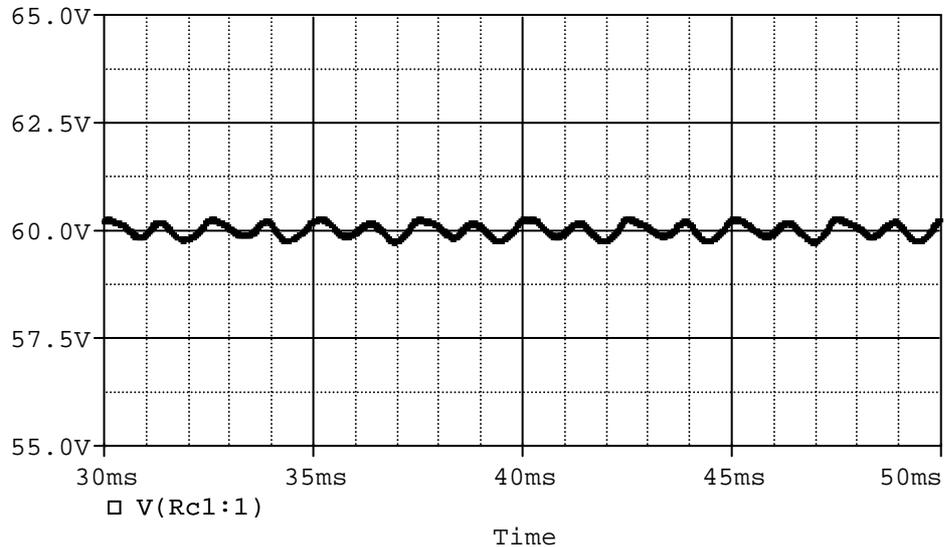


Figura 4.8 – Ondulação de tensão sobre o capacitor do filtro de entrada para $V_e = 60V$.

A Figura 4.9 mostra a tensão sobre o capacitor do filtro de entrada (C_1) para tensão de entrada de 90V. A ondulação, em valores absolutos, é de 0,925V, resultando em uma ondulação percentual de, aproximadamente, 1%.

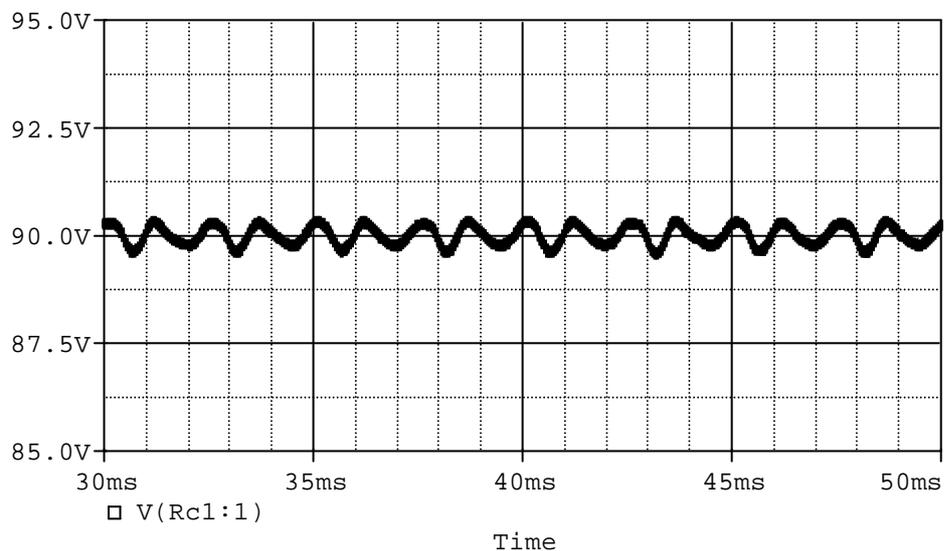


Figura 4.9 – Ondulação de tensão sobre o capacitor do filtro de entrada para $V_e = 90V$.

A ondulação de tensão sobre o capacitor do filtro de entrada é bem reduzida e atende ao valor especificado.

4.3.2 Tensão e corrente nos interruptores do conversor push-pull

A Figura 4.10 mostra a tensão *dreno-source* no interruptor S_1 do conversor *push-pull*, para uma tensão de entrada de 60V. Na simulação foi utilizada uma indutância de dispersão de $0,8\mu\text{H}$.

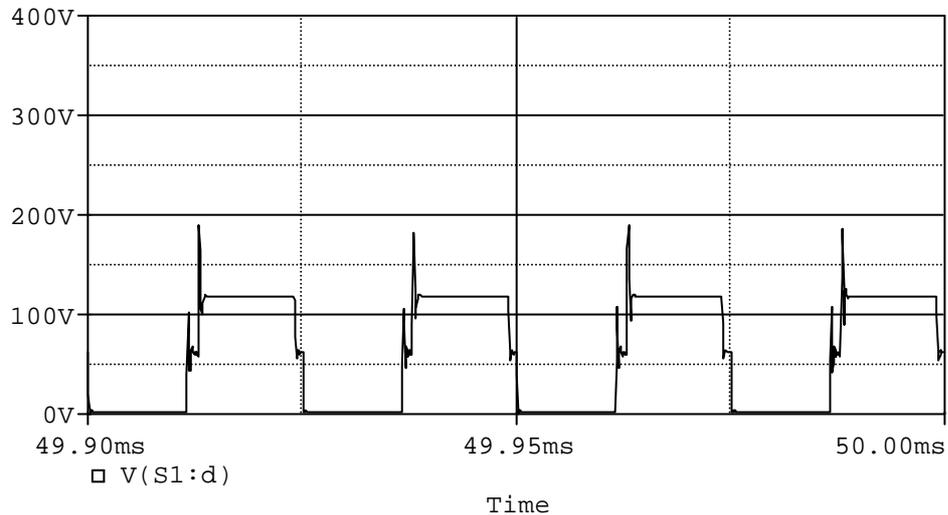


Figura 4.10 – Tensão sobre o interruptor S_1 do conversor push-pull para $V_e = 60\text{V}$.

A Figura 4.11 mostra a tensão *dreno-source* no interruptor S_1 do conversor *push-pull*, para uma tensão de entrada de 90V.

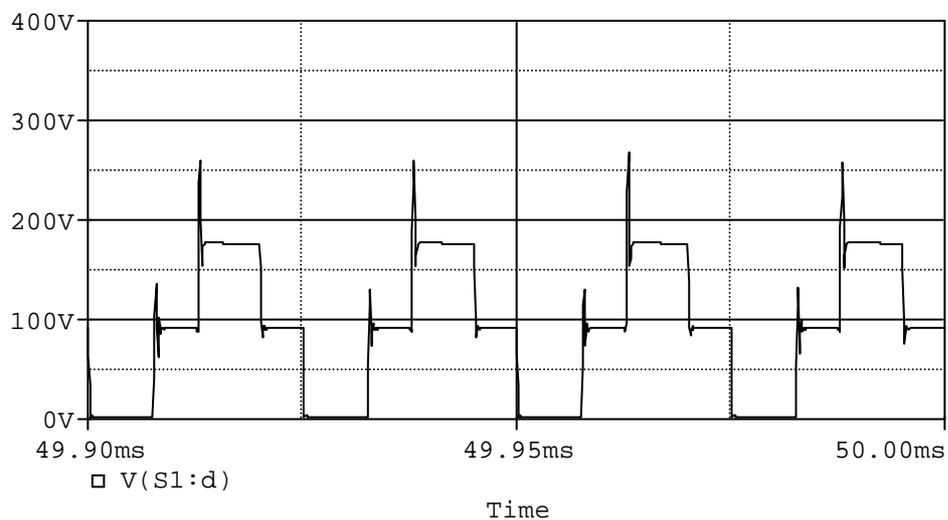


Figura 4.11 – Tensão sobre o interruptor S_1 do conversor push-pull para $V_e = 90\text{V}$.

Na operação com tensão de entrada mínima, os interruptores do conversor *push-pull* operam com razão cíclica máxima. Portanto, o tempo durante o qual nenhum dos interruptores conduz é mínimo, quase imperceptível na Figura 4.10. Já na operação com tensão de entrada máxima, os interruptores do conversor *push-pull* operam com razão cíclica mínima, ficando bem perceptíveis os degraus de tensão sobre o interruptor na Figura 4.11.

Pode-se observar ainda na Figura 4.10 e na Figura 4.11 duas sobretensões em S_1 . A primeira sobretensão ocorre no momento do bloqueio de S_1 e é causada pela indutância de dispersão. Já a segunda sobretensão ocorre no momento da entrada em condução de S_2 e se deve à recuperação reversa dos diodos das pontes retificadoras. A Figura 4.12 mostra a corrente de dreno que circula no interruptor S_1 , para tensão de entrada de 60V.

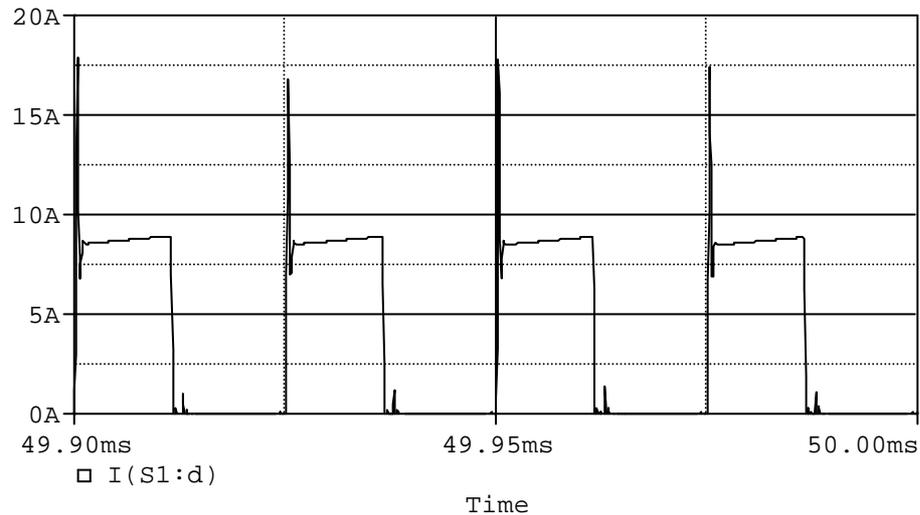


Figura 4.12 – Corrente no interruptor S_1 do conversor push-pull para $V_e = 60V$.

A Figura 4.13 mostra a corrente de dreno que circula no interruptor S_1 , para tensão de entrada de 90V.

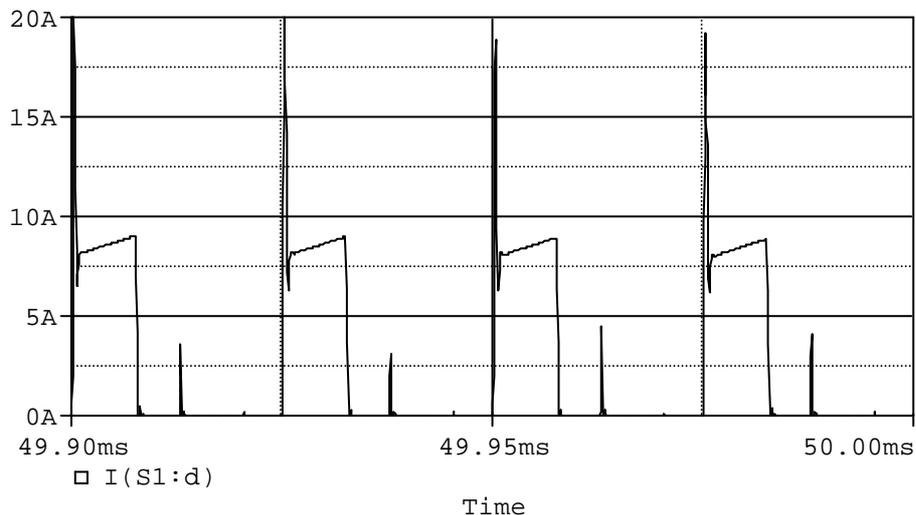


Figura 4.13 – Corrente no interruptor S_1 do conversor push-pull para $V_e = 90V$.

Como esperado, da análise teórica feita no capítulo 2, o valor de pico da corrente pulsada drenada pelo conversor *push-pull* não depende nem da tensão de entrada nem da razão cíclica. É possível notar o pico de corrente da recuperação reversa dos diodos das pontes retificadoras.

4.3.3 Tensão sobre os diodos das pontes retificadoras

A Figura 4.14 mostra a tensão sobre o diodo D_8 da ponte retificadora inferior do conversor *push-pull*, para tensão de entrada de 60V.

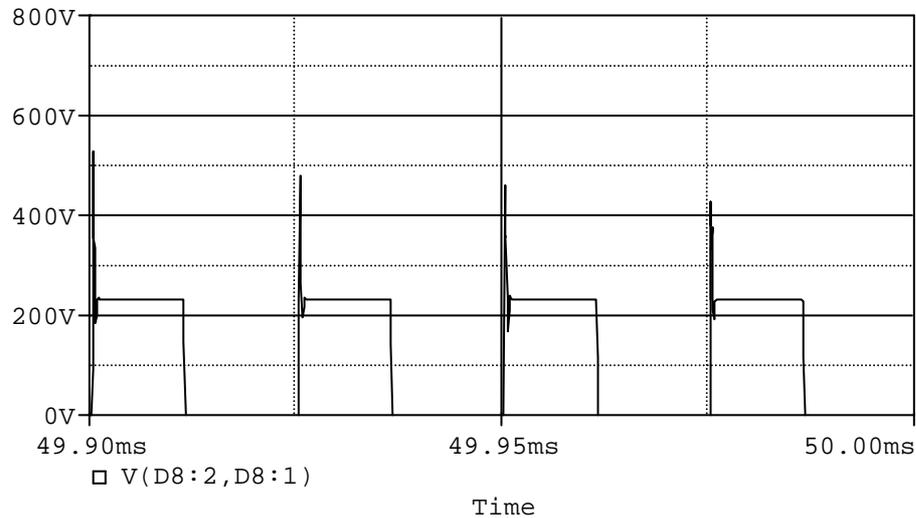


Figura 4.14 – Tensão sobre o diodo D_8 para $V_e = 60V$.

A Figura 4.15 mostra a tensão sobre o diodo D_8 da ponte retificadora inferior do conversor *push-pull*, para tensão de entrada de 90V.

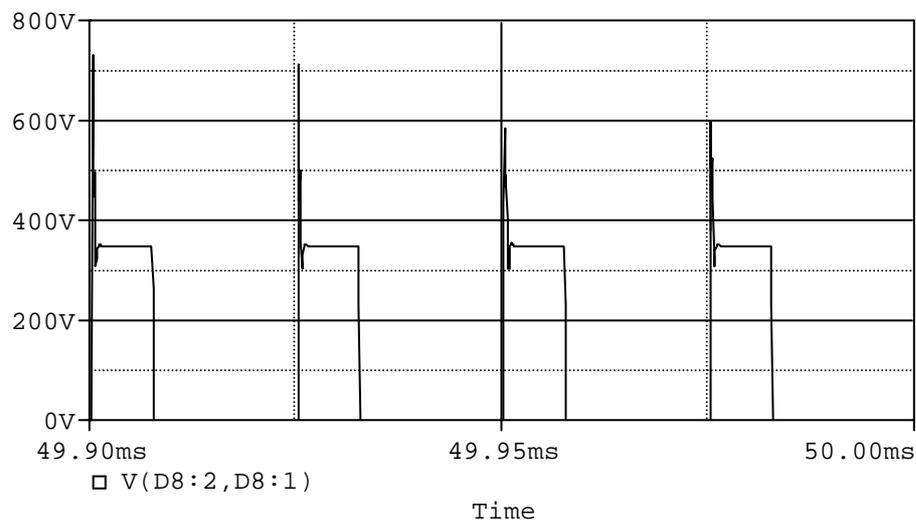


Figura 4.15 – Tensão sobre o diodo D_8 para $V_e = 90V$.

Tanto na Figura 4.14 como na Figura 4.15 há uma sobre-tensão significativa no diodo. Essa sobre-tensão se deve à sua corrente de recuperação reversa. Nota-se que esse efeito é semelhante tanto para a tensão de entrada de 60V, como para a tensão de entrada de 90V.

A Figura 4.16 mostra a corrente que circula por D_8 para tensão de entrada de 60V. Mais uma vez, o elevado valor de razão cíclica não permite perceber os períodos durante os

quais todos os diodos das pontes retificadoras conduzem simultaneamente, constituindo uma roda livre para a corrente do indutor do filtro intermediário (L_2).

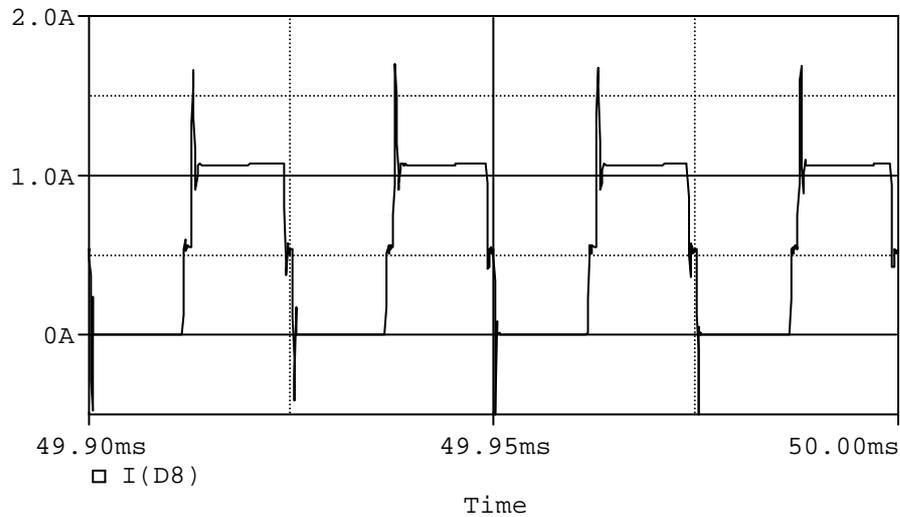


Figura 4.16 – Corrente em D_8 para $V_e = 60V$.

A Figura 4.17 mostra a corrente que circula por D_8 para tensão de entrada de 90V. O reduzido valor de razão cíclica permite visualizar perfeitamente os períodos durante os quais todos os diodos das pontes conduzem simultaneamente, fornecendo um caminho de roda livre para a corrente do indutor do filtro intermediário.

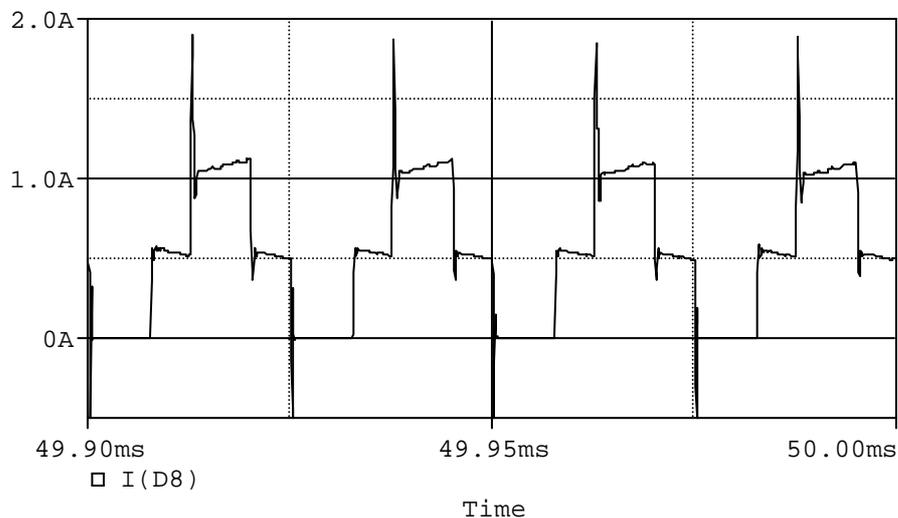


Figura 4.17 – Corrente em D_8 para $V_e = 90V$.

4.3.4 Tensão aplicada ao filtro intermediário

A Figura 4.18 mostra a tensão aplicada ao filtro intermediário para tensão de entrada de 60V. Como esperado, a tensão aplicada ao filtro intermediário tem o dobro da frequência de comutação dos interruptores do conversor *push-pull*. Pode-se observar ainda os elevados

picos de tensão, causados pela recuperação reversa dos diodos das pontes retificadoras, os quais justificam a utilização de dois enrolamentos secundários.

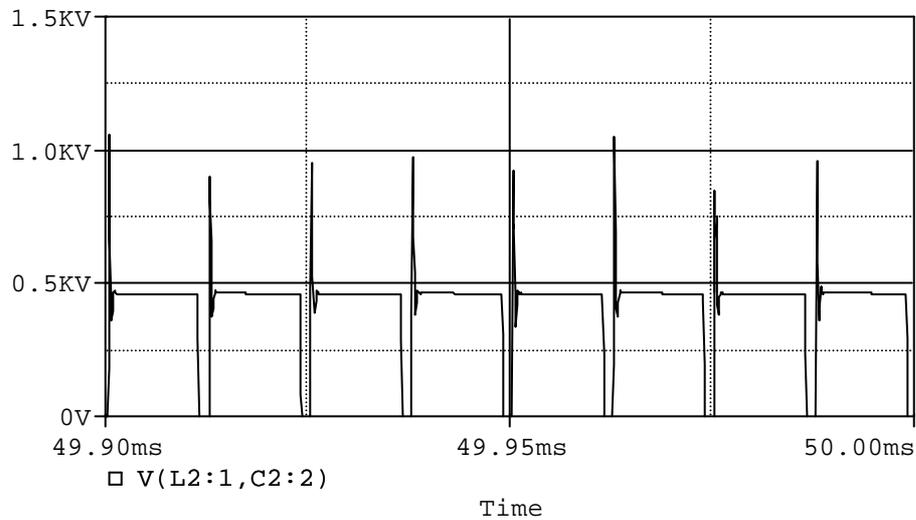


Figura 4.18 – Tensão aplicada ao filtro intermediário para $V_e = 60V$.

A Figura 4.19 mostra a tensão aplicada ao filtro intermediário para tensão de entrada de 90V.

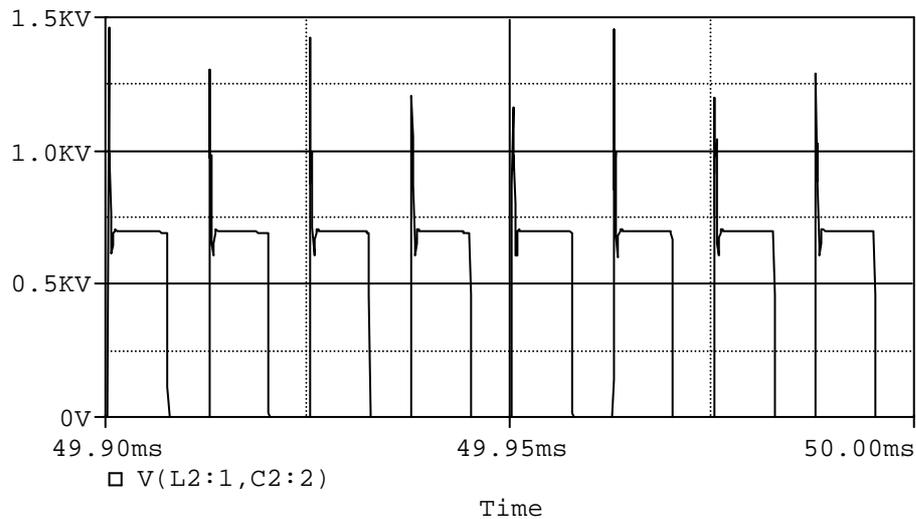


Figura 4.19 – Tensão aplicada ao filtro intermediário para $V_e = 90V$.

Tanto na Figura 4.18 como na Figura 4.19, o valor de pico da tensão em regime permanente, que deveria ser de 480V para tensão de entrada de 60V e de 720V para tensão de entrada de 90V, é um pouco menor devido às quedas de tensão nos diodos das pontes retificadoras. A queda de tensão total é bem significativa, já que quatro diodos de potência conduzem simultaneamente.

4.3.5 Corrente nos elementos do filtro intermediário

A Figura 4.20 mostra a forma de onda da corrente que circula pelo indutor do filtro intermediário (L_2), para tensão de entrada de 60V. Pode-se observar que a ondulação dessa corrente, tanto em alta como em baixa frequência, é bem reduzida. A ondulação em baixa frequência (800Hz) é de 153mA, em valor absoluto. Como o valor médio dessa corrente está em torno de 1,015A, a ondulação percentual é de 15%.

Assim como no caso da ondulação da corrente de entrada, a baixa ondulação da corrente no indutor do filtro intermediário se deve à implementação do compensador da malha de controle do conversor *push-pull* com baixa frequência de cruzamento (150Hz).

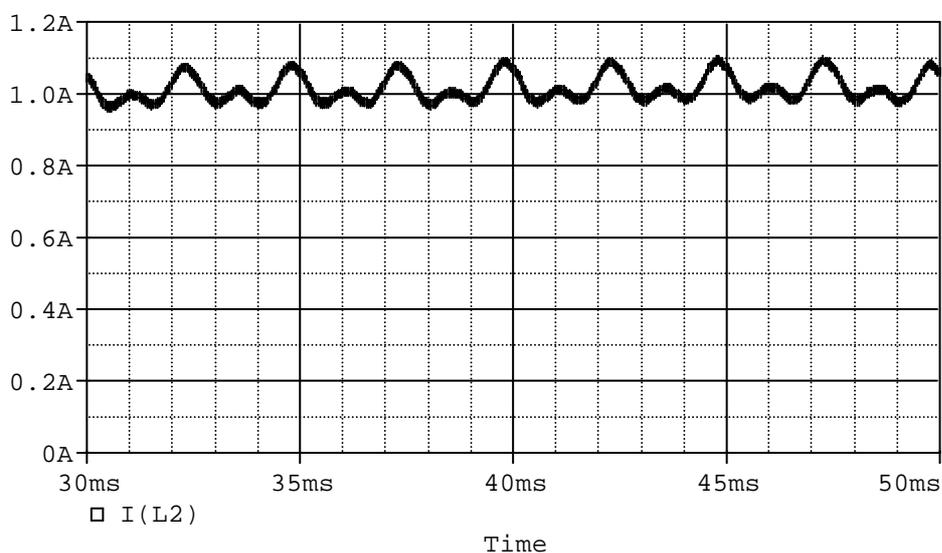


Figura 4.20 – Corrente no indutor do filtro intermediário para $V_e = 60V$.

A Figura 4.21 mostra o detalhe da ondulação em alta frequência da corrente em L_2 . Essa ondulação é de 22,6mA, cerca de 2,2% do valor médio da corrente em L_2 .

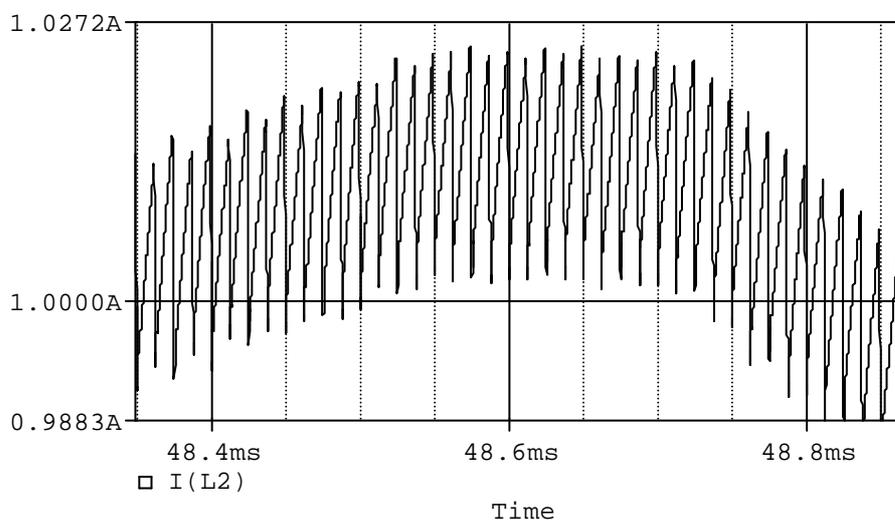


Figura 4.21 – Detalhe da ondulação em alta frequência da corrente em L_2 para $V_e = 60V$.

A Figura 4.22 mostra a forma de onda da corrente que circula pelo indutor do filtro intermediário (L_2), para tensão de entrada de 90V. Comparando com a ondulação para tensão de entrada de 60V, pode-se observar um significativo aumento na ondulação dessa corrente, tanto em alta como em baixa frequência. A ondulação em baixa frequência (800Hz) é de 273mA, em valor absoluto. Como o valor médio dessa corrente está em torno de 1,02A, a ondulação percentual é de 26,8%.

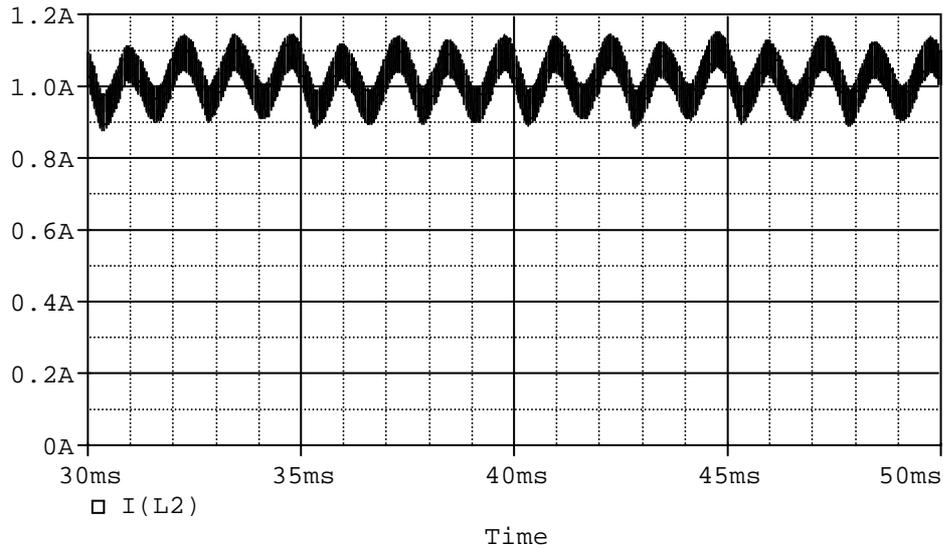


Figura 4.22 – Corrente no indutor do filtro intermediário para $V_e = 90V$.

A Figura 4.23 mostra o detalhe da ondulação em alta frequência da corrente em L_2 . Essa ondulação é de 94,7mA, cerca de 8,3% do valor médio da corrente em L_2 .

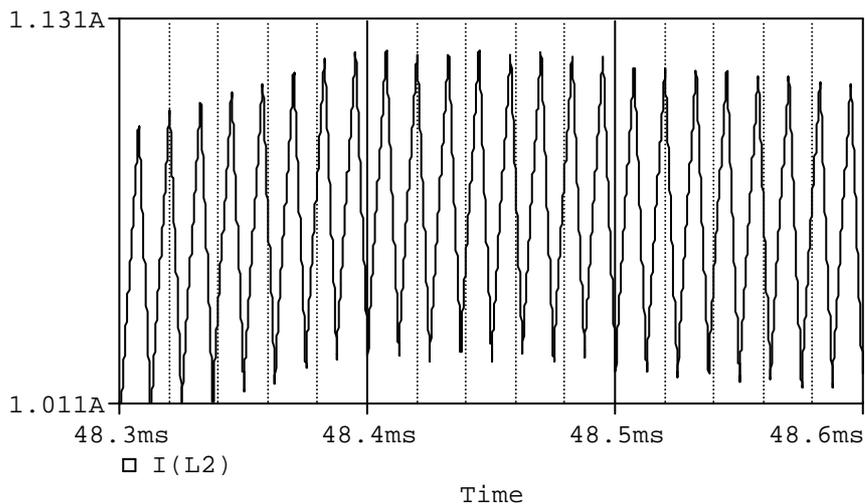


Figura 4.23 – Detalhe da ondulação em alta frequência da corrente em L_2 para $V_e = 90V$.

Esse aumento na ondulação da corrente que circula pelo indutor do filtro intermediário se deve à redução da razão cíclica, que leva ao aumento dos períodos de roda livre da corrente em L_2 .

A Figura 4.24 mostra a forma de onda da corrente através do capacitor do filtro intermediário (C_2) e seu valor eficaz, respectivamente, para tensão de entrada de 60V. Os pulsos de corrente negativos, na forma de onda da corrente instantânea, se devem à recuperação reversa dos diodos em antiparalelo dos interruptores que compõem os braços do inversor ponte completa.

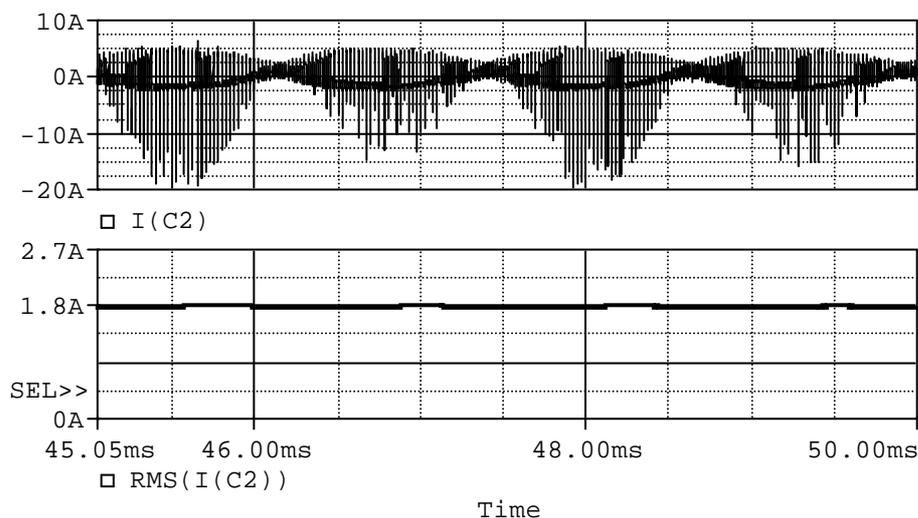


Figura 4.24 – Corrente através de C_2 e seu valor eficaz para $V_e = 60V$.

A Figura 4.25 mostra a forma de onda da corrente através do capacitor do filtro intermediário (C_2) e seu valor eficaz, respectivamente, para tensão de entrada de 90V.

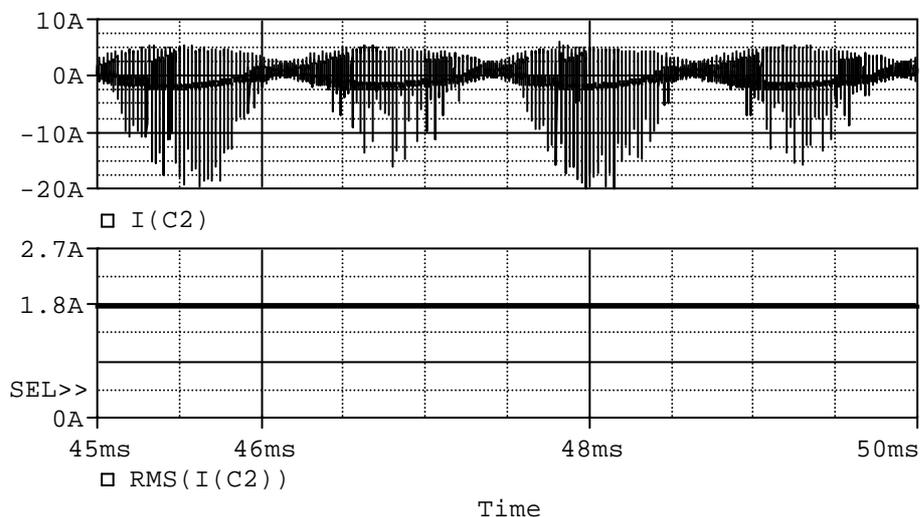


Figura 4.25 – Corrente através de C_2 e seu valor eficaz para $V_e = 90V$.

Como esperado, as formas de onda e o valor eficaz da corrente através do capacitor do filtro intermediário são semelhantes para ambas as condições de tensão de entrada.

4.3.6 Corrente drenada pelo inversor ponte completa

As formas de onda da corrente drenada pelo inversor ponte completa equivalem as formas de onda da corrente através do capacitor do filtro de entrada, como mostram a Figura 4.26 e a Figura 4.27, tanto para tensão mínima como para tensão máxima de entrada. A única diferença é que a corrente drenada pelo inversor ponte completa apresenta um deslocamento CC positivo, devido à componente contínua de L_2 .

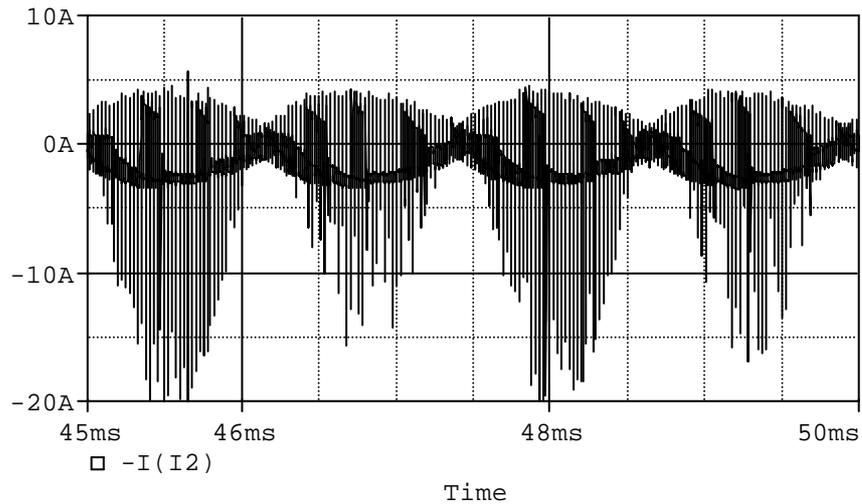


Figura 4.26 – Corrente drenada pelo inversor ponte completa para $V_e = 60V$.

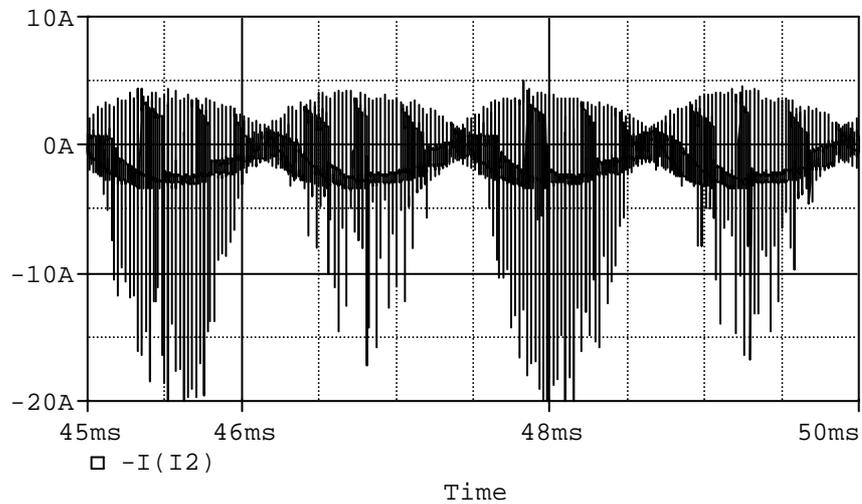


Figura 4.27 – Corrente drenada pelo inversor ponte completa para $V_e = 90V$.

4.3.7 Tensão e corrente nos interruptores do inversor ponte completa

A Figura 4.28 mostra a forma de onda da tensão sobre o interruptor S_5 do inversor ponte completa, para tensão de entrada de 60V.

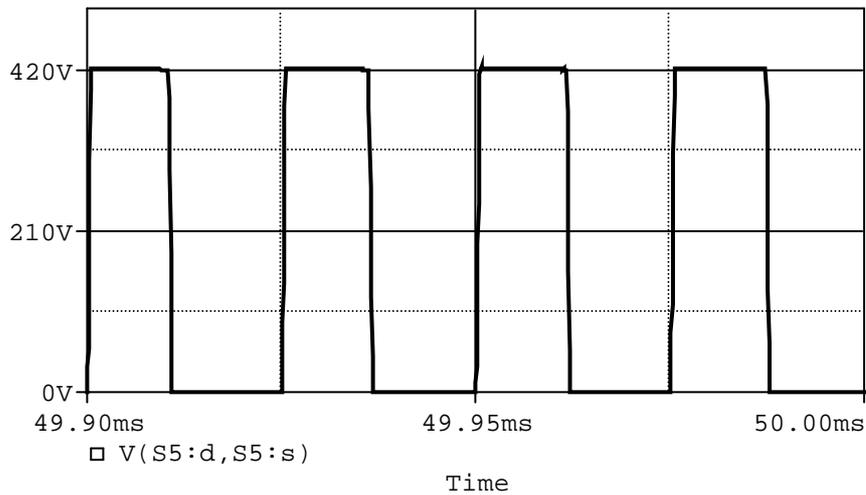


Figura 4.28 – Tensão sobre o interruptor S_5 do inversor ponte completa para $V_e = 60V$.

A Figura 4.29 mostra a forma de onda da tensão sobre o interruptor S_5 do inversor ponte completa, para tensão de entrada de 90V.

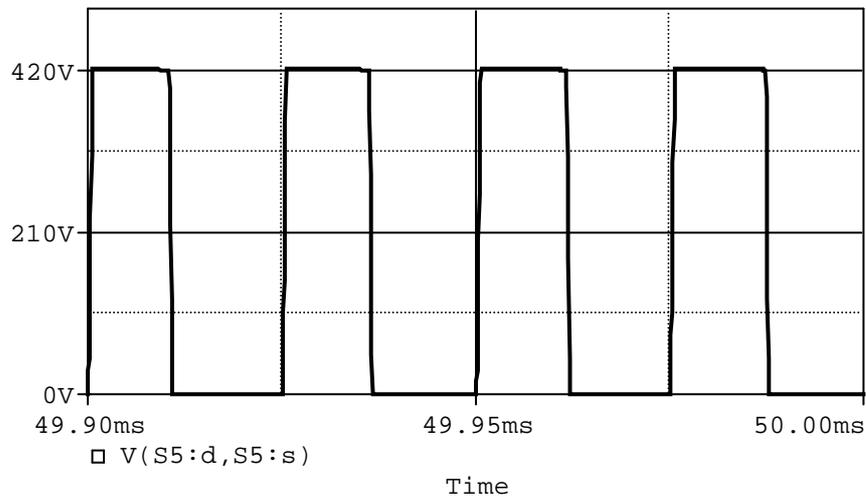


Figura 4.29 – Tensão sobre o interruptor S_5 do inversor ponte completa para $V_e = 90V$.

Como esperado, as formas de onda são equivalentes. Além disso, pode-se ver que, em regime permanente, não há sobretensão no interruptor.

A Figura 4.30 mostra as formas de onda das correntes nos interruptores S_5 e S_6 , que formam um dos braços do inversor ponte completa, para tensão de entrada de 60V. Percebe-se que durante o período de condução do interruptor S_5 , a corrente do indutor do filtro de saída circula diretamente por ele e, durante seu período de bloqueio, circula reversamente pelo interruptor S_6 , através do diodo em anti-paralelo.

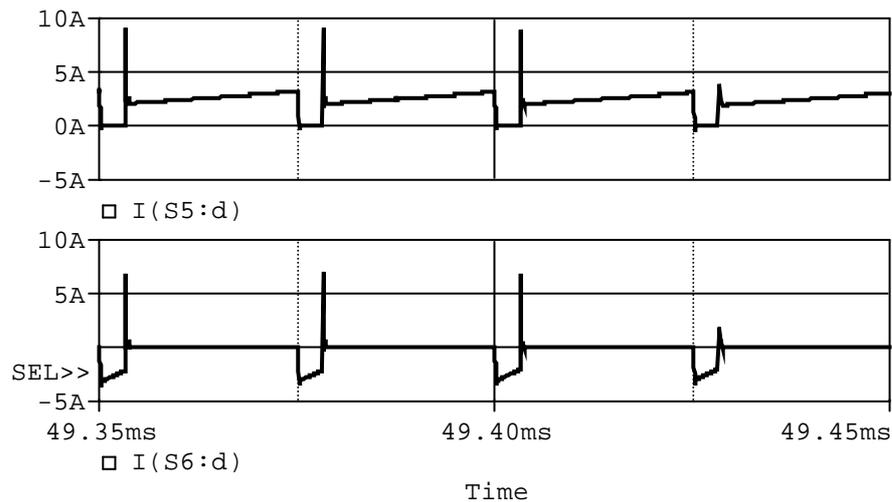


Figura 4.30 – Correntes em S_5 e S_6 do inversor ponte completa para $V_e = 60V$.

A Figura 4.31 mostra as formas de onda das correntes nos interruptores S_5 e S_6 para tensão de entrada de 90V. As formas de onda são análogas às mostradas na Figura 4.30, para tensão de entrada de 60V.

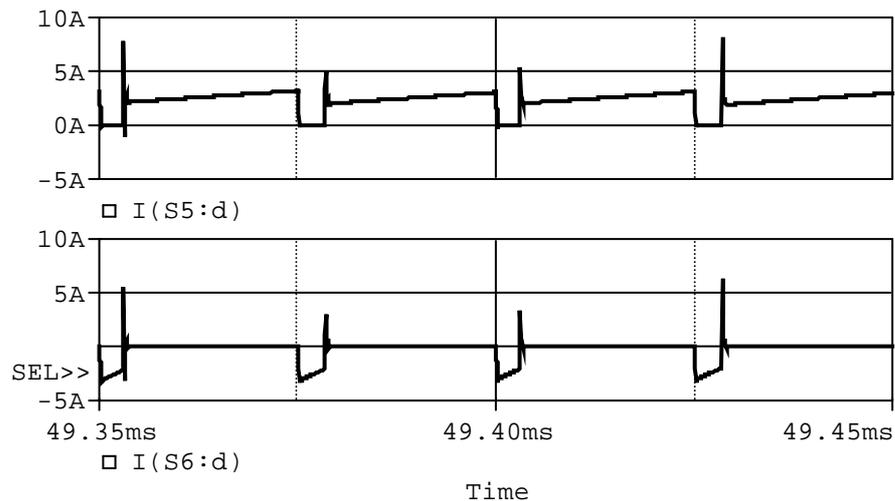


Figura 4.31 – Correntes em S_5 e S_6 do inversor ponte completa para $V_e = 90V$.

Vale ainda ressaltar que a corrente que circula pelo interruptor S_5 circula também pelo interruptor S_4 e que a corrente que circula pelo interruptor S_6 também circula pelo interruptor S_3 .

4.3.8 Tensão e corrente no filtro de saída

A Figura 4.32 mostra a corrente no indutor do filtro de saída (L_3). É uma corrente com uma componente fundamental na mesma frequência da tensão de saída e com uma ondulação na frequência de comutação dos interruptores do inversor ponte completa.

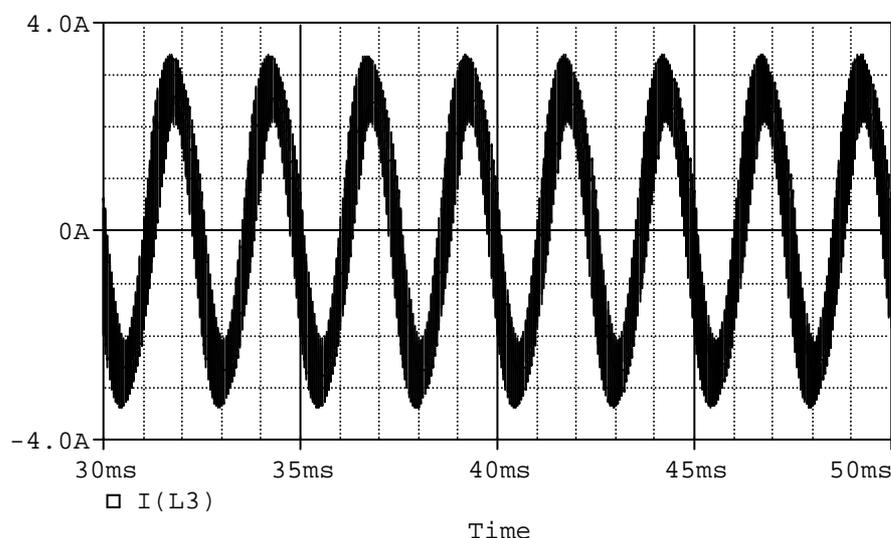


Figura 4.32 – Corrente no indutor do filtro de saída (L_3).

A Figura 4.33 mostra o detalhe da ondulação em alta frequência da corrente que circula por L_3 .

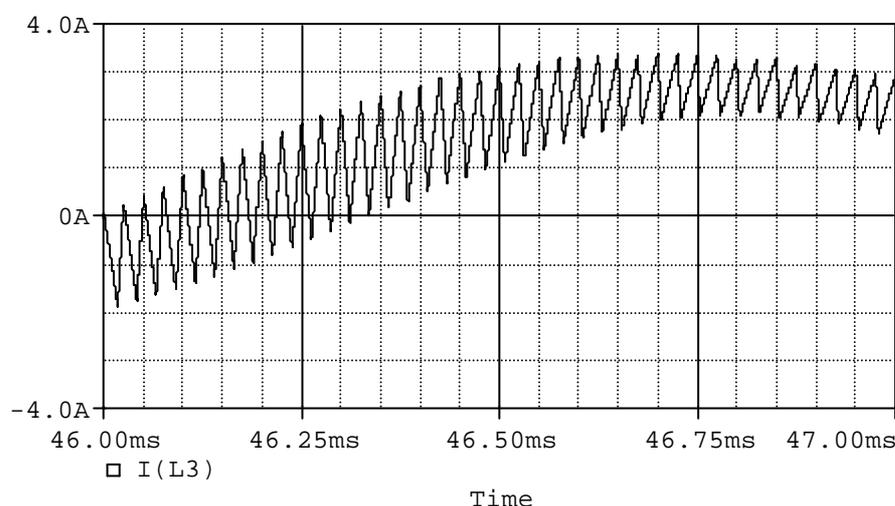


Figura 4.33 – Detalhe da ondulação em alta frequência da corrente em L_3 .

A ondulação em alta frequência mostrada na Figura 4.33 possui um valor absoluto máximo de 2,38A, que representa 70% do valor de pico da corrente que circula pelo indutor do filtro de saída.

A forma de onda da tensão sobre o capacitor do filtro de saída, que representa a forma de onda da tensão de saída, é mostrada na Figura 4.34. Como pode ser visto a tensão é senoidal e com valor de pico de 311V, portanto, com valor eficaz de 220V.

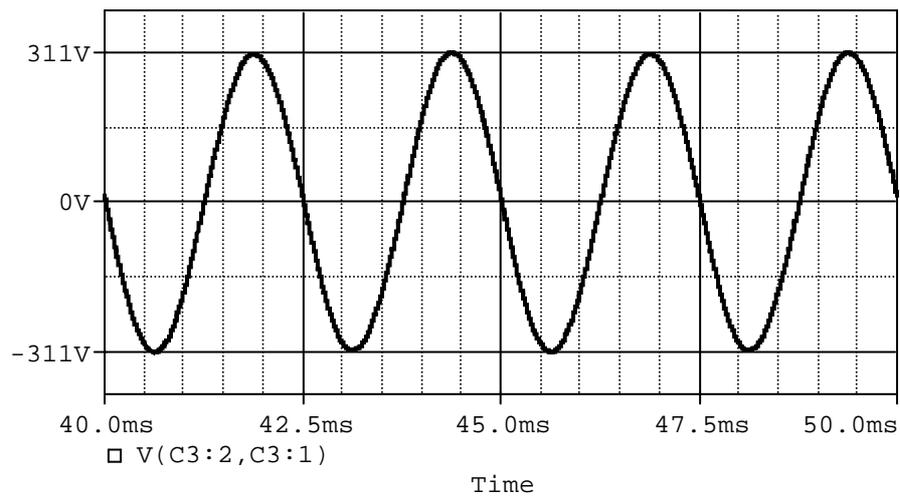


Figura 4.34 – Tensão sobre o capacitor do filtro de saída (C_3).

Optou-se por mostrar os resultados de simulação relacionados ao filtro de saída apenas para a tensão de entrada de 90V. Essa decisão foi baseada nos resultados apresentados na seção anterior, que demonstram que o inversor ponte completa não “enxerga” as variações de tensão de entrada, desde que elas estejam dentro da faixa de operação especificada (60V-90V).

4.3.9 Conteúdo harmônico e THD da tensão de saída

A Figura 4.35 mostra o conteúdo harmônico da tensão de saída em forma de histograma. A distorção harmônica total (THD) é de 0,6%.

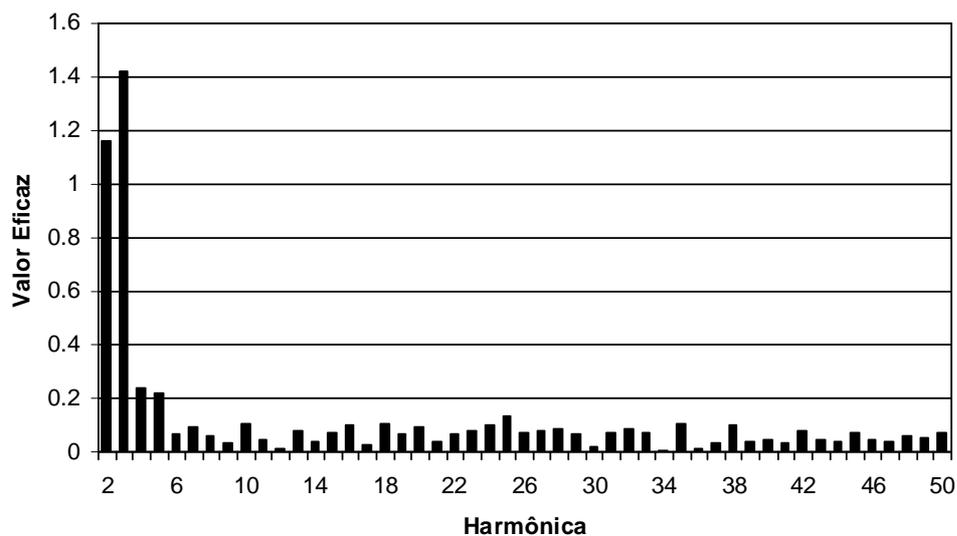


Figura 4.35 – Conteúdo harmônico da tensão de saída do inversor ponte completa.

4.4 Resultados de simulação para carga RL ($fp = 0,7$)

A seguir são relacionados os principais resultados da simulação do conversor para carga RL, com fator de potência de 0,7. Os resultados são apresentados apenas para tensão de entrada de 90V.

4.4.1 Corrente no indutor do filtro de entrada (L_1)

A Figura 4.36 mostra a corrente no indutor do filtro de entrada (L_1). O valor médio dessa corrente é de 3,68A e a ondulação absoluta é de 1,1A. Assim, a ondulação percentual é de aproximadamente 30%, cerca de 2,5% maior que para carga resistiva.

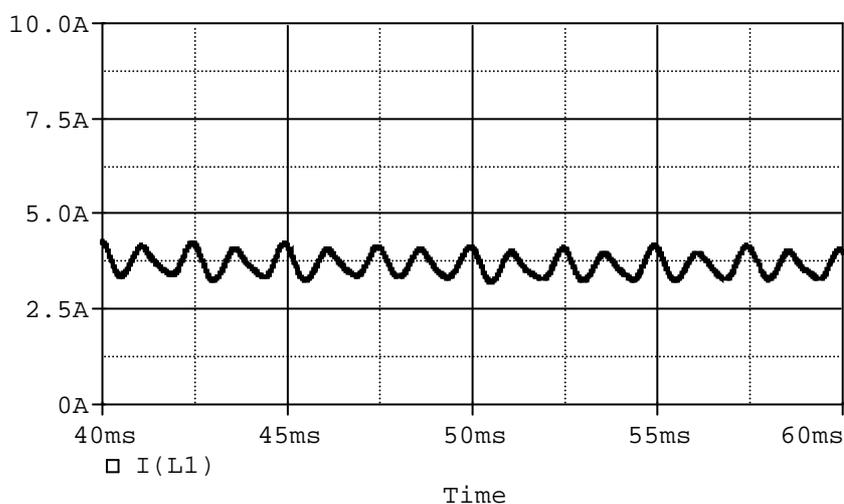


Figura 4.36 – Corrente no indutor do filtro de entrada (L_1).

4.4.2 Corrente no indutor do filtro intermediário (L_2)

A Figura 4.37 mostra a corrente no indutor do filtro intermediário (L_2). A ondulação de corrente absoluta é de 239mA, que representa 33,3% do valor médio dessa corrente.

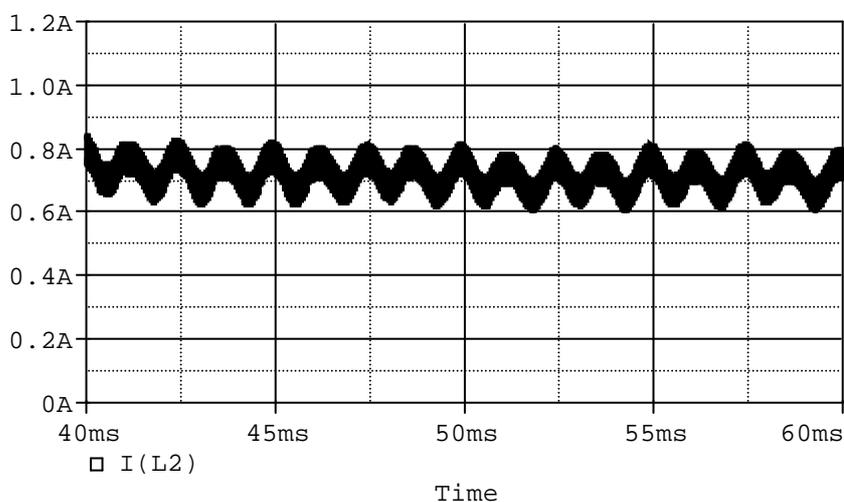


Figura 4.37 – Corrente no indutor do filtro intermediário (L_2).

4.4.3 Corrente drenada pelo inversor ponte completa

A Figura 4.38 mostra a forma de onda da corrente drenada pelo inversor ponte completa do filtro intermediário. Ela se diferencia da corrente drenada pela carga resistiva pelo evidente deslocamento de fase.

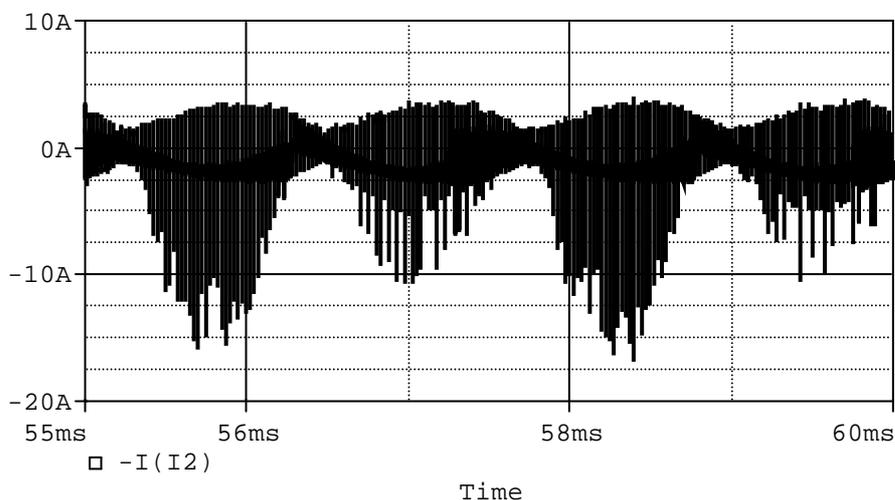


Figura 4.38 – Corrente drenada pelo inversor ponte completa.

4.4.4 Corrente no indutor do filtro de saída

A Figura 4.39 mostra a forma de onda da corrente que circula pelo indutor do filtro de saída. Comparando com a corrente para carga resistiva, observa-se uma maior ondulação em alta frequência, um evidente deslocamento de fase, um menor valor eficaz e forma sensivelmente menos senoidal.

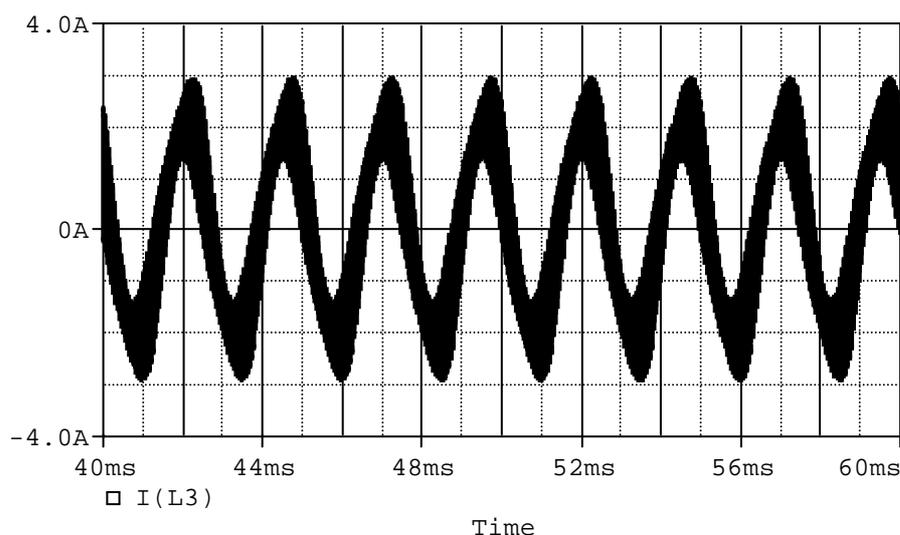


Figura 4.39 – Corrente no indutor do filtro de saída (L_3).

A Figura 4.40 mostra o detalhe da ondulação em alta frequência da corrente que circula pelo indutor do filtro de saída.

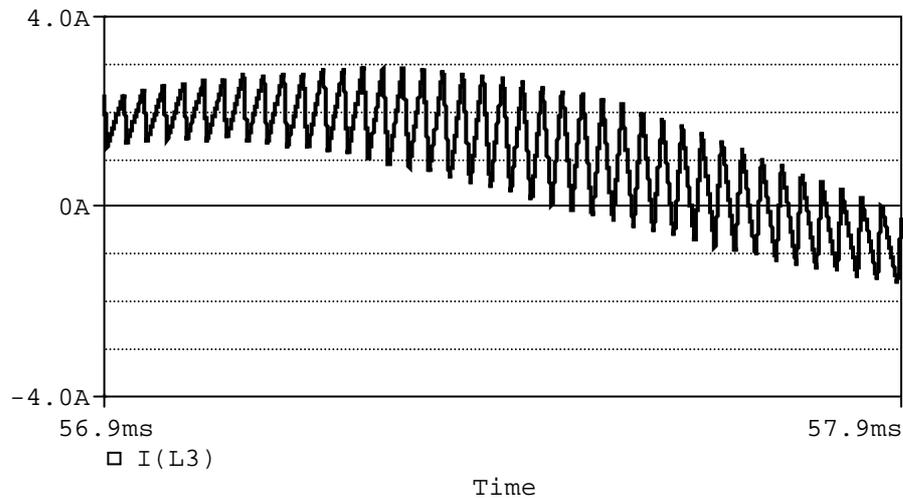


Figura 4.40 – Detalhe da ondulação em alta frequência da corrente em L_3 .

A ondulação em alta frequência mostrada na Figura 4.40 possui um valor absoluto máximo de 2,5A, que representa cerca de 84% do valor de pico da corrente que circula pelo indutor do filtro de saída.

4.4.5 Tensão e corrente na carga

A Figura 4.41 mostra as formas de onda da tensão (traço grosso) e da corrente (traço fino) na carga RL. A corrente está multiplicada em 100 vezes para permitir sua visualização com a tensão. Pode-se perceber o deslocamento de fase característico de cargas indutivas.

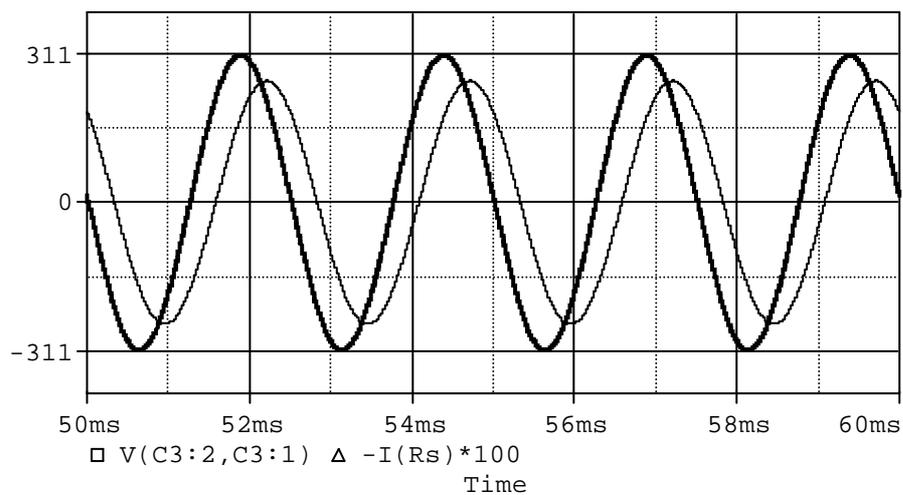


Figura 4.41 – Tensão e corrente na carga RL.

4.4.6 THD da tensão de saída

A Figura 4.42 mostra o conteúdo harmônico da tensão de saída do conversor em histograma. A distorção harmônica total (THD) é de 0,3%.

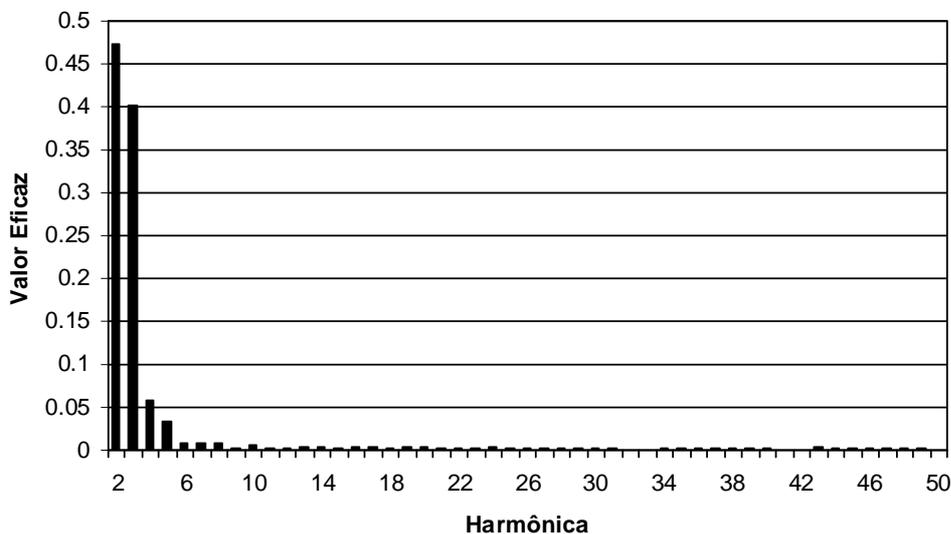


Figura 4.42 – Conteúdo harmônico da tensão de saída.

4.5 Resultados de simulação para carga não-linear

A seguir são relacionados os principais resultados de simulação do conversor operando com carga não-linear e fator de crista igual a 3. Os resultados são apresentados para tensão de entrada de 90V.

4.5.1 Corrente no indutor do filtro de entrada

A Figura 4.43 mostra a corrente no indutor do filtro de entrada (L_1). A ondulação absoluta é de 1,67A. Em termos percentuais a ondulação é de 31,8% do valor médio da corrente, 4,3% maior que a ondulação para carga resistiva.

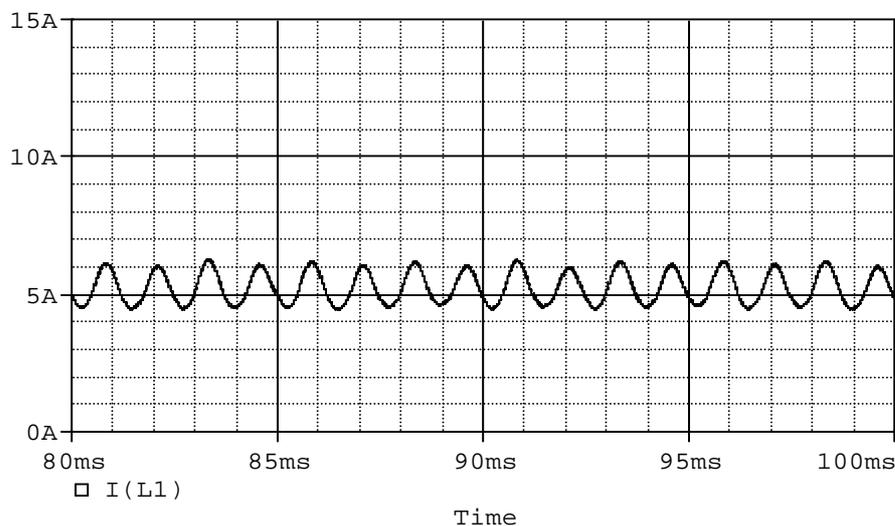


Figura 4.43 – Corrente no indutor do filtro de entrada (L_1).

4.5.2 Corrente no indutor do filtro intermediário

A Figura 4.44 mostra a corrente no indutor do filtro intermediário (L_2). A ondulação absoluta é de 315mA que representa 30,9% do valor médio da corrente, 4% superior a ondulação percentual para a carga resistiva.

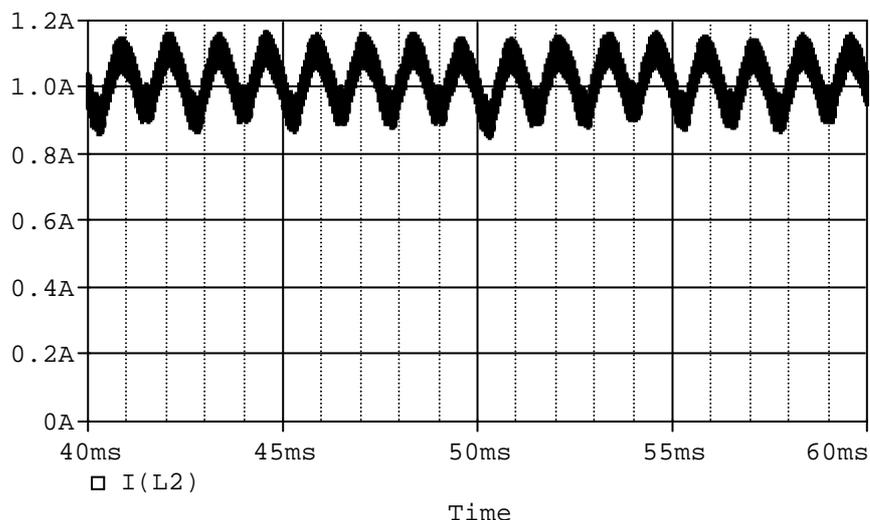


Figura 4.44 – Corrente no indutor do filtro intermediário (L_2).

4.5.3 Corrente drenada pelo inversor ponte completa

A Figura 4.45 mostra a forma de onda da corrente drenada pelo inversor ponte completa, pode-se observar que a corrente de recuperação reversa dos diodos em anti-parallel dos interruptores é bem mais crítica do que para carga resistiva.

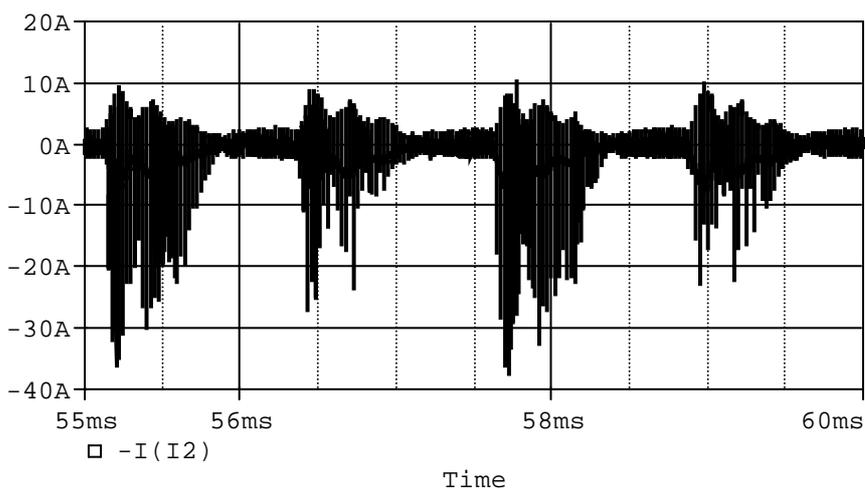


Figura 4.45 – Corrente drenada pelo inversor ponte completa.

4.5.4 Corrente no indutor do filtro de saída

A Figura 4.46 mostra a forma de onda da corrente no indutor do filtro de saída. A forma de onda é bem deformada devido à característica não-linear da carga. Observa-se que o

valor de pico é bem maior que o observado para a carga resistiva. A máxima ondulação em alta frequência é de cerca de 2A.

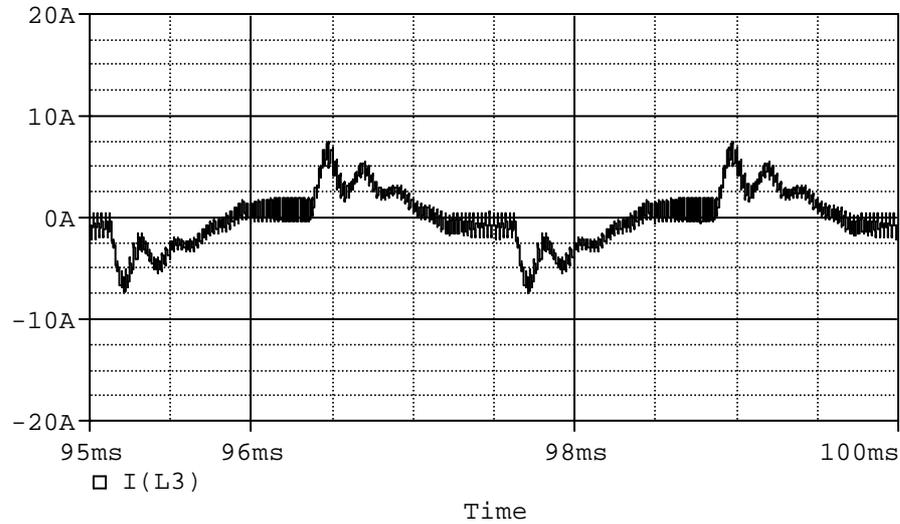


Figura 4.46 – Corrente no indutor do filtro de saída (L_3).

4.5.5 Tensão e corrente na carga

A Figura 4.47 mostra as formas de onda da tensão e da corrente na carga. A corrente está multiplicada em 25 vezes, para permitir sua visualização com a tensão. Pode-se perceber a distorção na forma de onda da tensão durante os picos de corrente drenados. Na seção seguinte é possível quantificar essa piora na qualidade da forma de onda em termos da distorção harmônica total (THD).

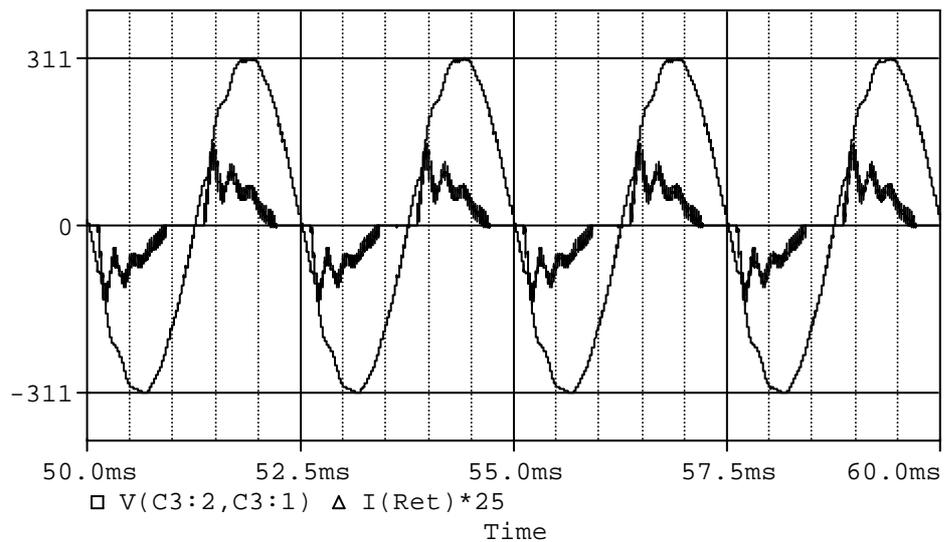


Figura 4.47 – Tensão e corrente na carga.

A Figura 4.48 mostra a forma de onda da corrente drenada pela carga não-linear separadamente. Percebe-se que seu valor de pico é de aproximadamente 6A, atendendo à determinação de fator de crista igual a 3.

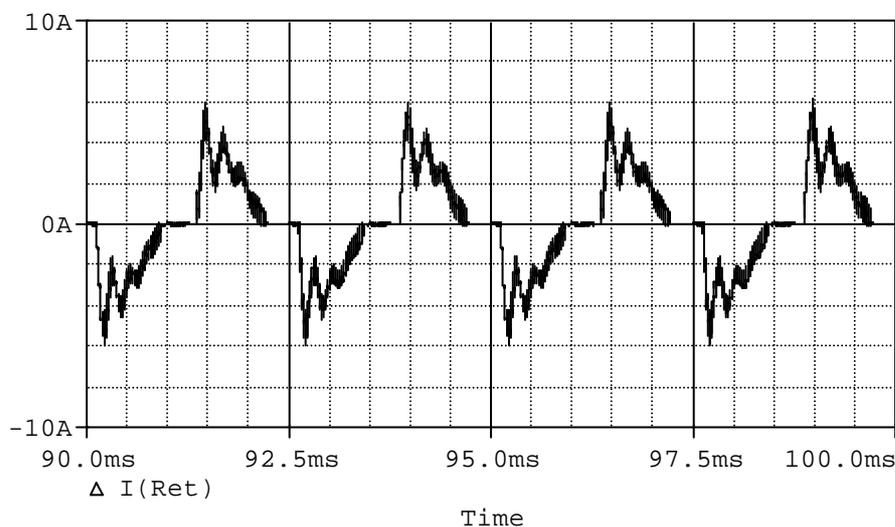


Figura 4.48 – Corrente na carga.

4.5.6 THD da tensão de saída

A Figura 4.49 mostra o conteúdo harmônico da tensão de saída do conversor em histograma. A distorção harmônica total (THD) é de 2,8%.

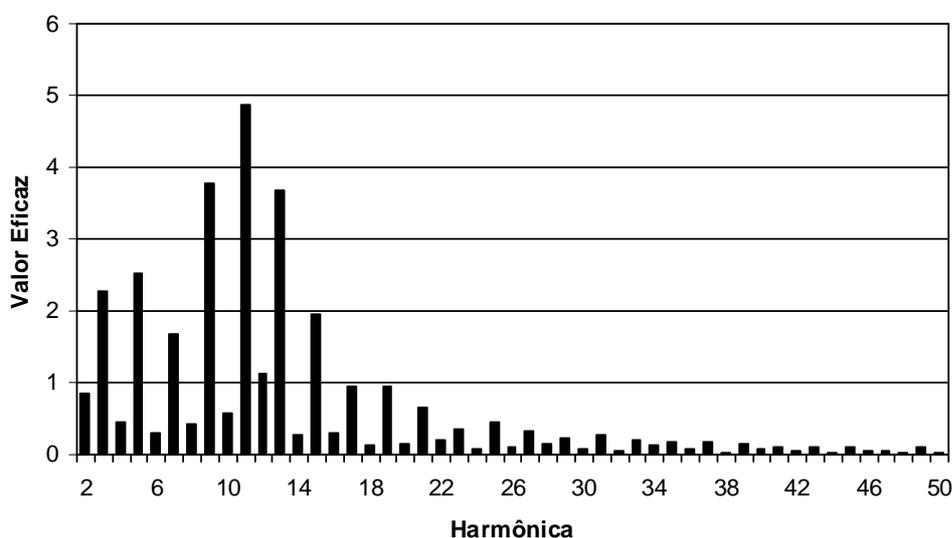


Figura 4.49 – Conteúdo harmônico da tensão de saída.

4.6 Degraus de tensão de entrada

A seguir são apresentados os resultados de simulação para os degraus de tensão de entrada de 90V para 60V e de 60V para 90V. Esses ensaios permitem verificar a resposta dinâmica dos compensadores das duas malhas de controle.

4.6.1 Degrau de tensão de entrada de 90V para 60V

A Figura 4.50 mostra, respectivamente, as formas de onda da tensão da fonte de alimentação, da tensão sobre o capacitor do filtro de entrada (C_1), da tensão sobre o capacitor do filtro intermediário (C_2) e da tensão sobre o capacitor do filtro de saída (C_3).

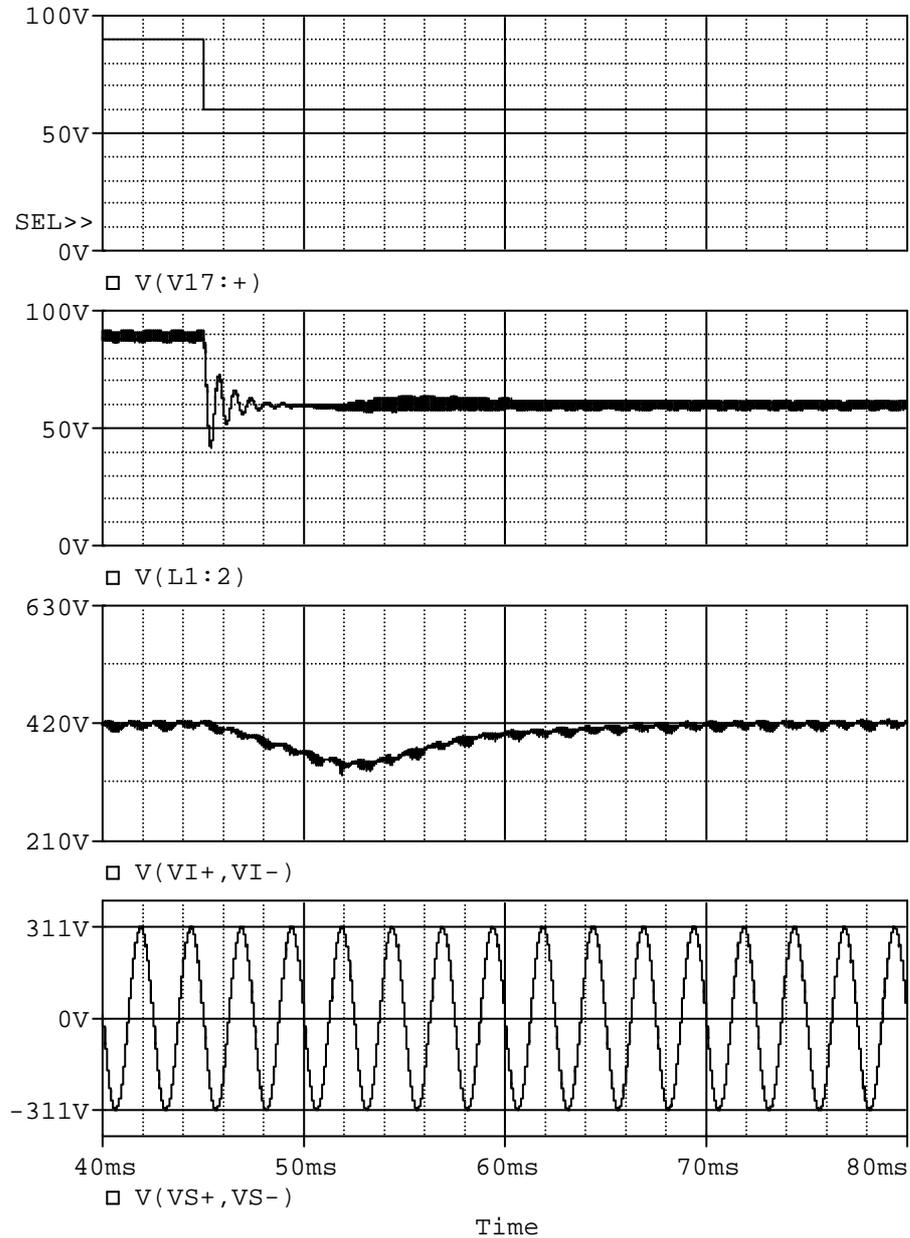


Figura 4.50 – Tensão de entrada, tensão em C_1 , tensão em C_2 e tensão em C_3 .

Devido à baixa frequência de corte utilizada no compensador do conversor *push-pull*, observa-se um significativo afundamento da sua tensão de saída (tensão sobre C_2) durante o transitório pós-degrau. Esse é um mal necessário, já que a utilização de uma frequência de corte mais elevada acarretaria uma maior ondulação da corrente de entrada. Na

forma de onda da tensão sobre C_1 observa-se um ciclo ressonante amortecido até que a tensão no capacitor se iguale ao novo valor de tensão de entrada.

A forma de onda da tensão sobre o capacitor C_3 , que é a própria tensão senoidal de saída, não apresenta distúrbios. Isso se deve a eficiente atuação do compensador da malha de controle do inversor ponte completa e ao baixo índice de modulação especificado.

A Figura 4.51 mostra as formas de onda das correntes no indutor do filtro de entrada (L_1), no indutor do filtro intermediário (L_2), no indutor do filtro de saída (L_3) e na carga.

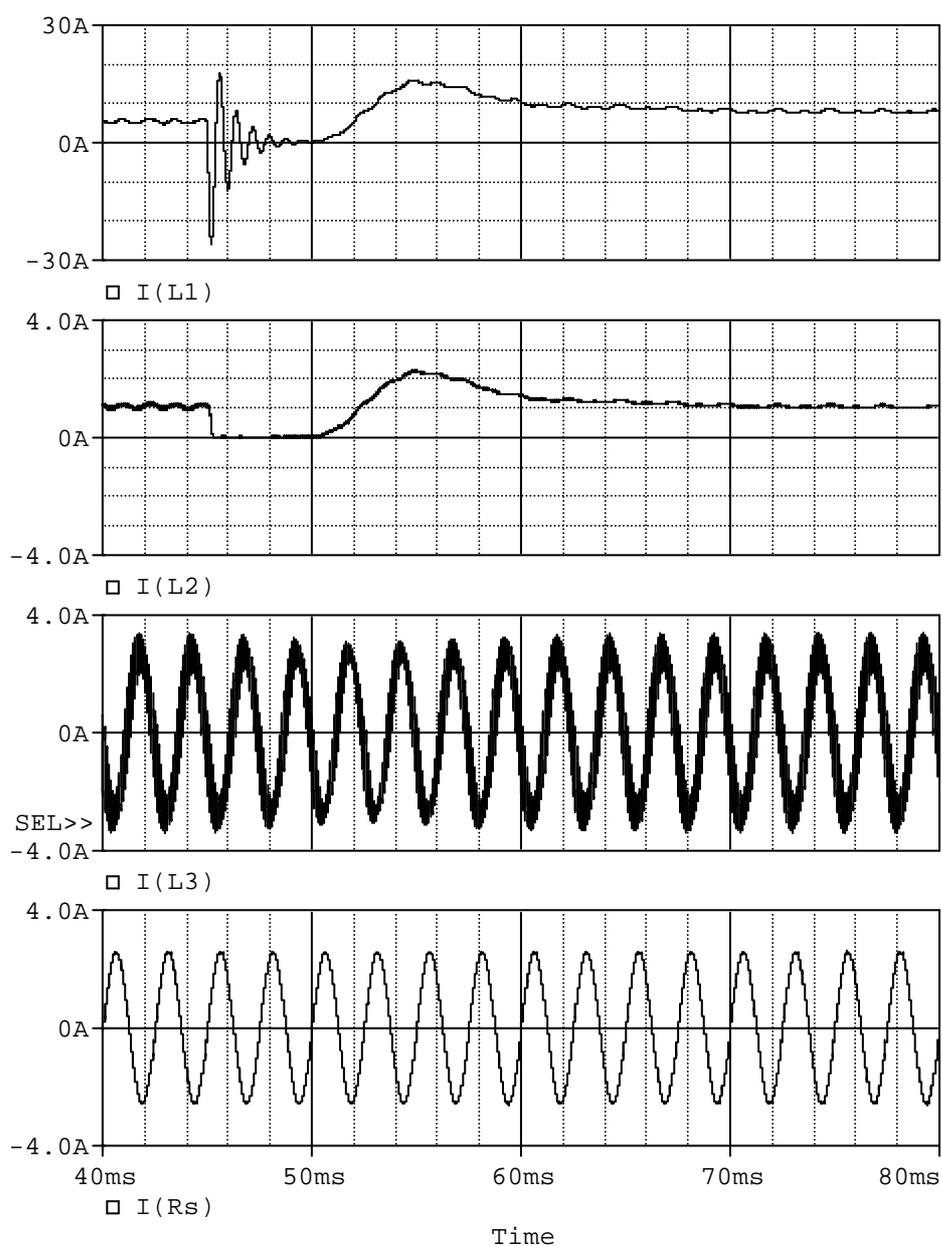


Figura 4.51 – Correntes no indutor L_1 , no indutor L_2 , no indutor L_3 e na carga.

Com a queda brusca da tensão aplicada ao filtro de entrada, o equilíbrio energético do circuito formado pela fonte de entrada, por C_1 e por L_1 , tem que ser restabelecido, induzindo uma corrente ressonante amortecida no indutor do filtro de entrada. Quando o

equilíbrio é atingido, há um déficit de energia, percebido pela redução da corrente em L3, que precisa ser suprido, então a fonte de entrada volta a fornecer potência para o sistema, levando ao crescimento da corrente em L₁ e L₂, até que o regime permanente seja alcançado.

4.6.2 Degrau de tensão de entrada de 60V para 90V

A Figura 4.52 mostra, respectivamente, as formas de onda da tensão da fonte de alimentação, da tensão sobre o capacitor do filtro de entrada (C₁), da tensão sobre o capacitor do filtro intermediário (C₂) e da tensão sobre o capacitor do filtro de saída (C₃).

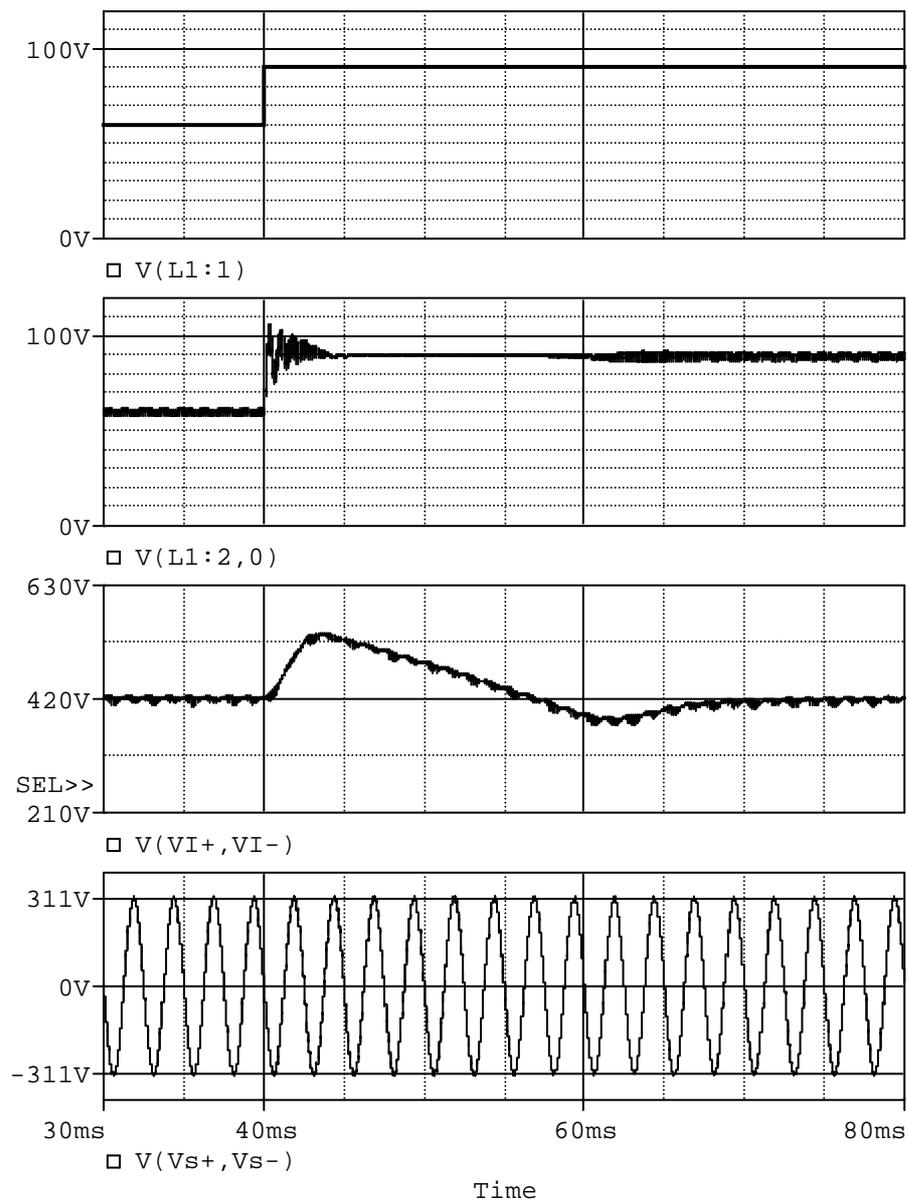


Figura 4.52 – Tensão de entrada, tensão em C₁, tensão em C₂ e tensão em C₃.

A Figura 4.53 mostra as formas de onda das correntes no indutor do filtro de entrada (L_1), no indutor do filtro intermediário (L_2), no indutor do filtro de saída (L_3) e na carga.

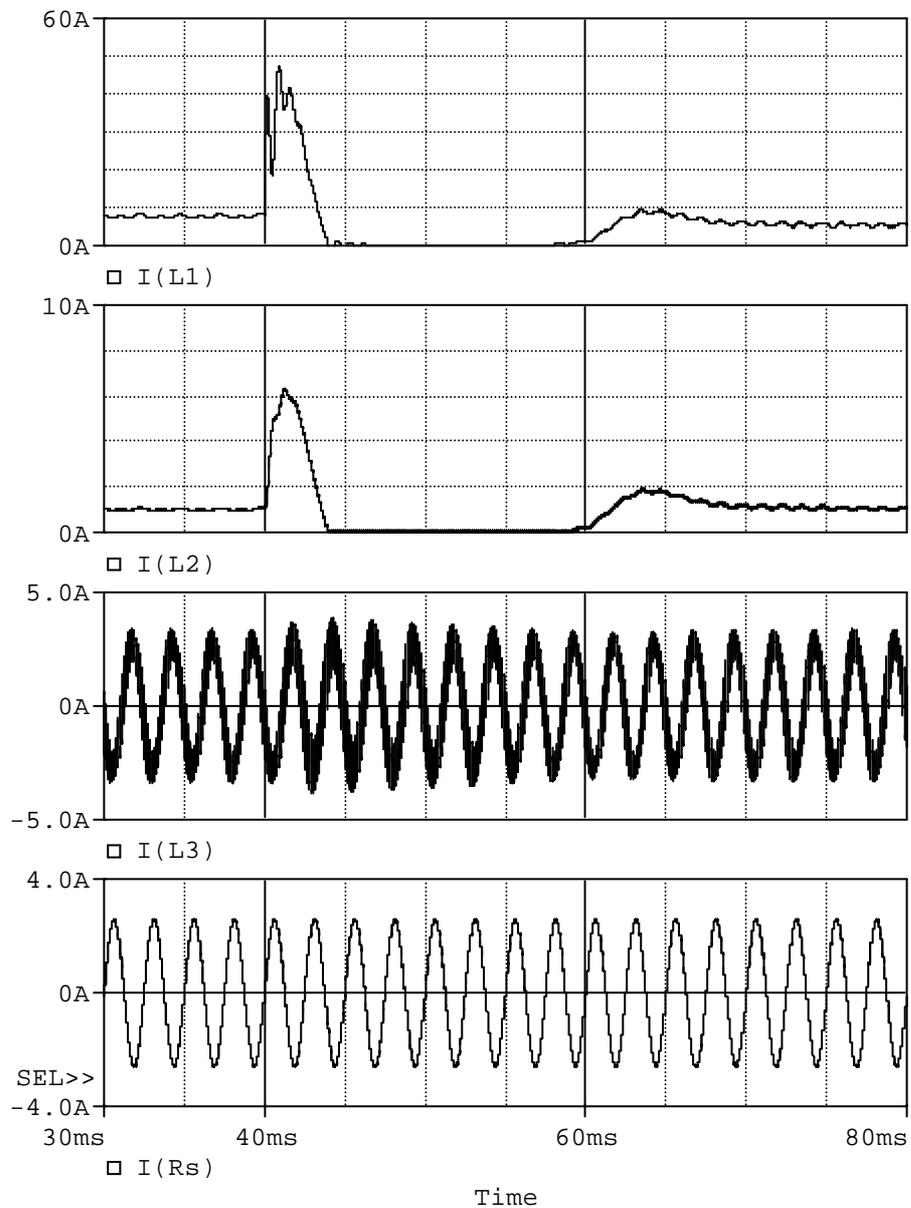


Figura 4.53 – Correntes no indutor L_1 , no indutor L_2 , no indutor L_3 e na carga.

Com a elevação brusca de tensão, surge um desequilíbrio de tensão entre C_1 e a fonte de entrada, que induz um pico de corrente em L_1 , a fim de igualar a tensão em C_1 à tensão da fonte. Como o compensador do conversor *push-pull* atua de forma muito lenta, esse efeito se propaga para o capacitor do filtro intermediário, causando sobretensão em C_2 .

A atuação retardada do compensador do conversor *push-pull* leva a tensão sobre C_2 de um extremo ao outro. A fim de corrigir a sobretensão em C_2 , o compensador suspende a drenagem de potência da fonte, mas demora demais para reabilitar a drenagem de potência, causando uma subtensão em C_2 .

A corrente que circula em L_3 também sofre oscilação, decorrente da subtensão em C_2 . Mas a corrente de carga não sofre oscilações, como esperado, já que não há oscilação na tensão sobre a carga, que é resistiva.

4.7 Degraus de carga resistiva

A seguir são apresentados os resultados de simulação com degrau de carga. Os degraus são realizados de 10% para 100% da carga nominal e vice-versa, tanto para tensão de entrada de 60V como para tensão de entrada de 90V.

4.7.1 Degrau de carga de 10% para 100% e tensão de entrada de 60V

Todas as figuras a seguir são relacionadas a um degrau de carga de 10% para 100% da carga nominal, que ocorre aos 90ms. A Figura 4.54 mostra as formas de onda da tensão no capacitor do filtro de entrada (C_1) e a corrente no indutor do filtro de entrada (L_1).

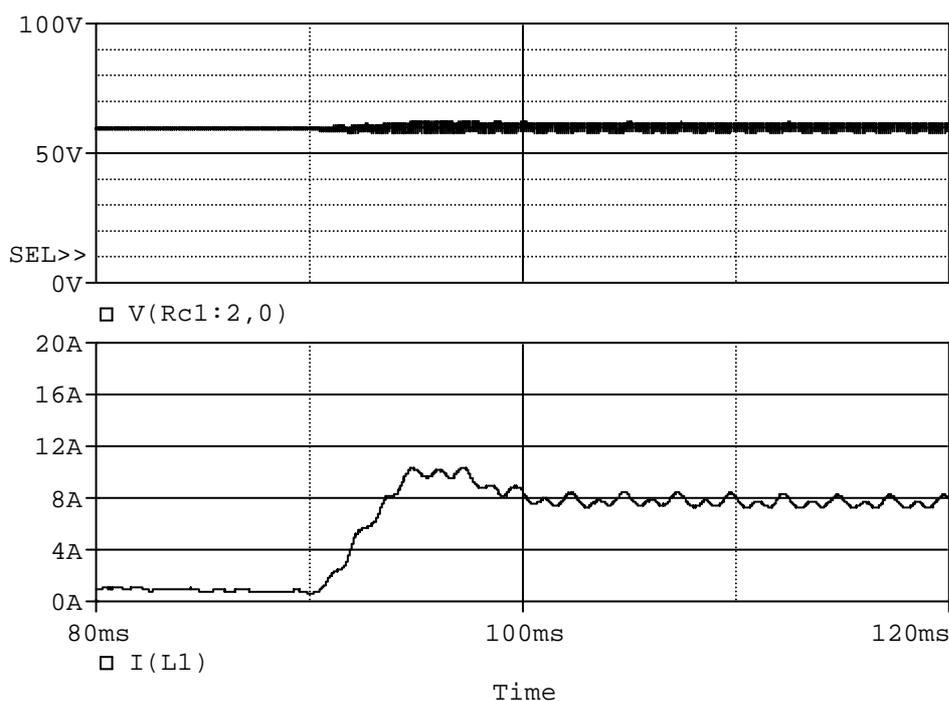


Figura 4.54 – Tensão no capacitor (C_1) e corrente no indutor (L_1) do filtro de entrada.

Observa-se que a única alteração na tensão do capacitor do filtro é o aumento da ondulação, já que a corrente drenada passa a ser bem maior. A forma de onda da corrente sofre uma elevação brusca antes de entrar em regime permanente novamente, o que ocorre após uma leve sobre-corrente.

A Figura 4.55 mostra as formas de onda da tensão sobre o capacitor do filtro intermediário (C_2) e a corrente no indutor do filtro intermediário (L_2). A forma de onda da tensão sobre C_1 , após o degrau sofre um afundamento de cerca de 25V (6%), se

restabelecendo após um período de, aproximadamente, 20ms. Após o restabelecimento, a ondulação da tensão é maior, já que está sendo drenada uma corrente maior. A corrente em L_2 se comporta como a corrente em L_1 , guardadas as proporções.

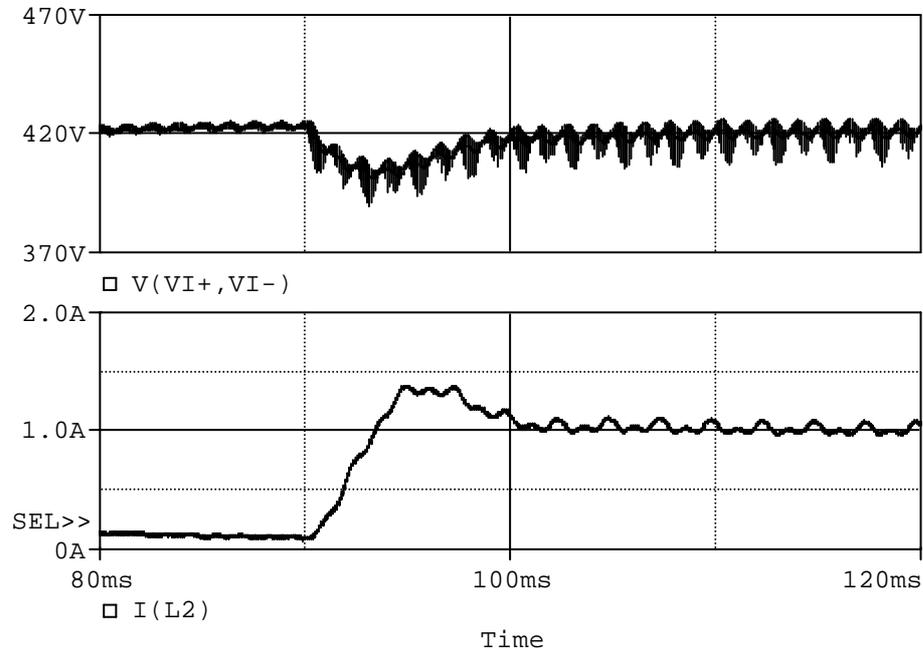


Figura 4.55 – Tensão no capacitor (C_2) e corrente no indutor (L_2) do filtro intermediário.

A Figura 4.56 mostra a forma de onda da tensão no capacitor de saída (C_3), ou seja, a própria tensão na carga, e a corrente no indutor do filtro de saída (L_3). Mais uma vez o compensador do inversor ponte completa demonstra sua eficiência tornando imperceptível o efeito do degrau na forma de onda da tensão de saída.

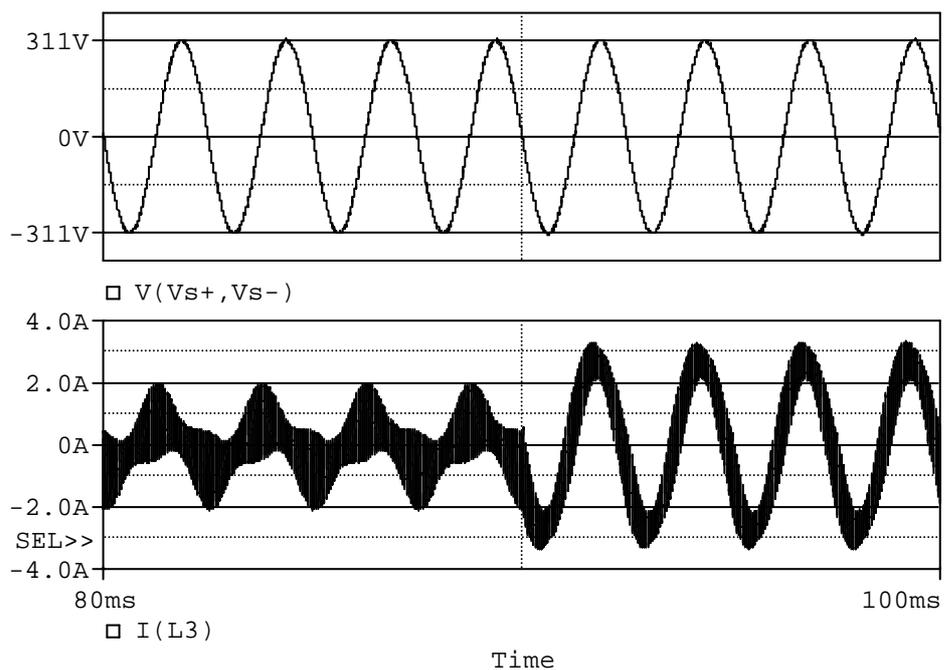


Figura 4.56 – Tensão no capacitor (C_3) e corrente no indutor (L_3) do filtro de saída.

A Figura 4.57 mostra novamente a tensão na carga só que desta vez com a corrente de carga.

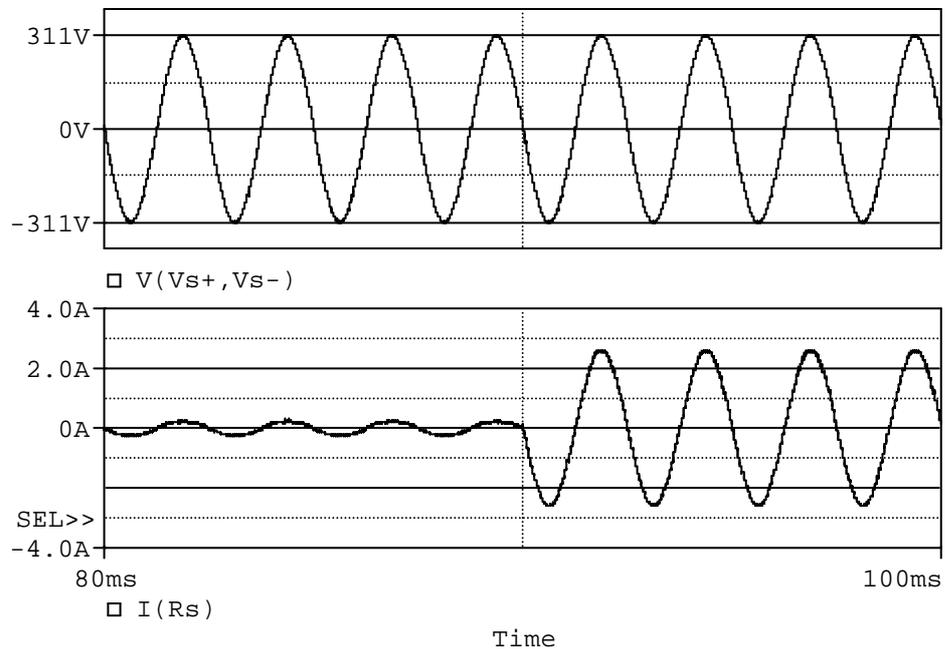


Figura 4.57 – Tensão e corrente na carga.

4.7.2 Degrau de carga de 100% para 10% e tensão de entrada de 60V

Todas as figuras a seguir são relacionadas a um degrau de carga de 100% para 10% da carga nominal, que ocorre aos 40ms. A Figura 4.58 mostra as formas de onda da tensão no capacitor do filtro de entrada (C_1) e a corrente no indutor do filtro de entrada (L_1).

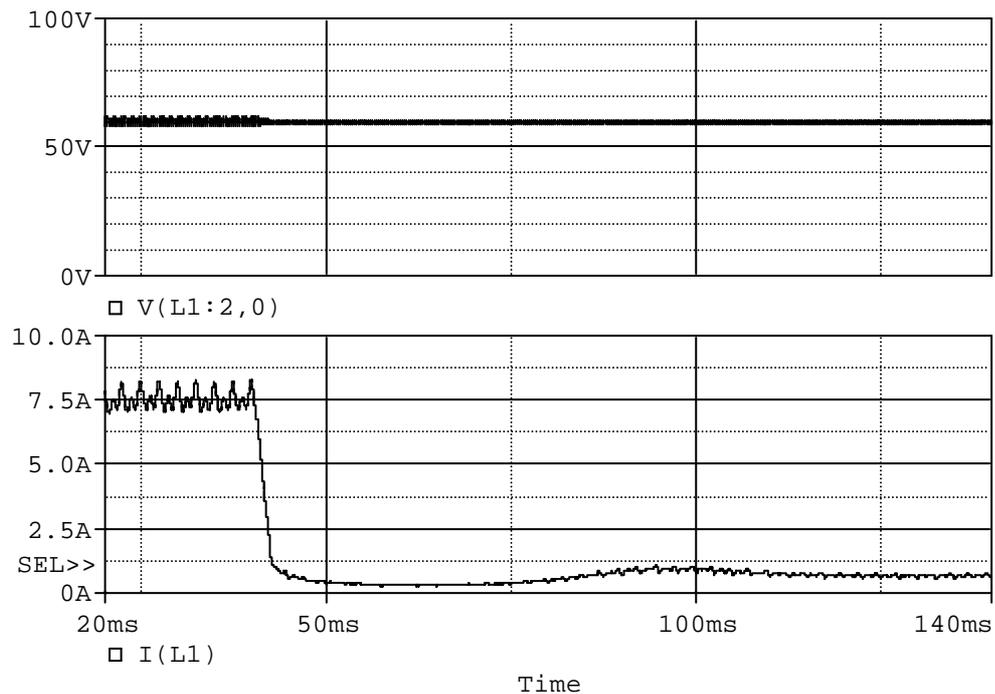


Figura 4.58 – Tensão no capacitor (C_1) e corrente no indutor (L_1) do filtro de entrada.

Observa-se na Figura 4.58 que a única alteração na tensão do capacitor do filtro de entrada é a redução da ondulação, já que a corrente drenada passa a ser bem menor. A Figura 4.59 mostra as formas de onda da tensão sobre o capacitor do filtro intermediário (C_2) e a corrente no indutor do filtro intermediário (L_2).

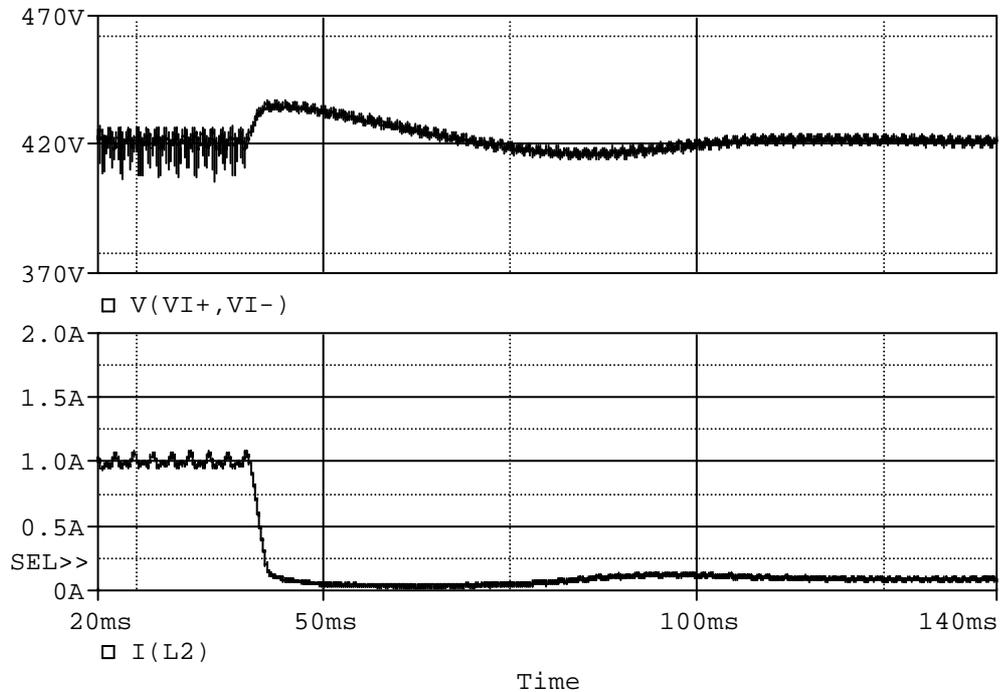


Figura 4.59 – Tensão no capacitor (C_2) e corrente no indutor (L_2) do filtro intermediário.

A Figura 4.60 mostra a forma de onda da tensão sobre o capacitor do filtro de saída (C_3) e a corrente no indutor do filtro de saída (L_3).

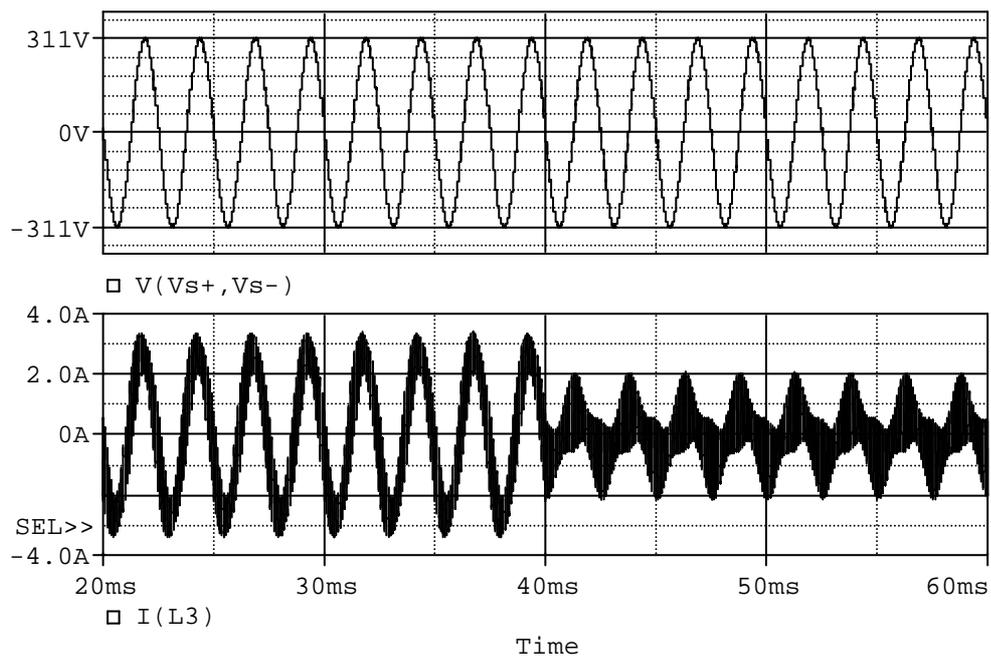


Figura 4.60 – Tensão no capacitor (C_3) e corrente no indutor (L_3) do filtro de saída.

A Figura 4.61 mostra a forma de onda da tensão na carga e a forma de onda da corrente na carga.

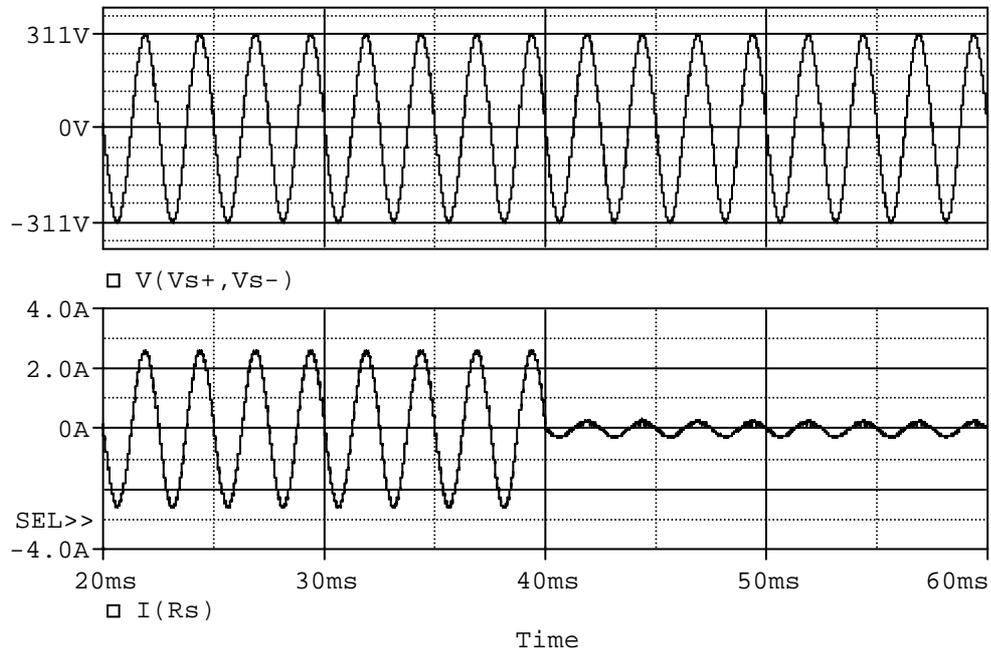


Figura 4.61 – Tensão e corrente na carga.

4.7.3 Degrau de carga de 10% para 100% e tensão de entrada de 90V

A Figura 4.62 mostra as formas de onda da tensão sobre o capacitor do filtro de entrada (C_1) e da corrente no indutor do filtro de entrada (L_1). O comportamento é análogo ao observado para o degraude 10% para 100% da carga nominal com tensão de entrada de 60V.

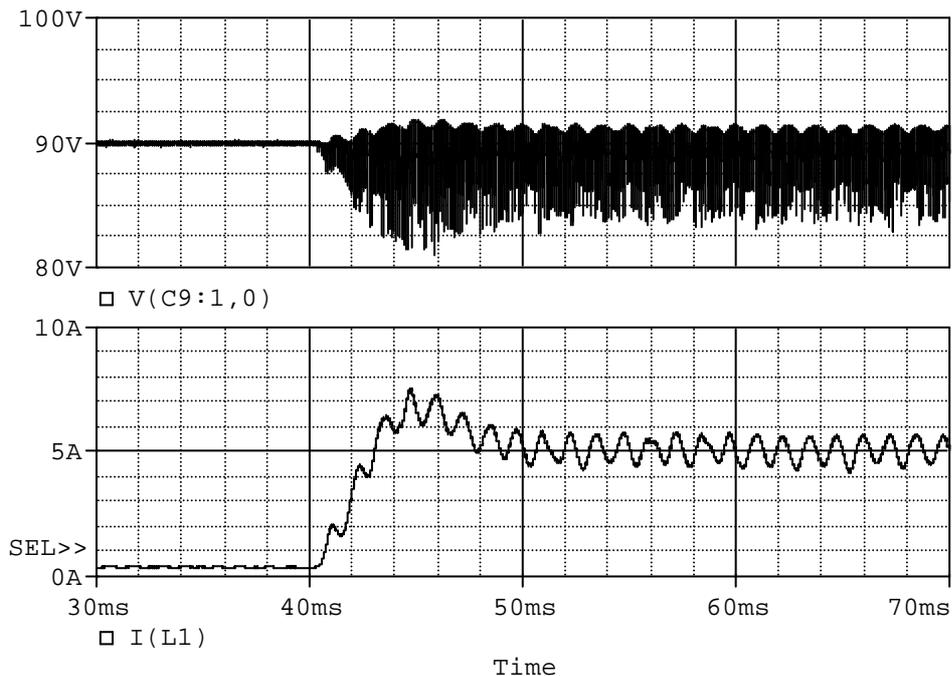


Figura 4.62 – Tensão no capacitor (C_1) e corrente no indutor (L_1) do filtro de entrada.

A Figura 4.63 mostra as formas de onda da tensão sobre o capacitor do filtro intermediário (C_2) e da corrente no indutor do filtro intermediário (L_2). O comportamento é análogo ao observado para o degrau de 10% para 100% da carga nominal com tensão de entrada de 60V.

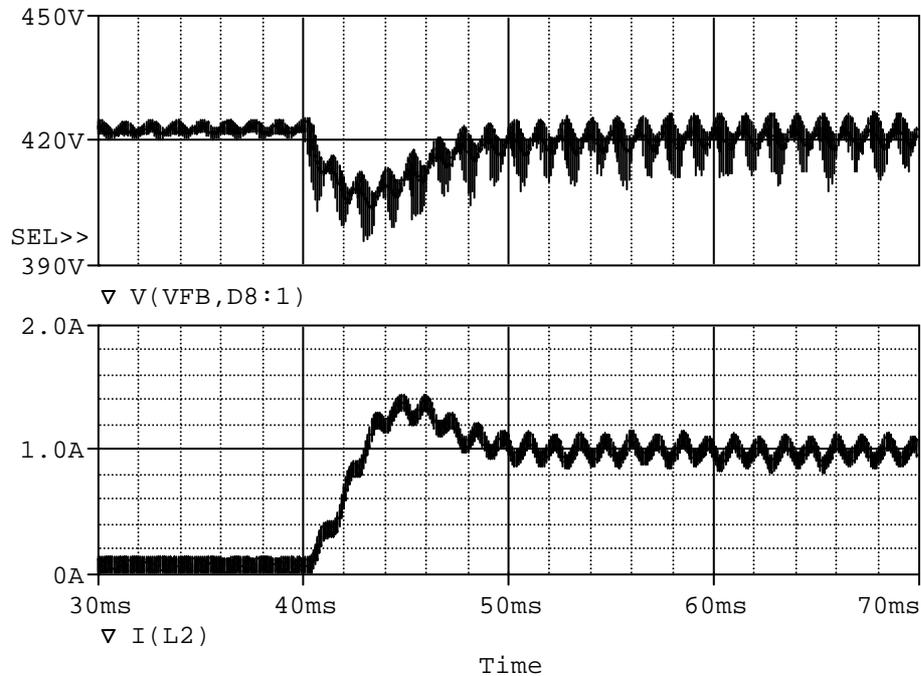


Figura 4.63 – Tensão no capacitor (C_2) e corrente no indutor (L_2) do filtro intermediário.

A Figura 4.64 mostra as formas de onda da tensão sobre o capacitor do filtro de saída (C_3) e a corrente no indutor do filtro de saída (L_3).

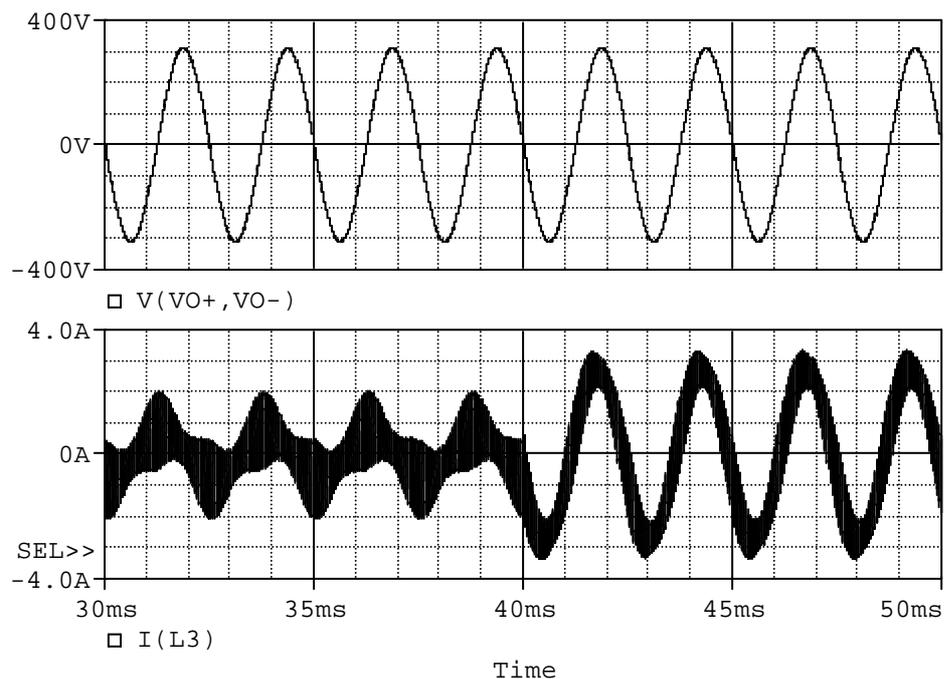


Figura 4.64 – Tensão no capacitor (C_3) e corrente no indutor (L_3) do filtro de saída.

As formas de onda da Figura 4.64 também apresentam um comportamento análogo ao observado para o degrau de 10% para 100% da carga nominal com tensão de entrada de 60V. A Figura 4.65 mostra as formas de onda da tensão e da corrente na carga, novamente a tensão de saída não sofre distúrbios, conseqüentemente a corrente também não.

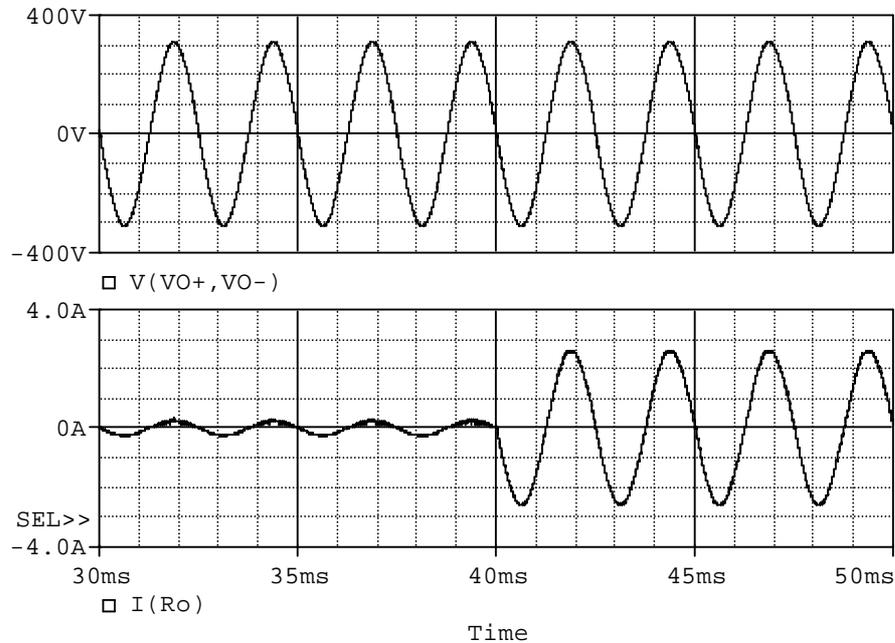


Figura 4.65 – Tensão e corrente na carga.

4.7.4 Degrâu de carga de 100% para 10% e tensão de entrada de 90V

A Figura 4.66 mostra as formas de onda da tensão sobre o capacitor do filtro de entrada (C_1) e da corrente no indutor do filtro de entrada (L_1). O comportamento é análogo ao observado para o degrau de 100% para 10% da carga nominal com tensão de entrada de 60V.

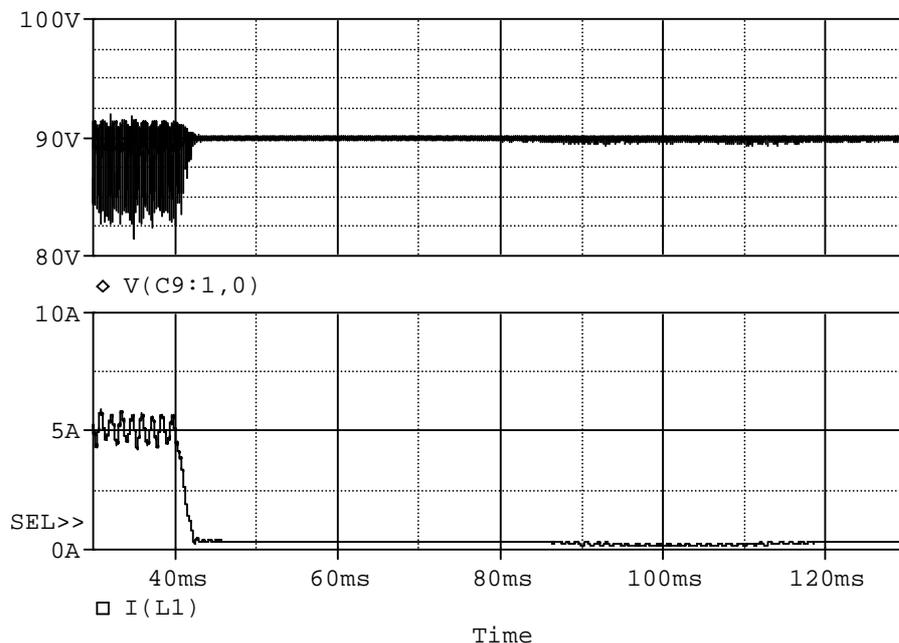


Figura 4.66 – Tensão no capacitor (C_1) e corrente no indutor (L_1) do filtro de entrada.

A Figura 4.67 mostra as formas de onda da tensão sobre o capacitor do filtro intermediário (C_2) e a corrente no indutor do filtro intermediário (L_2).

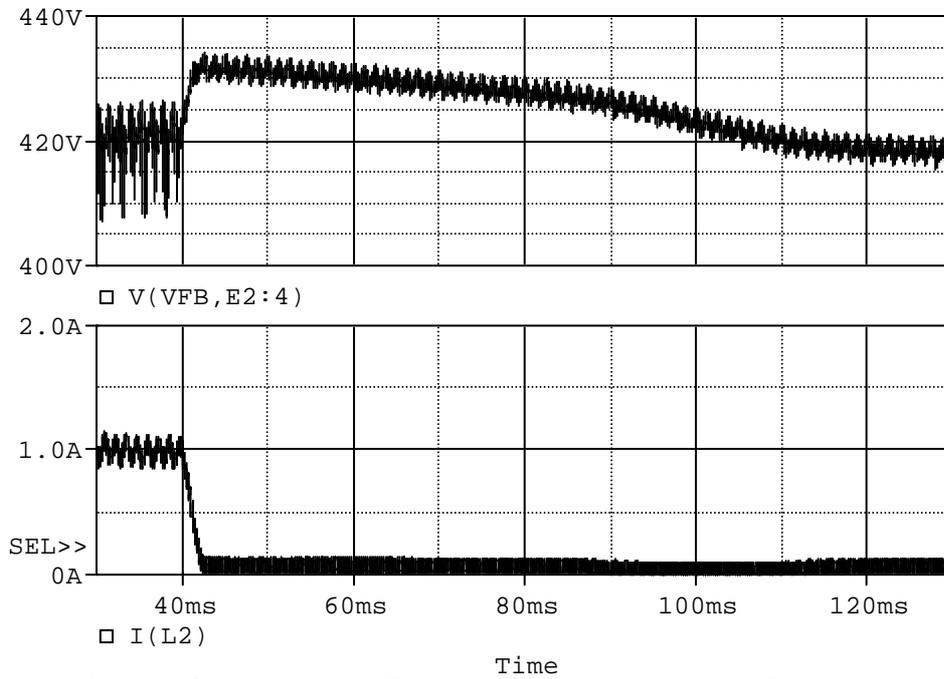


Figura 4.67 – Tensão no capacitor (C_2) e corrente no indutor (L_2) do filtro intermediário.

A Figura 4.68 mostra as formas de onda da tensão no capacitor do filtro de saída (C_3) e a corrente no indutor do filtro de saída (L_3). Como em todos os demais ensaios de simulação, os resultados obtidos, para tensão e corrente no filtro de saída, são ótimos.

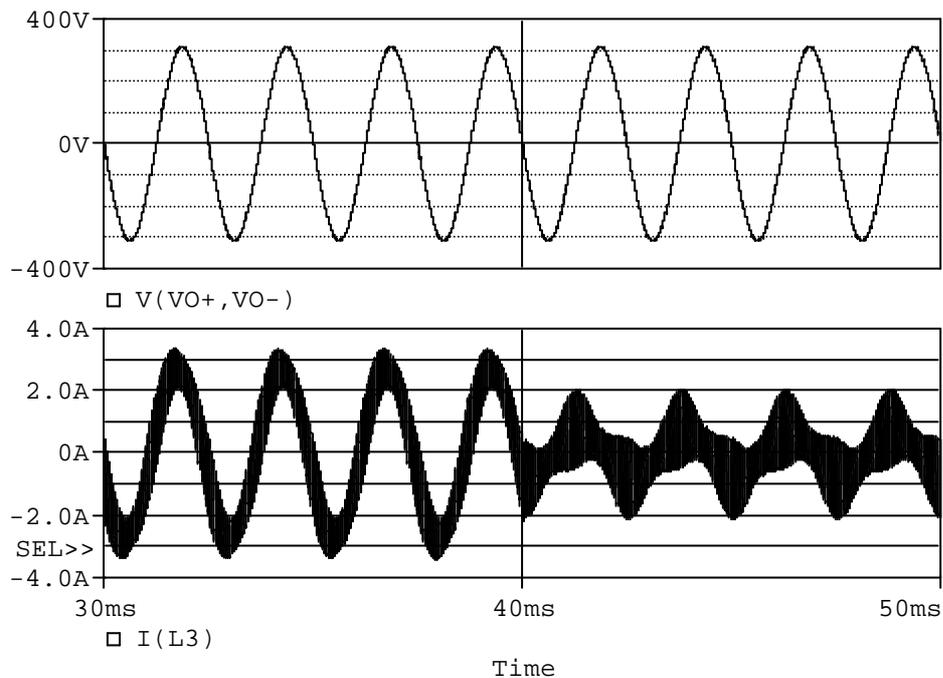


Figura 4.68 – Tensão no capacitor (C_3) e corrente no indutor (L_3) do filtro de saída.

A Figura 4.69 mostra as formas de onda da tensão e da corrente na carga.

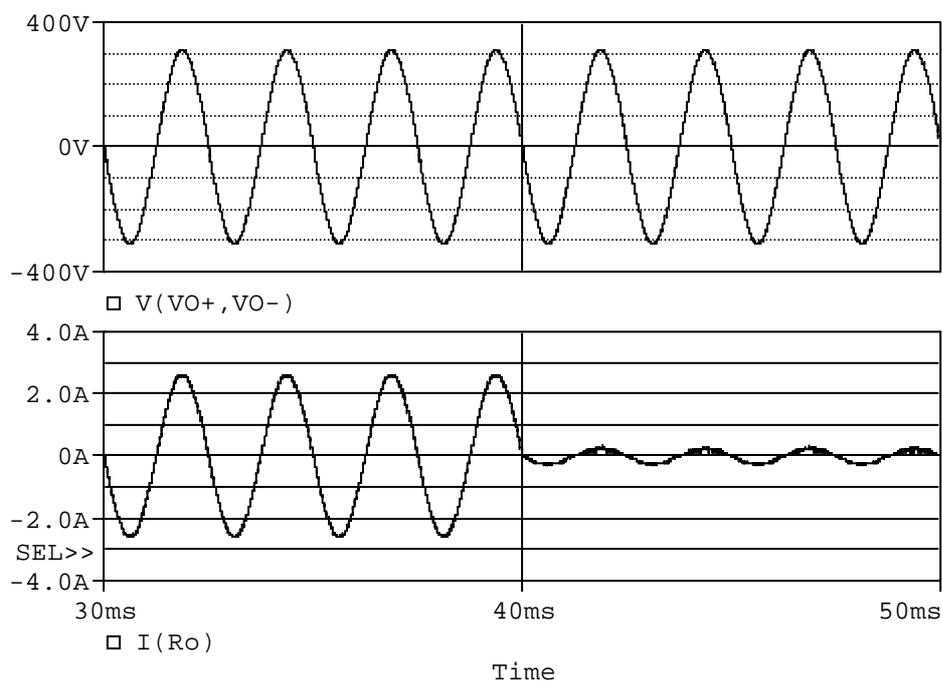


Figura 4.69 – Tensão e corrente na carga.

4.8 Considerações finais

Nesse capítulo foi apresentada uma série de resultados de simulação do conversor desenvolvido neste trabalho. Primeiramente foram mostradas as principais formas de onda relacionadas a operação do circuito de potência, para os valores de tensão de entrada máximo (90V) e mínimo (60V) e cargas resistiva e RL. Essas formas de onda permitiram confirmar a correta execução dos procedimentos de projeto, bem como o correto equacionamento do conversor, já que os valores de tensão e corrente calculados condizem com os valores encontrados por meio de simulação.

Em seguida foram apresentados os resultados para carga não-linear, degrau de tensão de entrada e degrau de carga. Esses tipos de ensaio permitem avaliar a atuação dos compensadores, bem como detectar situações extremas as quais o conversor será submetido durante a operação. Os resultados da simulação para carga não-linear e degrau de carga foram bastante satisfatórios. Já para os degraus de tensão de entrada, o conversor *push-pull* apresentou os resultados menos satisfatórios. A causa disso é sempre a mesma: a baixa frequência de cruzamento do seu compensador. Esse é um efeito colateral necessário para obter uma baixa ondulação da corrente de entrada. Já os resultados relacionados ao inversor ponte completa foram excelentes, demonstrando a eficiência do compensador projetado.

Capítulo 5 – Resultados Experimentais

5.1 Introdução

Nesse capítulo são apresentados os principais resultados experimentais relacionados à operação do conversor estudado, projetado e simulado neste trabalho. São mostradas as principais formas de onda relacionadas à operação do conversor em regime permanente com carga resistiva, das correntes e tensões nos filtros e na carga mediante degraus de carga resistiva e das correntes e tensões nos filtros e na carga para operação com carga não-linear.

Os resultados apresentados são suficientes para validar a análise e o projeto do conversor apresentado. Os resultados em regime permanente permitem comprovar a análise e projeto do circuito de potência. Já os resultados da operação com carga não-linear e mediante degraus de carga permitem validar os compensadores projetados.

5.2 Diagrama esquemático do circuito de potência

O diagrama esquemático do circuito de potência é reapresentado na Figura 5.1, a fim de ilustrar as referências feitas aos seus componentes durante a apresentação dos resultados experimentais.

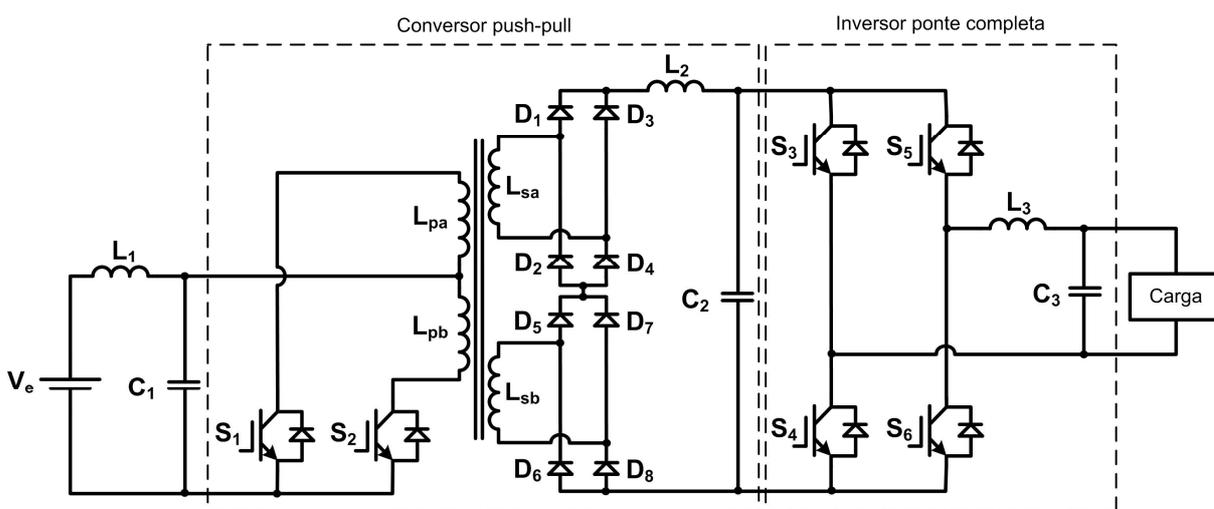


Figura 5.1 – Diagrama esquemático do circuito de potência do conversor.

A Tabela 5.1 contém a lista de componentes utilizados no circuito de potência do conversor *push-pull* e do inversor ponte completa.

Tabela 5.1 – Lista de componentes do circuito de potência.

Componente	Valor	Detalhes
L ₁	104uH	NEE30/15/14 – 21 espiras
L ₂	22mH	NEE40/21/20 – 279 espiras
L ₃	2,1mH	NEE42/21/15 – 93 espiras
C ₁	470uF/250V	B43504-A2477-M000
C ₂	100uF/450V	B43501-A5107-M000
C ₃	1uF/630V	B32654-A6105-J000
Transformador	-	NT60/21/20 – N _p =17 espiras – N _s = 68 espiras
S ₁ e S ₂	IRFP460A	500V/13A/270mΩ
D ₁ a D ₈	MUR1100E	1000V/1A
S ₁ a S ₆	IRGP50B60PD1	600V/50A

5.3 Resultados experimentais para carga resistiva

A seguir são relacionadas as principais formas de onda experimentais do conversor operando em regime permanente com carga resistiva nominal. Optou-se por apresentar os resultados apenas para tensão de entrada de 90V, pois os resultados de simulação mostraram que as formas de onda ficam mais ilustrativas para essa tensão de entrada, já que a razão cíclica é mínima.

5.3.1 Tensão e corrente no filtro de entrada

A Figura 5.2 mostra a tensão sobre o capacitor do filtro de entrada (C₁), na forma de onda 1, e a corrente no indutor do filtro de entrada L₁, na forma de onda 2. A tensão sobre C₁ é constante, não sendo possível observar qualquer ondulação, na escala utilizada. Já a corrente em L₁, como esperado, apresenta uma ondulação na frequência de 800Hz. A ondulação

observada é de, aproximadamente, 1,5A. O valor médio dessa corrente fica em torno de 5,25A.

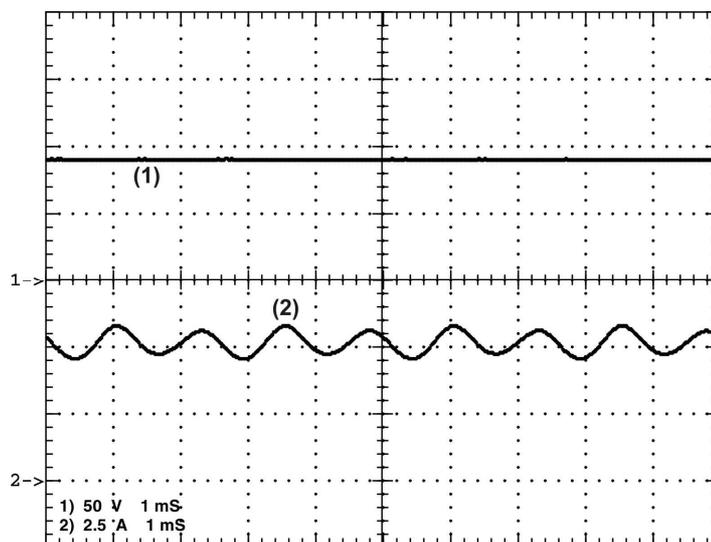


Figura 5.2 – Tensão (1 - 50V/div - 1ms/div) em C_1 e corrente (2 - 2,5A/div - 1ms/div) em L_1 .

Como a corrente no indutor do filtro de entrada é a própria corrente na fonte de alimentação, o valor percentual da máxima ondulação da corrente de entrada em relação ao seu valor médio é de cerca de 28,6%. Esse valor seria bem maior se a frequência de cruzamento do compensador do conversor *push-pull* não fosse bem baixa (150Hz).

5.3.2 Tensão e corrente nos interruptores do push-pull

A Figura 5.3 mostra a tensão *dreno-source* no interruptor S_1 do conversor *push-pull*. Pode-se observar que a tensão sobre o interruptor é menor que 250V e que o valor de pico da corrente é igual ao calculado, cerca de 10A. Os picos de corrente se devem à recuperação reversa dos diodos das pontes retificadoras de saída do conversor *push-pull*.

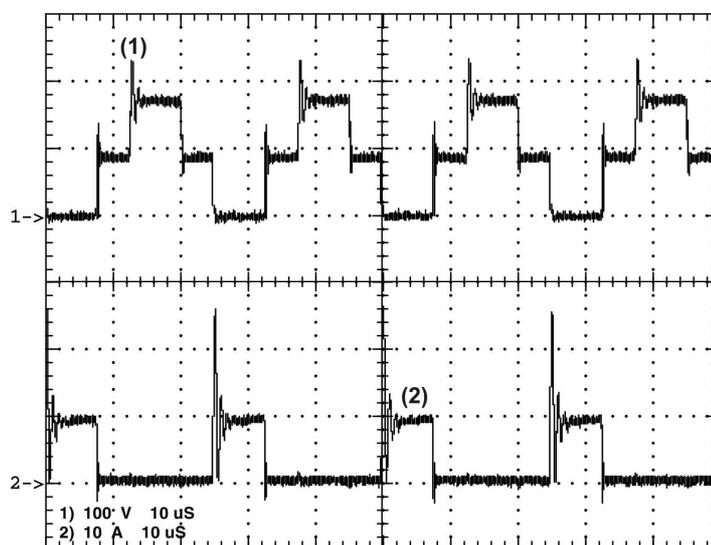


Figura 5.3 – Tensão (1 - 100V/div - 10us/div) e corrente (2 - 10A/div - 10us/div) em S_1 .

5.3.3 Corrente nos enrolamentos secundários do push-pull

A Figura 5.4 mostra a forma de onda da corrente nos enrolamentos secundários do transformador do conversor *push-pull*. Os picos de corrente se devem à recuperação reversa dos diodos das pontes retificadoras.

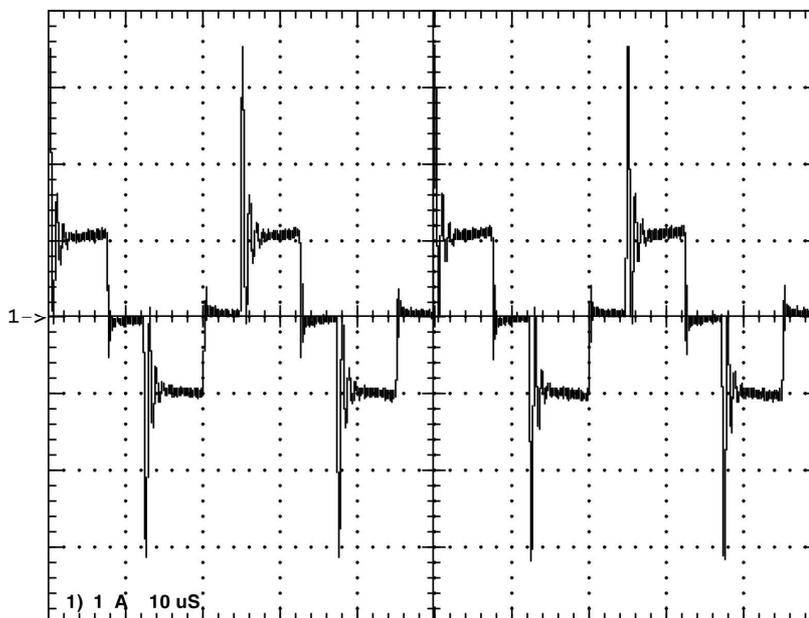


Figura 5.4 – Corrente nos enrolamentos secundários do push-pull (1A/div - 10µs/div).

5.3.4 Tensão sobre os diodos das pontes retificadoras

A Figura 5.5 mostra a tensão sobre um dos diodos das pontes retificadoras. Como esperado, há uma expressiva sobretensão no diodo devido à corrente de recuperação reversa e da indutância de dispersão.

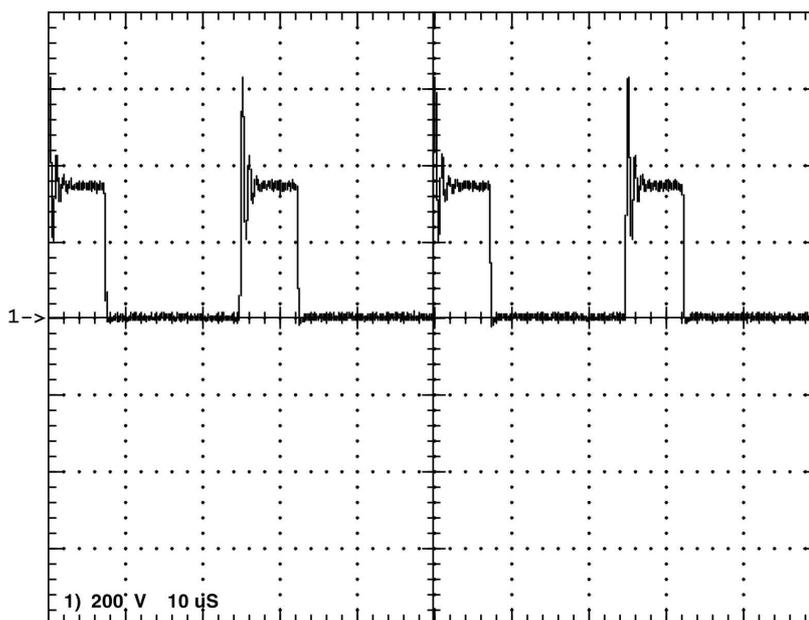


Figura 5.5 – Tensão sobre um diodo das pontes retificadoras (200V/div - 10µs/div).

5.3.5 Tensão aplicada ao filtro intermediário

A Figura 5.6 mostra a tensão aplicada ao filtro intermediário. Pode-se ver que a tensão máxima chega à 1300V, a qual é dividida entre as duas pontes retificadoras.

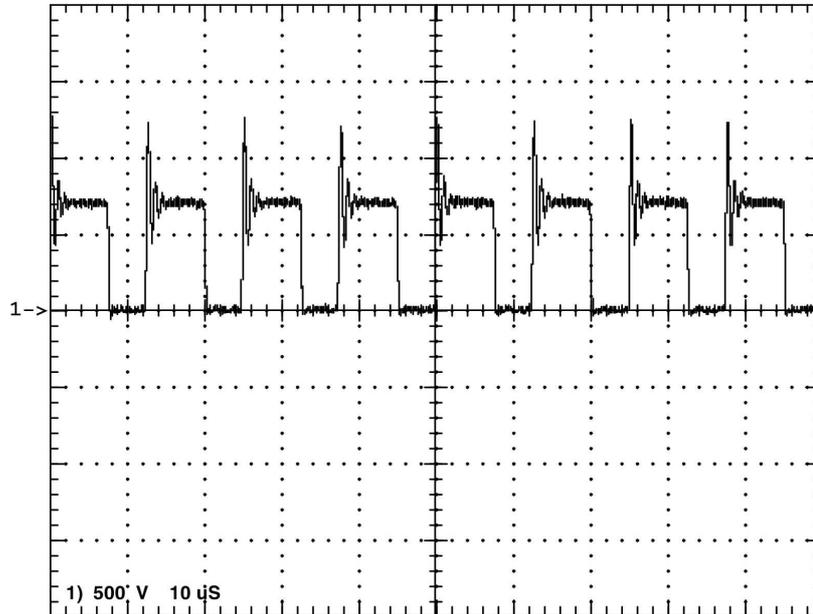


Figura 5.6 – Tensão (500V/div - 10µs/div) aplicada ao filtro intermediário.

5.3.6 Corrente no indutor e no capacitor do filtro intermediário

A Figura 5.7 mostra a forma de onda da corrente que circula pelo indutor do filtro intermediário (L_2). Como esperado, ela apresenta uma ondulação na frequência de 800Hz.

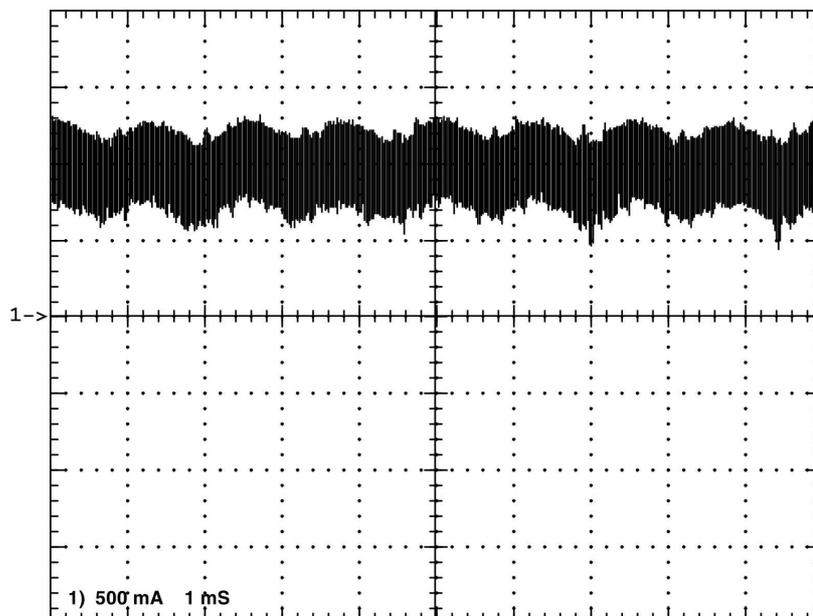


Figura 5.7 – Corrente (500mA/div - 1ms/div) no indutor do filtro intermediário (L_2).

Além da ondulação em baixa frequência, a corrente em L_2 apresenta uma ondulação em alta frequência, como mostra a Figura 5.8. A ondulação em alta frequência tem um valor

absoluto de, aproximadamente, 500mA. Como o valor médio da corrente que circula em L_2 é de aproximadamente 1A, a ondulação percentual da corrente em L_2 é de 50% do seu valor médio.

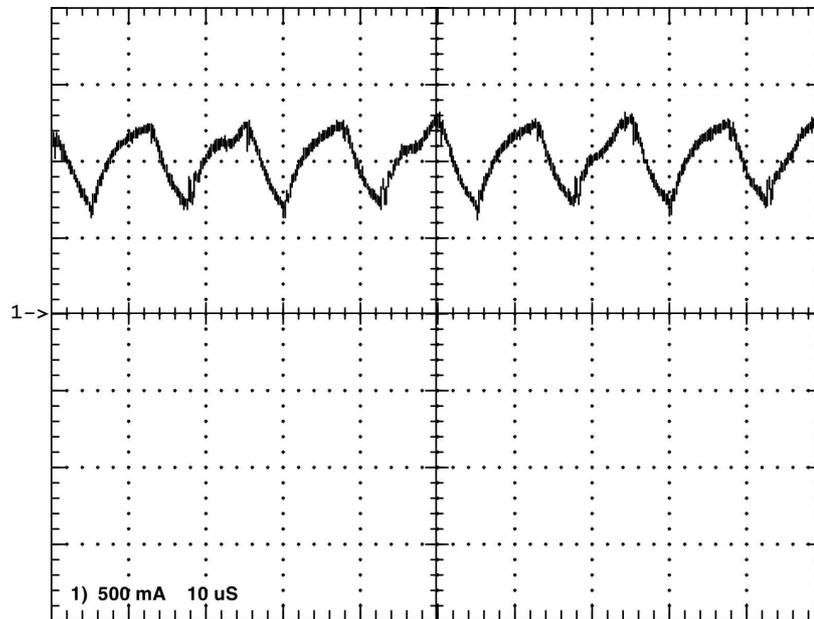


Figura 5.8 – Ondulação de corrente em alta frequência em L_2 (500mA/div - 10us/div).

A Figura 5.9 mostra a forma de onda da corrente através do capacitor do filtro intermediário (C_2). O valor eficaz dessa corrente é de 2A, portanto, apresenta uma diferença de 20% do encontrado por meio de simulação. Felizmente, o capacitor especificado suporta 2,5A de corrente eficaz máxima.

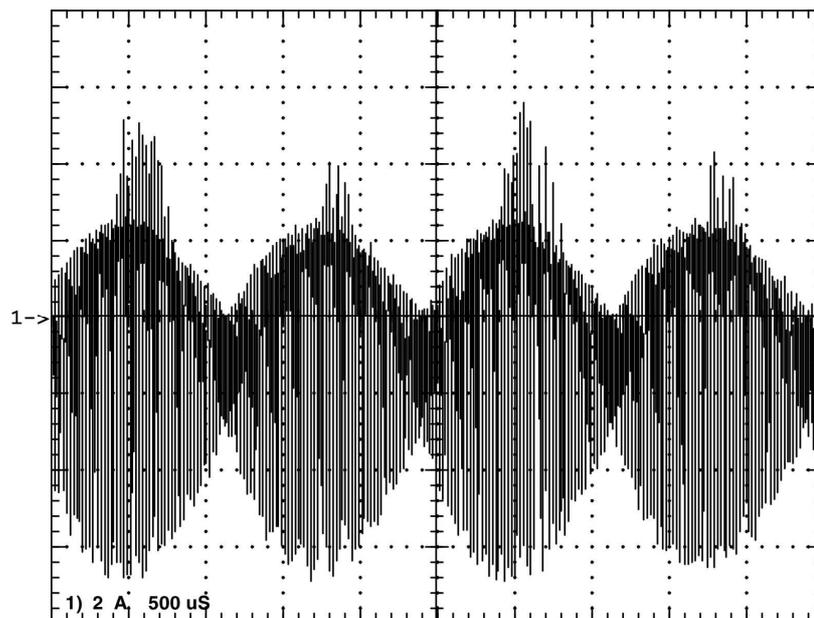


Figura 5.9 – Corrente (2A/div - 500us/div) no capacitor do filtro intermediário (C_2).

A Figura 5.10 mostra o detalhe da ondulação em alta frequência da corrente drenada do capacitor do filtro intermediário.

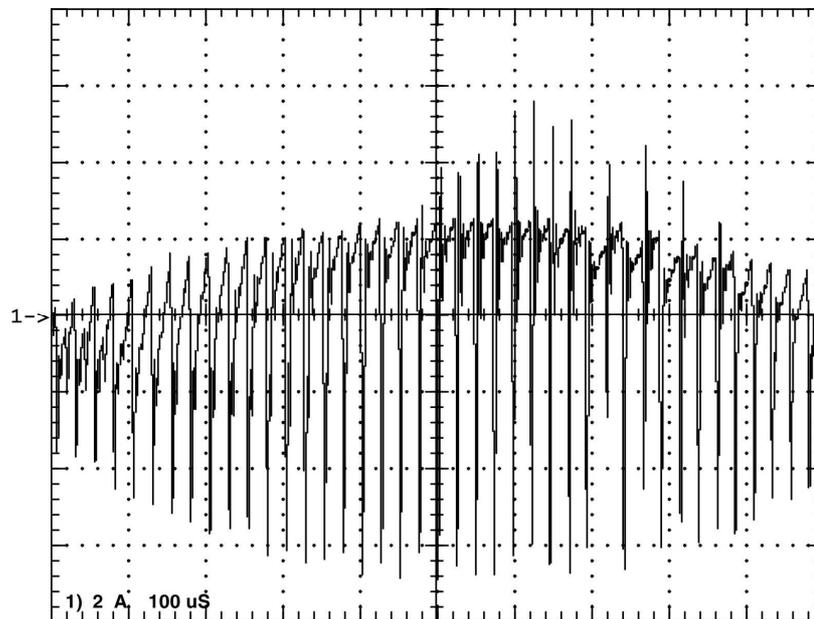


Figura 5.10 – Detalhe da corrente (2A/div - 500us/div) drenada de C_2 .

5.3.7 Corrente drenada pelo inversor ponte completa

As formas de onda da corrente através pelo inversor ponte completa equivalem as formas de onda da corrente drenada do capacitor do filtro de entrada com o deslocamento CC positivo da corrente em L_2 , como mostra a Figura 5.11.

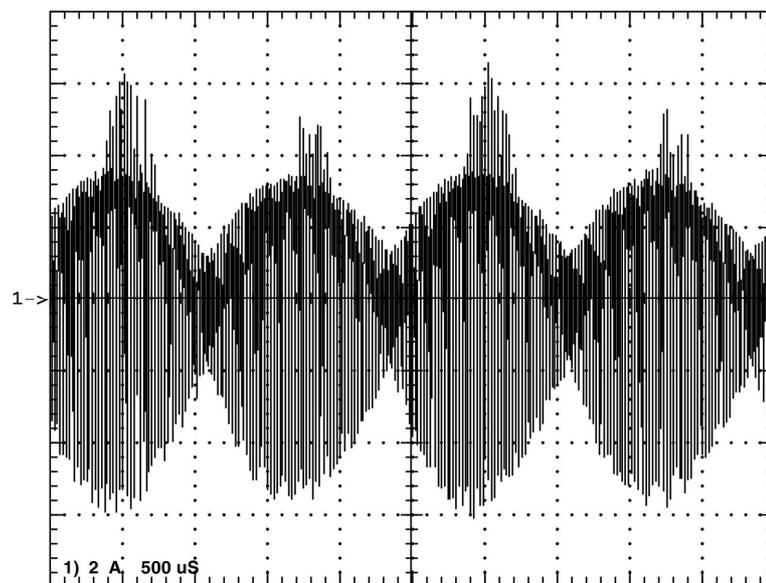


Figura 5.11 – Corrente (2A/div - 500us/div) drenada pelo inversor ponte completa.

5.3.8 Tensão e corrente nos interruptores do inversor ponte completa

A Figura 5.12 mostra as formas de onda da tensão (1) e da corrente (2) em um interruptor do inversor ponte completa. Como a corrente no próprio interruptor é de difícil

acesso, a corrente mostrada é um detalhe da corrente no indutor do filtro de saída. Durante a condução do interruptor a corrente circula por ele e durante seu bloqueio a corrente circula pelo diodo em anti-paralelo do outro interruptor do mesmo braço.

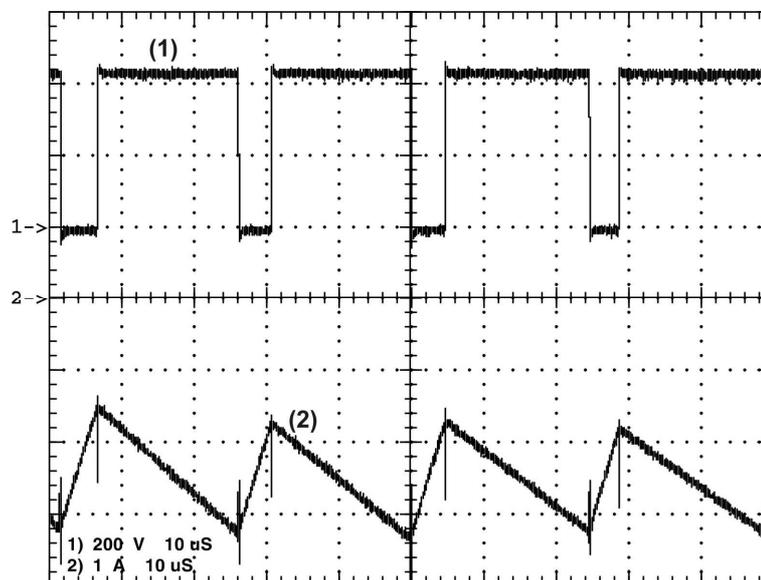


Figura 5.12 – Tensão (1 - 200V/div - 10us/div) e corrente (2 - 2A/div - 10us/div) em um dos interruptores do inversor ponte completa.

5.3.9 Tensão e corrente no filtro de saída

A Figura 4.32 mostra a forma de onda da tensão (1) no capacitor do filtro de saída (C_3) e a corrente (2) no indutor do filtro de saída (L_3).

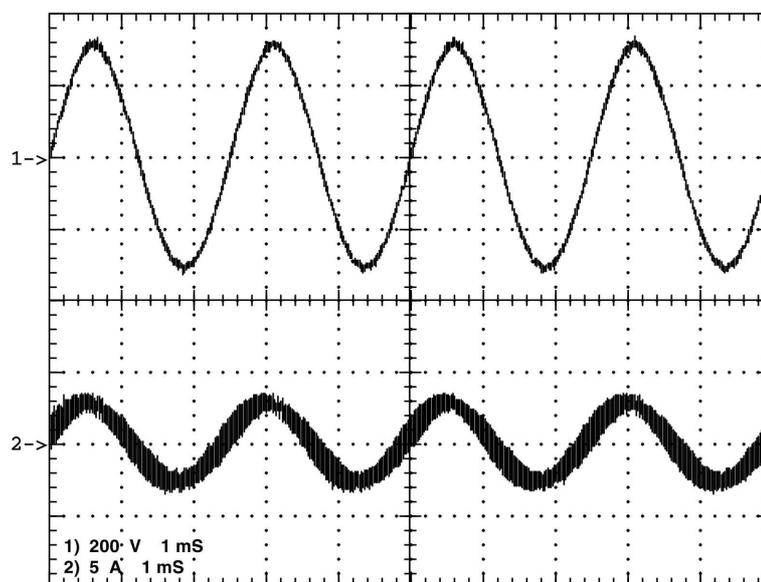


Figura 5.13 – Tensão (1 - 200V/div - 1ms/div) em C_3 e corrente (2 - 5A/div - 1ms/div) em L_3 .

A tensão sobre o capacitor do filtro de saída é a própria tensão de saída. O valor eficaz dessa tensão é de 218,11V. Seu valor médio é de 630mV e sua distorção harmônica total de 2,5%.

5.3.10 Conteúdo harmônico da tensão de saída

A Figura 5.14 mostra o conteúdo harmônico da tensão de saída do conversor.

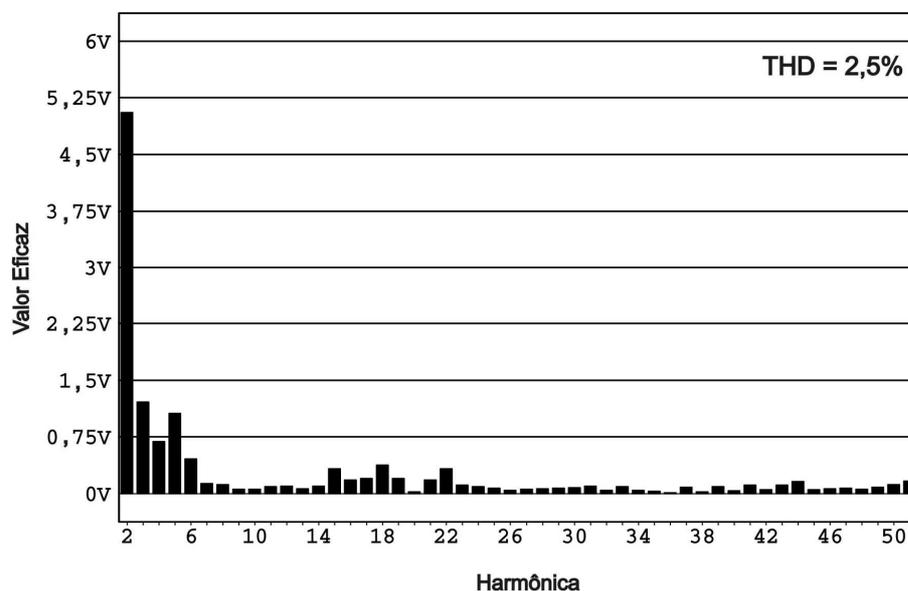


Figura 5.14 – Conteúdo harmônico da tensão de saída do conversor.

5.4 Degraus de carga resistiva

A seguir são apresentados os resultados experimentais com degrau de carga. Os degraus são realizados de 10% para 100% da carga nominal e vice-versa, para tensão de entrada de 90V.

5.4.1 Degrau de carga de 10% para 100% da carga nominal

A Figura 5.15 mostra as formas de onda da tensão sobre o capacitor do filtro de entrada (C_1) e da corrente no indutor do filtro de entrada (L_1).

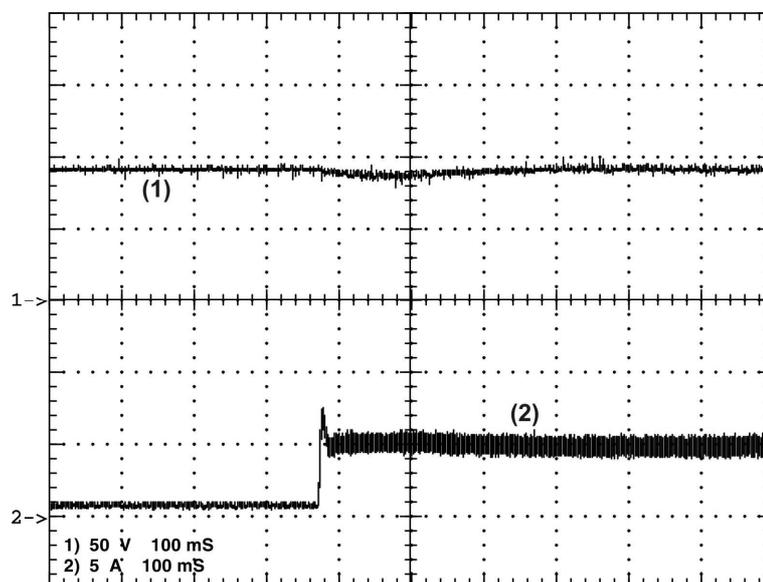


Figura 5.15 – Tensão (1 - 50V/div - 100ms/div) em C_1 e corrente (2 - 5A/div - 100ms/div) em L_1 .

A Figura 5.16 mostra as formas de onda da tensão sobre o capacitor do filtro intermediário (C_2) e da corrente no indutor do filtro intermediário (L_2).

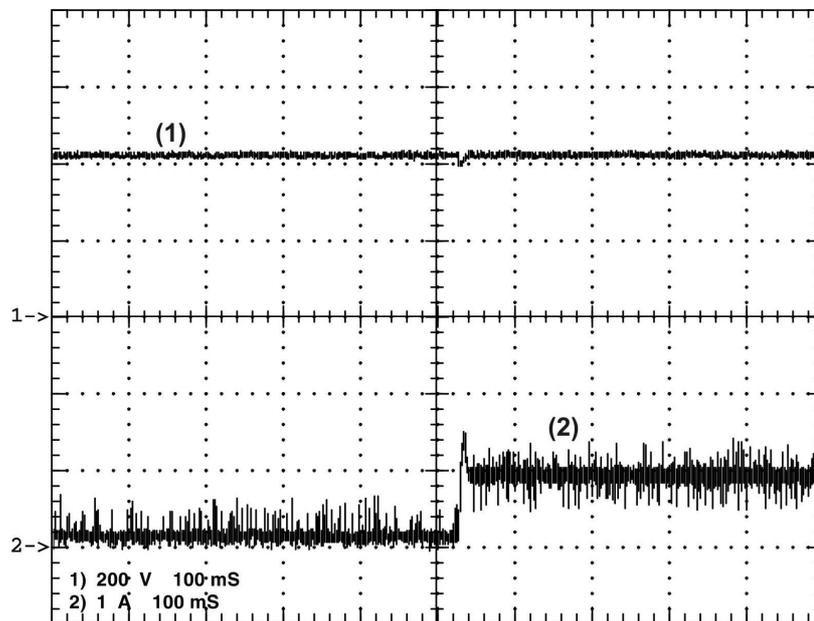


Figura 5.16 – Tensão (1 - 200V/div - 100ms/div) em C_2 e corrente (2 - 1A/div - 100ms/div) em L_2 .

Pode-se observar na Figura 5.15 que, no momento do degrau, há um afundamento da tensão em C_1 , o qual leva cerca de 300ms para ser corrigido. Já a tensão sobre C_2 (Figura 5.16), sofre um leve afundamento, que é rapidamente corrigido.

A Figura 5.17 mostra as formas de onda da tensão sobre o capacitor do filtro de saída (C_3) e a corrente no indutor do filtro de saída (L_3).

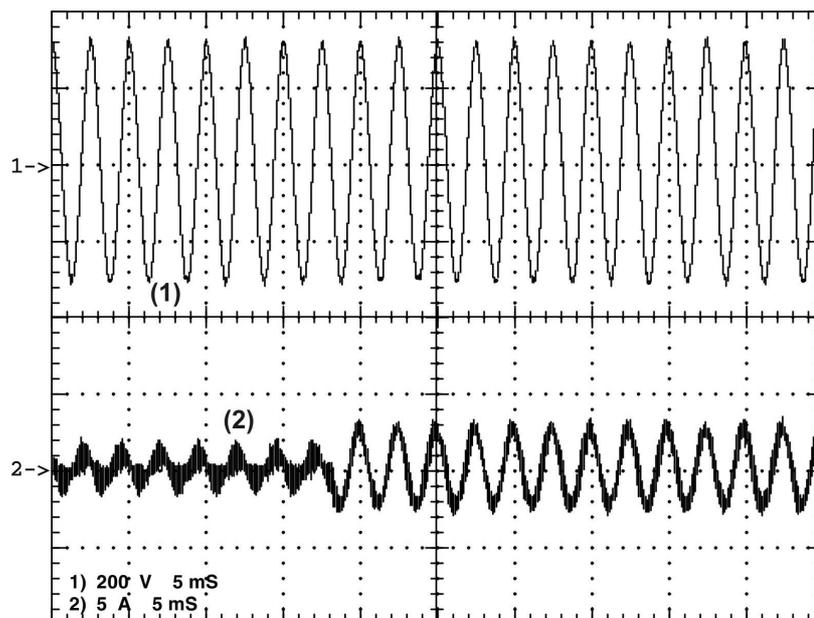


Figura 5.17 – Tensão (1 - 200V/div - 5ms/div) em C_3 e corrente (2 - 5A/div - 5ms/div) L_3 .

A Figura 5.18 mostra as formas de onda da tensão e da corrente na carga. A tensão na carga é a própria tensão sobre C_3 que, como foi visto também na Figura 5.17, não sofre distúrbios devido à eficaz atuação do compensador do inversor ponte completa.

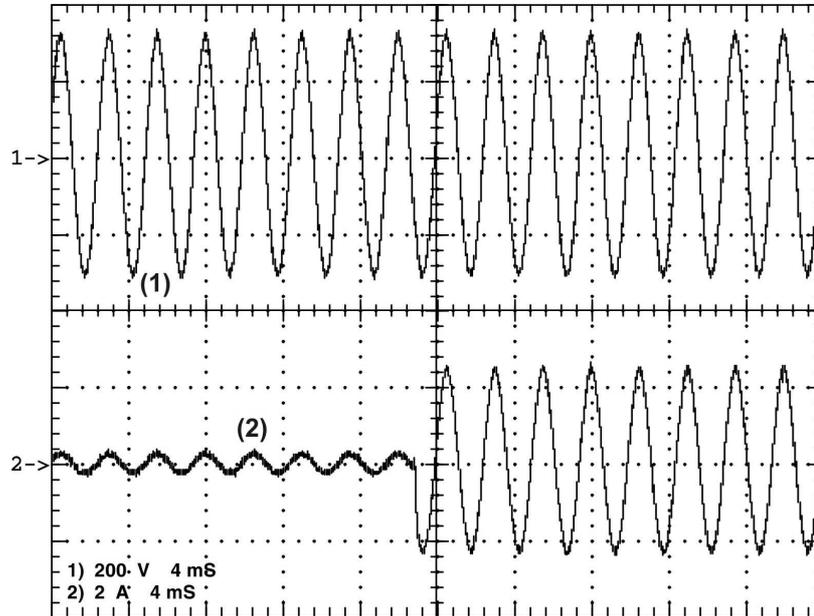


Figura 5.18 – Tensão (1 - 200V/div - 4ms/div) e corrente (2 - 2A/div - 4ms/div) na carga.

5.4.2 Degrau de carga de 100% para 10% da carga nominal

A Figura 5.19 mostra as formas de onda da tensão sobre o capacitor do filtro de entrada (C_1) e da corrente no indutor do filtro de entrada (L_1).

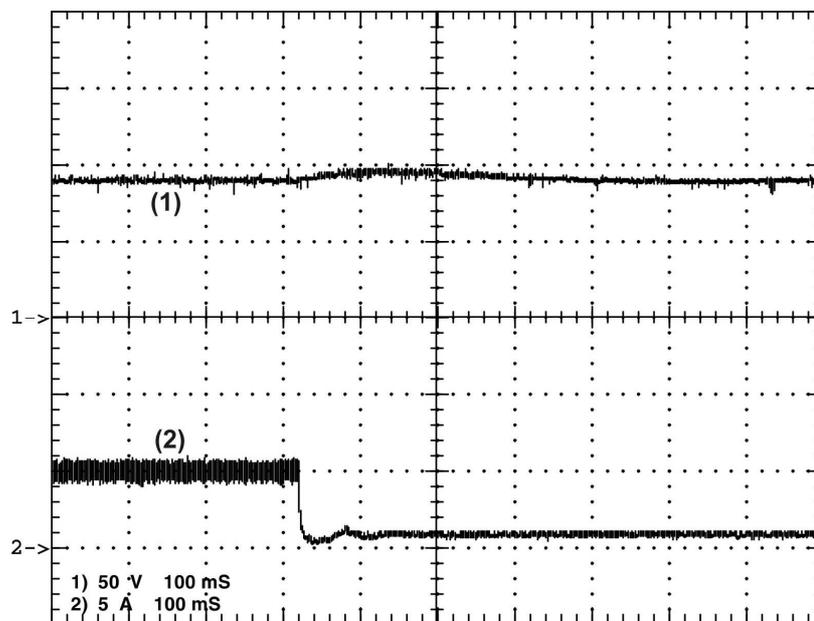


Figura 5.19 – Tensão (1 - 50V/div - 100ms/div) em C_1 e corrente (2 - 5A/div - 100ms/div) em L_1 .

A Figura 5.20 mostra as formas de onda da tensão sobre o capacitor do filtro intermediário (C_2) e a corrente no indutor do filtro intermediário (L_2).

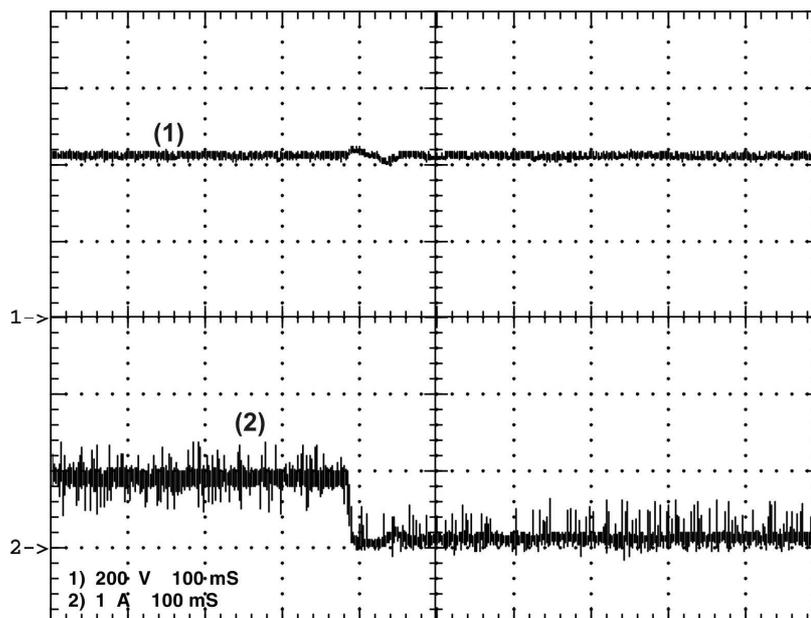


Figura 5.20 – Tensão (1 - 200V/div - 100ms/div) em C_2 e corrente (2 - 1A/div - 100ms/div) em L_2 .

Percebe-se que nesse caso os transitórios, tanto das tensões em C_1 e em C_2 como das correntes em L_1 e L_2 , são mais longos, pois a carga é muito leve e o compensador do conversor *push-pull* é projetado para carga nominal.

A Figura 5.21 mostra as formas de onda da tensão no capacitor do filtro de saída (C_3) e a corrente no indutor do filtro de saída (L_3).

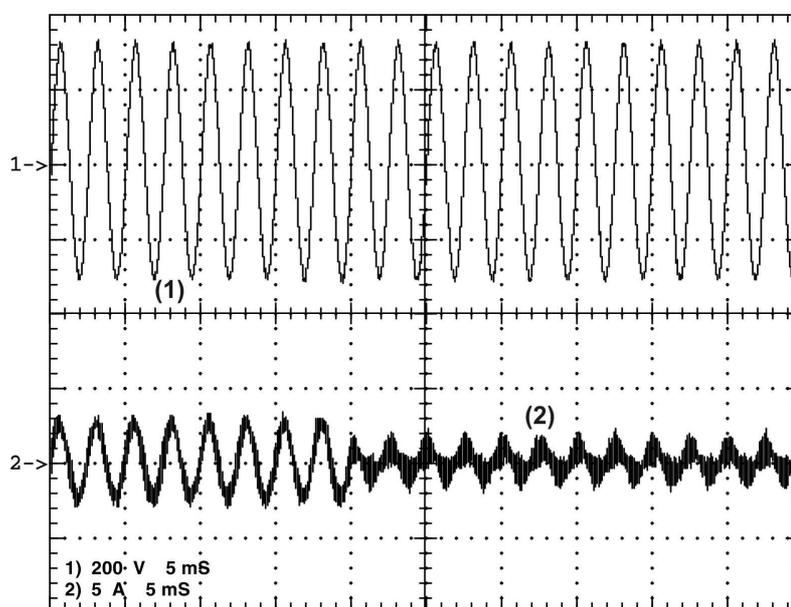


Figura 5.21 – Tensão (1 - 200V/div - 5ms/div) em C_3 e corrente (2 - 5A/div - 5ms/div) em L_3 .

A Figura 5.22 mostra as formas de onda da tensão e da corrente na carga. A tensão na carga é a própria tensão sobre C_3 que, como foi visto também na Figura 5.21, não sofre distúrbios devido à eficaz atuação do compensador do inversor ponte completa.

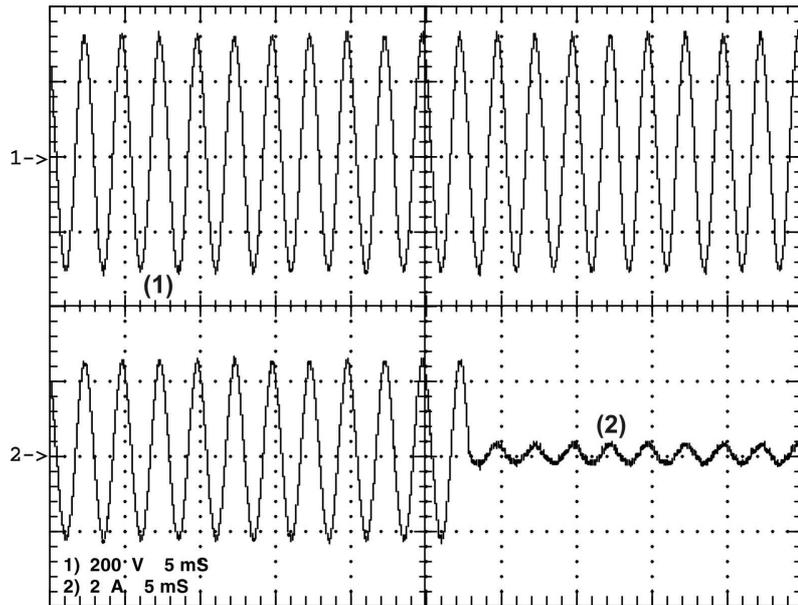


Figura 5.22 – Tensão (1 - 200V/div - 5ms/div) e corrente (2 - 2A/div - 5ms/div) na carga.

5.5 Resultados experimentais para carga não-linear

A seguir são relacionados os principais resultados experimentais do conversor para carga não-linear, com fator de crista igual a 3. Os resultados são apresentados para tensão de entrada de 90V.

5.5.1 Tensão e corrente no filtro de entrada

A Figura 5.23 mostra as formas de onda da tensão no capacitor do filtro de entrada (C_1) e da corrente no indutor do filtro de entrada (L_1). A ondulação absoluta da corrente em L_1 é de 2A. Em termos percentuais a ondulação é de 37% do valor médio da corrente, 8,5% maior que a ondulação para carga resistiva.

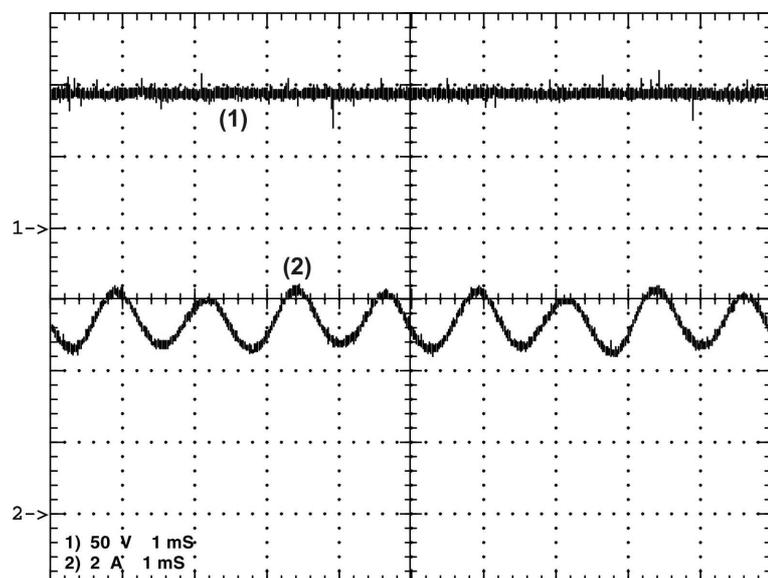


Figura 5.23 – Tensão (1 - 50V/div - 1ms) em C_1 e corrente (2 - 2A/div - 1ms) em L_1 .

5.5.2 Tensão e corrente no filtro intermediário

A Figura 5.24 mostra as formas de onda da tensão (1) no capacitor do filtro intermediário (C_2) e da corrente (2) no indutor do filtro intermediário (L_2). Pode-se observar uma ondulação em 800Hz tanto na tensão sobre C_1 como na corrente em L_2 .

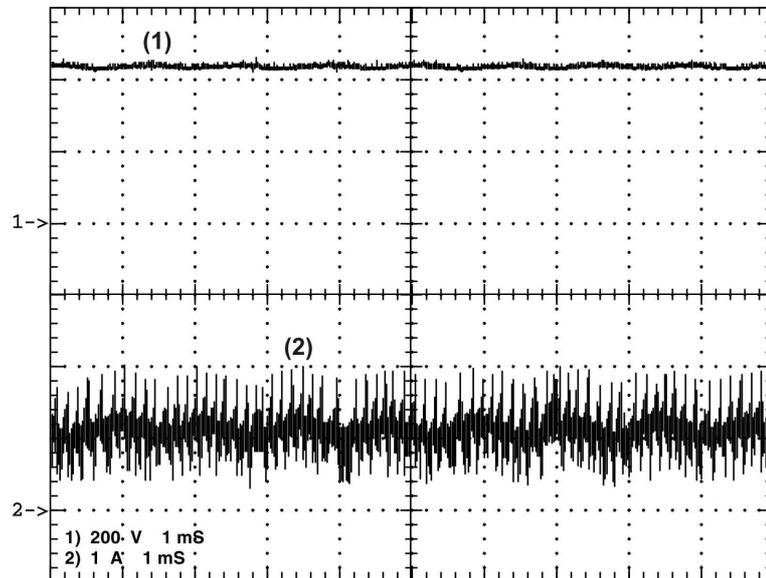


Figura 5.24 – Tensão (1 - 200V/div - 1ms) em C_2 e corrente (2 - 1A/div - 1ms) em L_2 .

5.5.3 Tensão e corrente no filtro de saída

A Figura 5.25 mostra as formas de onda da tensão (1) no capacitor do filtro de saída (C_3) e da corrente (2) no indutor do filtro de saída (L_3). A tensão em C_3 é a própria tensão de saída. A forma de onda da corrente em L_3 é deformada devido à característica não-linear da carga. Mas a forma de onda da tensão mantém uma boa qualidade devido a atuação eficaz do compensador do inversor ponte completa.

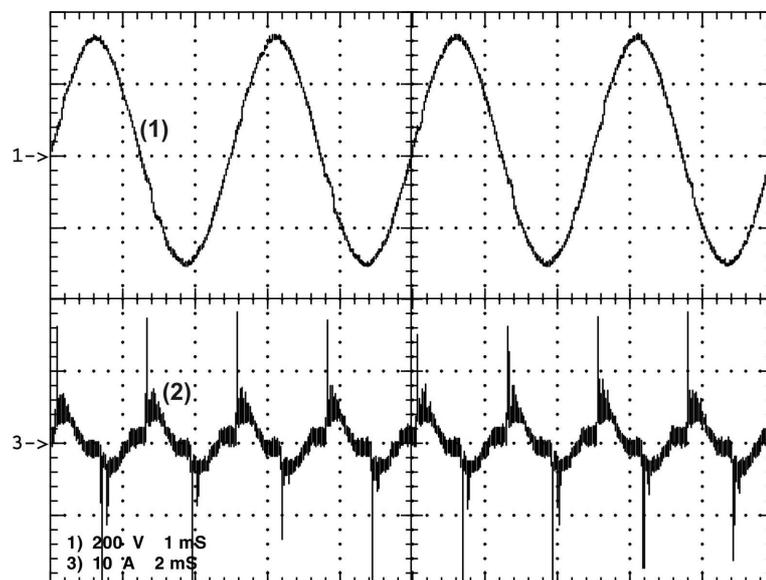


Figura 5.25 – Tensão (1 - 200V/div - 1ms) e corrente (2 - 10A/div - 1ms) no filtro de saída.

5.5.4 Tensão e corrente na carga

A Figura 5.26 mostra as formas de onda da tensão e da corrente na carga. Na seção seguinte será possível quantificar essa piora na qualidade da forma de onda em termos da distorção harmônica total (THD).

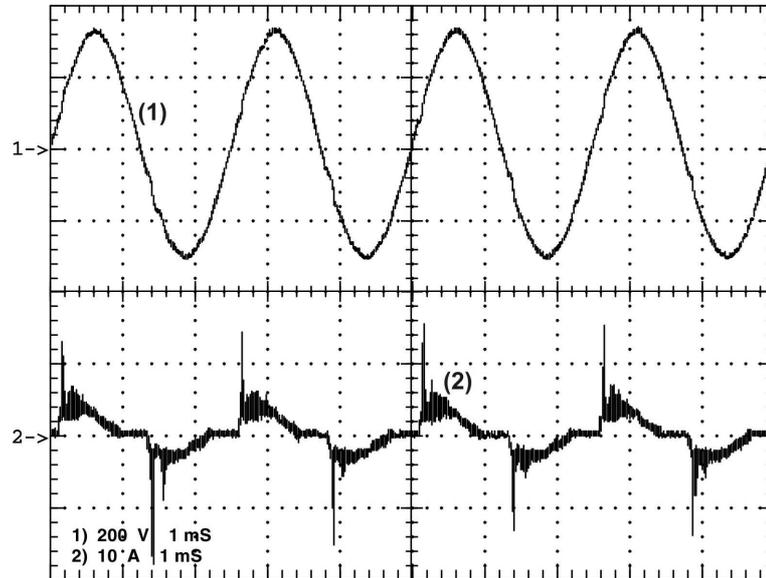


Figura 5.26 – Tensão (1 - 200V/div - 1ms) e corrente (2 - 10A/div - 1ms) na carga.

5.5.5 Conteúdo harmônico e THD da tensão de saída

A Figura 5.27 mostra o conteúdo harmônico da tensão de saída do conversor em histograma. A distorção harmônica total (THD) é de 3,16%.

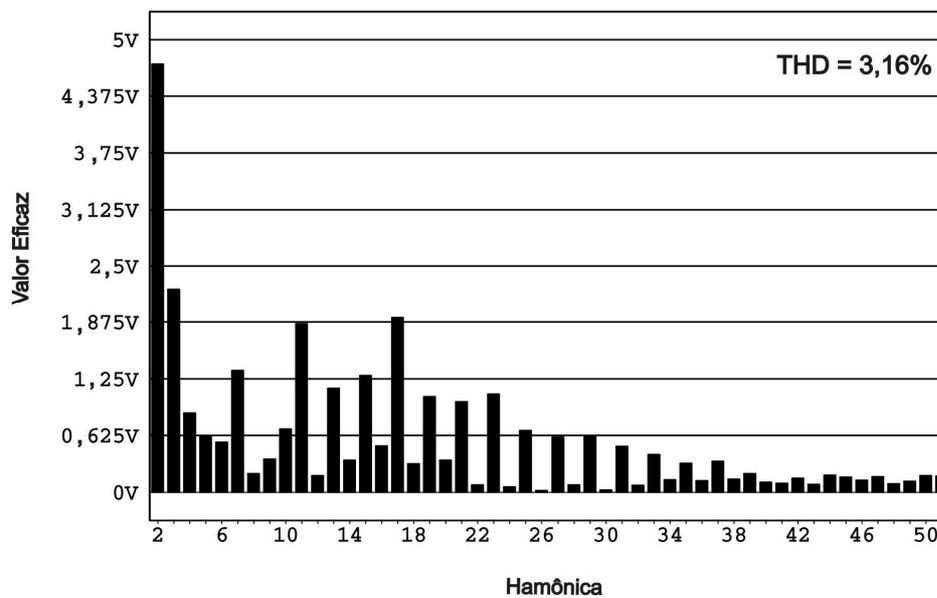


Figura 5.27 – Conteúdo harmônico da tensão de saída.

5.6 Curvas de rendimento

A seguir são apresentadas as curvas de rendimento do conversor *push-pull*, do inversor ponte completa e o rendimento global, ou seja, o rendimento obtido com o cascadeamento dos dois estágios de processamento de potência.

5.6.1 Rendimento do conversor push-pull

A Figura 5.28 mostra a curva de rendimento do conversor *push-pull*. Essa curva de rendimento foi medida com tensão de entrada de 90V.

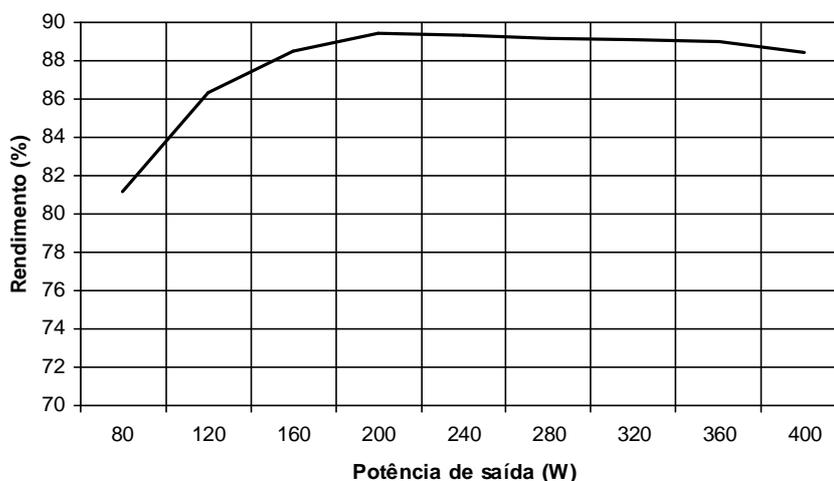


Figura 5.28 – Curva de rendimento do conversor push-pull.

5.6.2 Rendimento do inversor ponte completa

A Figura 5.29 mostra a curva de rendimento do inversor ponte completa.

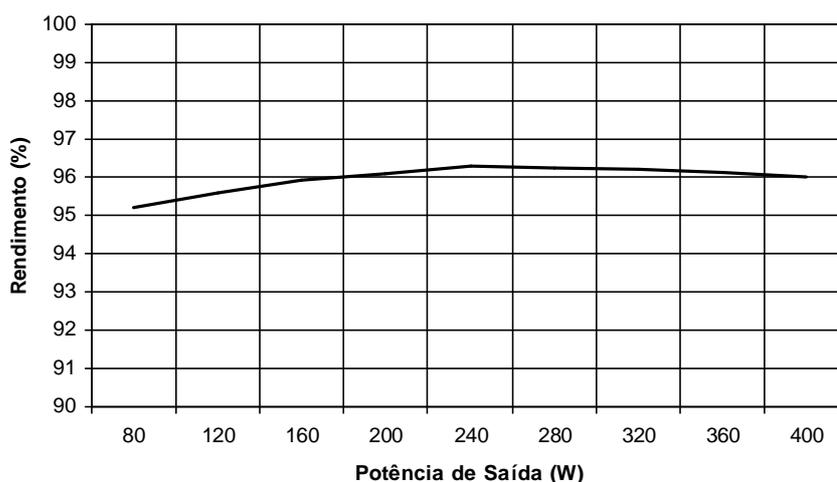


Figura 5.29 – Curva de rendimento do inversor ponte completa.

5.6.3 Rendimento global

A Figura 5.30 mostra a curva de rendimento global do conversor desenvolvido nesse trabalho. Pode-se observar que o rendimento global ficou em torno de 85%. Esse é um

resultado razoável em se tratando de um conversor que opera com uma alta taxa de elevação e que utiliza múltiplos estágios de conversão.

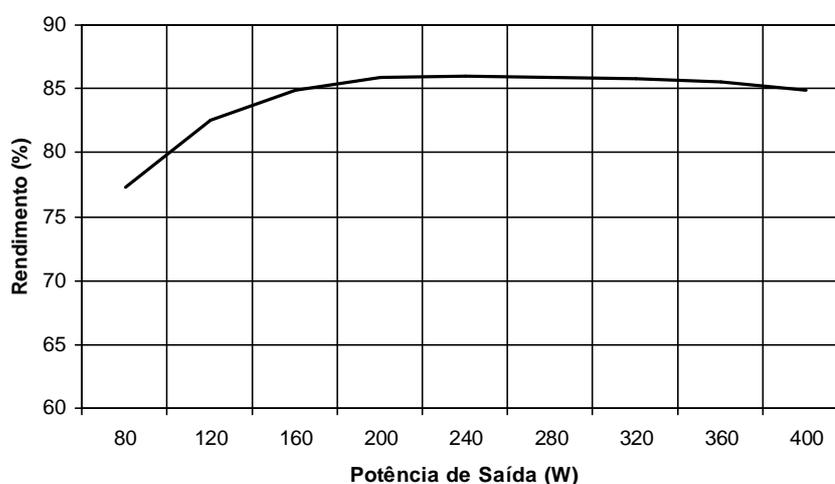


Figura 5.30 – Curva de rendimento global.

5.7 Considerações finais

Os resultados experimentais apresentados demonstram a validade da análise e a precisão do projeto realizados. Os resultados relacionados à operação do conversor em regime permanente com carga resistiva comprovam de forma patente a análise e o projeto do circuito de potência feitos nos capítulos 2 e 3. Os resultados mediante degraus de carga resistiva e de operação com carga não-linear atestam a eficácia dos compensadores projetados.

A operação do compensador do conversor *push-pull* com baixa frequência de cruzamento garantiu uma baixa ondulação da corrente de entrada. Por outro lado, levou à períodos transitórios mais elevados durante os degraus de carga. Porém não houve prejuízo à operação do conversor.

Já o compensador do inversor ponte completa operou de forma impecável mediante os degraus de carga resistiva e durante a operação com carga não-linear, não permitindo que a forma de onda da tensão de saída fosse distorcida ou perdesse valor eficaz, garantindo também a operação estável para condição de carga leve.

O rendimento obtido no inversor ponte completa foi muito bom, ficando em torno de 96%. Já o rendimento obtido no conversor *push-pull* pode ser considerado bom, levando em conta a alta taxa de elevação utilizada e as limitações intrínsecas da topologia, ficando em torno de 88,5%. Assim o rendimento global obtido ficou em torno de 85%, um resultado satisfatório, tendo em vista tratar-se de uma topologia com cascadeamento de conversores.

CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentado um inversor monofásico isolado em alta frequência capaz de operar com ampla faixa de tensão de entrada. O conversor apresentado é voltado para aplicações que possuam fontes de energia que forneçam tensão contínua de baixo valor (menor que metade do valor eficaz da tensão de saída) e variável.

No capítulo 1, através de uma breve revisão bibliográfica, demonstrou-se que a estrutura mais adequada é a de três estágios de conversão do tipo CC-CA-CC-CA. Ainda no primeiro capítulo, definiu-se para implementação desse conversor o cascatemamento de um conversor CC-CC *push-pull* com um inversor ponte completa, formando dois blocos de processamento de potência.

Assim, o conversor *push-pull* realiza a isolamento elétrica e a elevação da baixa tensão de entrada, formando o barramento de tensão que alimenta o inversor ponte completa, responsável pela modulação da tensão senoidal de saída. No capítulo 2, foi feita a apresentação de cada um dos blocos de processamento de potência, tanto em seus princípios de funcionamento como nas suas principais equações.

No capítulo 3, foi realizado o exemplo de projeto de um protótipo de 400VA, com tensão de saída de 220V eficaz em 400Hz e tensão de entrada de 60V a 90V. Foram projetados tanto os circuitos de potência como os circuitos de controle do conversor *push-pull* e do inversor ponte completa.

No capítulo 4, foi feita a simulação computacional dos circuitos de controle e de potência, a fim de detectar eventuais falhas no projeto antes da etapa de montagem, na qual a detecção dessas falhas se tornaria muito mais onerosa em tempo e em dinheiro. Os resultados encontrados por meio de simulação comprovaram a validade do projeto realizado.

No capítulo 5, foram apresentados os principais resultados experimentais do protótipo montado em laboratório. Apresentou-se primeiramente os resultados relacionados à operação do conversor em regime permanente com carga resistiva nominal, os quais atestaram o correto projeto do circuito de potência feito no capítulo 3.

Em seguida foram apresentados os resultados da operação do conversor com carga não-linear com fator de crista igual a 3 e os resultados mediante degraus de carga resistiva, de

10% para 100% da carga nominal e de 100% para 10% da carga nominal. Esses resultados permitiram atestar a eficácia da atuação dos compensadores do conversor *push-pull* e do inversor ponte completa.

A operação do compensador do conversor *push-pull* com baixa frequência de cruzamento garantiu uma baixa ondulação da corrente de entrada. Por outro lado, levou à períodos transitórios mais elevados durante os degraus de carga. Porém não houve prejuízo à sua operação.

Já o compensador do inversor ponte completa operou de forma adequada mediante os degraus de carga resistiva e carga não-linear, garantindo que a forma de onda da tensão de saída apresentasse THD sempre menor que 4% e impedindo a perda de valor eficaz, garantindo também a operação estável para condição de carga leve.

O rendimento obtido no inversor ponte completa foi muito bom, ficando em torno de 96%. Já o rendimento obtido no conversor *push-pull* pode ser considerado bom, levando em conta a alta taxa de elevação utilizada e as limitações intrínsecas da topologia, ficando em torno de 88,5%. Assim o rendimento global obtido ficou em torno de 85%, um resultado satisfatório, tendo em vista tratar-se de uma topologia com cascadeamento de conversores.

Diante do exposto acima, pode-se afirmar que o objetivo do trabalho foi alcançado, ou seja, efetivamente foi desenvolvido um inversor monofásico isolado capaz de operar com uma tensão de entrada entre 60V e 90V, capaz de fornecer uma tensão de saída regulada de 220V eficaz em 400Hz e capaz de alimentar uma carga de até 400VA.

Como trabalhos futuros pode-se incluir o estudo da interferência eletromagnética gerada por ele e suas possíveis soluções, e um conjunto mais completo de proteções, além das de corrente já apresentadas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] *International Energy Outlook 2006*. Energy Information Administration, Washington, jun. 2006. Disponível em: <<http://www.eia.doe.gov/oiaf/aeo/index.html>>. Acesso em: 02 out. 2006.
- [2] Yaosuo Xue, Liuchen Chang, Sren Baekhj Kjaer, J. Bordonau, T. Shimizu, “Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1305 – 1314. Set. 2004.
- [3] T. Boutot e L. Chang, “Development of a single-phase inverter for small wind turbines,”, in *Proc. IEEE Electrical and Computer Engineering Canadian Conf. (CCECE'98)*, pp. 305–308, 1998.
- [4] R. O. Cáceres and I. Barbi, “A boost dc-ac converter: analysis, design, and experimentation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, pp. 134–141, Jan. 1999.
- [5] N. Vázquez, J. Almazan, J. Álvarez, C. Aguilar, and J. Arau, “Analysis and experimental study of the buck, boost and buck-boost inverters,” in *Proc. IEEE PESC'99*, pp. 801–806, 1999.
- [6] N. Kasa, T. Iida, and H. Iwamoto, “An inverter using buck-boost type chopper circuits for popular small-scale photovoltaic power system,” in *Proc. IEEE IECON'99*, pp. 185–190, 1999.
- [7] M. Kusakawa, H. Nagayoshi, K. Kamisako, and K. Kurokawa, “Further improvement of a transformerless, voltage-boosting inverter for ac modules,” *Solar Energy Mater. Solar Cells*, vol. 67, pp. 379–387, 2001.
- [8] C. M. Wang, “A novel single-stage full-bridge buck-boost inverter”, in *Proc. IEEE APEC'03*, pp. 51–57, 2003.
- [9] G. Cimador, P. Prestifilippo, “An attractive new converter topology for AC/DC, DC/DC & DC/AC power conversion”, in *Proc. INTELEC '90*, pp. 597-604, 1990.
- [10] M. Nagao and K. Harada, “Power flow of photovoltaic system using buck-boost PWM power inverter,” in *Proc. IEEE PEDS'97*, pp. 144–149, 1997

- [11] R. L. Cardoso, I. Barbi, “New bi-directional DC-AC converters with high frequency isolation”, in Proc. of ISSCS 2005, vol. 2, pp. 593-596, 2005.
- [12] A. Beristáin, J. Bordonau, A. Gilabert, and G. Velasco, “Synthesis and modulation of a single phase dc/ac converter with high frequency isolation in photovoltaic energy applications,” in Proc. IEEE PESC’03, pp. 1191–1196, 2003.
- [13] S. Saha and V. P. Sundarsingh, “Novel grid-connected photovoltaic inverter”, Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 143, pp. 219–224, 1996.
- [14] S. Funabiki, T. Tanaka, and T. Nishi, “A new buck-boost-operation based sinusoidal inverter circuit,” in Proc. IEEE PESC’02, pp. 1624–1629, 2002.
- [15] S. B. Kjær and F. Blaabjerg, “Design optimization of a single phase inverter for photovoltaic applications”, in Proc. IEEE PESC’03, pp. 1183–1190, 2003.
- [16] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, Power Electronics: converters, applications, and design, John Wiley & Sons, 2nd Edition, New York, USA, 1995.
- [17] A. I. Pressman, Switching power supply design, McGraw-Hill, 2nd Edition, New York, USA, 1998.
- [18] W. Shaughnessy, “Modeling and design of nondissipative LC snubber networks”, in Proc. Of Powercon 7, pp. G4 1 – G4 9, 1980.
- [19] M. Domb, R. Red, “Nondissipative turn-off snubber in a forward converter: analysis, design procedure, and experimental verification”, Proc. PCI 85, pp. 54-58, 1985.
- [20] L. F. P. de Mello, Análise e Projeto de Fontes Chaveadas, Érica, 1ª. Edição, São Paulo, Brasil, 1996.
- [21] C. W. T. McLyman, Transformer and Inductor Design Handbook, Marcel Dekker, Inc., 2nd Edition, New York, USA, 1988.
- [22] A. Ahmed, Eletrônica de Potência, Makron Books, 1ª. Edição, São Paulo, Brasil, 2000.
- [23] I. Barbi, Eletrônica de Potência: projetos de fontes chaveadas, Ed. do Autor, Florianópolis, Brasil, 2001.
- [24] I. Barbi; D. C. Martins, Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA, Ed. do Autor, 1ª. ed, Florianópolis, Brasil, 2005.

APÊNDICE A – PROJETO FÍSICO DE INDUTORES

O procedimento de projeto físico dos indutores utilizados neste trabalho é baseado em [20] e [21]. O projeto físico de um indutor é composto basicamente pelos seguintes passos: escolha do núcleo a ser utilizado, cálculo do número de espiras, cálculo do entreferro, determinação da espessura e do número de fios do enrolamento e cálculo das perdas.

Da teoria eletromagnética, sabe-se que a indutância de um toróide é dada pela Eq. (A.1), que relaciona a permeabilidade do meio (μ), o número de espiras (N), a área transversal do toróide (A) e comprimento médio do toróide (l).

$$L = \frac{\mu \cdot N^2 \cdot A}{l}. \quad (\text{A.1})$$

Na Eq. (A.1) a permeabilidade, a área transversal e o comprimento médio compõem um parâmetro chamado de fator de indutância (A_L), dado pela Eq. (A.2).

$$A_L = \frac{\mu \cdot A}{l}. \quad (\text{A.2})$$

A área transversal e o comprimento efetivo, naturalmente, são constantes. Já a permeabilidade do meio ($\mu=B/H$), para materiais ferromagnéticos, varia com o campo magnético (H) que, por sua vez, varia com a corrente que circula na bobina do indutor. Dessa forma, para correntes diferentes são obtidas indutâncias diferentes, o que, obviamente, é inconveniente.

Uma forma de contornar esse problema é inserir um entreferro no caminho percorrido pelo fluxo magnético que circula no núcleo do indutor. Dessa forma a permeabilidade do núcleo permanecerá constante desde um valor de campo magnético (H) nulo até um valor de campo magnético na iminência da saturação do material, obtendo-se um fator de indutância constante.

Assim, a Eq. (A.1) pode ser reescrita em termos de A_L , como mostra a Eq. (A.3).

$$L = A_L \cdot N^2. \quad (\text{A.3})$$

Com a utilização de entreferro, para um determinado toroide, a indutância passa a ser uma função apenas do número de espiras do enrolamento. O fator de indutância de um núcleo é fornecido pelo seu fabricante.

Embora a Eq. (A.3) tenha sido definida para um núcleo toroidal ela é válida para qualquer tipo de núcleo, mas não serve para o cálculo do número de espiras, pois não considera a densidade de fluxo máxima (B) no núcleo, cuja limitação é importante para evitar a saturação do indutor durante a operação.

A energia (E_g) armazenada no entreferro do indutor (l_g), dada pelo produto da densidade de energia em um campo magnético pelo volume do entreferro (V_g), é dada pela Eq. (A.4), na qual μ_o é a permeabilidade do ar.

$$E_g = \frac{1}{2} \cdot \frac{B^2}{\mu_o} \cdot V_g. \quad (\text{A.4})$$

O volume do entreferro (V_g) de um núcleo comercial é dado pelo produto da área efetiva do núcleo (A_e) – fornecido pelo fabricante – pelo comprimento do entreferro (l_g). O comprimento do entreferro pode ser encontrado por meio da Lei de Ampère e é dado pela Eq. (A.5), na qual a relutância do material magnético é desprezada e I é a corrente no enrolamento.

$$N \cdot I = H_g \cdot l_g \rightarrow l_g = \frac{N \cdot I \cdot \mu_o}{B}. \quad (\text{A.5})$$

Substituindo a Eq. (A.5) na Eq. (A.4) e igualando a energia armazenada na indutância à energia armazenada no entreferro, já que a energia armazenada no núcleo é desprezível, encontra-se a Eq. (A.6), que relaciona o número de espiras do indutor à indutância, à corrente no enrolamento, à densidade de fluxo (em gauss) e à área efetiva do núcleo do indutor.

$$\frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{B^2}{\mu_o} \cdot A_e \cdot \frac{N \cdot I \cdot \mu_o}{B},$$

$$\frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 = \frac{N \cdot I \cdot B \cdot A_e}{2},$$

$$N = \frac{L \cdot I}{B \cdot A_e}. \quad (\text{A.6})$$

Devido ao efeito do espriamento das linhas de fluxo no entreferro, a literatura [21] recomenda a utilização de um fator de correção (F_c) no cálculo do número de espiras, dado pela Eq. (A.7), na qual G , para os núcleos EE, é o comprimento interno das pernas do núcleo.

$$F_c = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot G}{l_g} \right). \quad (\text{A.7})$$

Assim, aplicando o fator de correção dado pela Eq. (A.7) e um multiplicador de 10^4 para permitir utilizar a densidade de fluxo em tesla, o número de espiras de um indutor é dado, finalmente, pela Eq. (A.8).

$$N = \frac{L \cdot I \cdot 10^4}{B \cdot A_e \cdot \sqrt{F_c}}. \quad (\text{A.8})$$

Para evitar a saturação do núcleo do indutor, a literatura recomenda a utilização de um valor de densidade de fluxo (B) de no máximo 0,3T. Já são conhecidas as equações para o cálculo do número de espiras e do entreferro, falta estabelecer um critério de escolha do núcleo. Para auxiliar na escolha do núcleo foi definido um parâmetro conhecido como produto da área (A_p), que serve como referência na escolha do núcleo a ser utilizado. Esse produto da área é dado pela Eq. (A.9).

$$A_p = \left[\frac{L \cdot I_{pico} \cdot I_{rms} \cdot 10^4}{K_u \cdot K_j \cdot B} \right]^{\frac{1}{1-x}}. \quad (\text{A.9})$$

Na qual K_u é o fator de utilização da janela do núcleo, K_j é uma constante empírica que depende do aumento de temperatura no indutor e x é uma constante que depende do formato do núcleo utilizado. Para os núcleos EE, que são os núcleos utilizados na confecção dos indutores deste trabalho, essas constantes são dadas pelas equações (A.10) a (A.12).

$$K_u = 0,7, \quad (\text{A.10})$$

$$K_j = 63,35 \cdot \Delta T^{0,5}, \quad (\text{A.11})$$

$$x = 0,12. \quad (\text{A.12})$$

Na qual ΔT é a máxima elevação de temperatura do indutor, acima da ambiente, desejada. Com as equações apresentadas, já é possível determinar o núcleo, o número de espiras e o entreferro do indutor. Mas para que a bobina possa ser construída é necessário determinar a área de cobre total (A_{cu_total}) necessária para a circulação da corrente. Essa área é

determinada pela Eq. (A.13), que relaciona a corrente eficaz no indutor (I_{efc}) à densidade de corrente no cobre (J).

$$A_{cu_total} = \frac{I_{efc}}{J}. \quad (A.13)$$

A densidade de corrente influencia diretamente na elevação de temperatura do indutor, pois densidades de corrente altas induzem elevadas perdas. A Eq. (A.14), equação empírica, permite calcular a máxima densidade de corrente para uma determinada elevação de temperatura, implícita em K_j .

$$J = K_j \cdot A_p^{-x}. \quad (A.14)$$

Caso a corrente que circula no indutor seja de alta frequência, é preciso dividir a área de cobre total entre diversos condutores de área menor, a fim de minimizar o efeito pelicular. O primeiro passo é definir o diâmetro máximo aceitável do fio, através da profundidade de penetração, dado pela Eq. (A.15).

$$d_{max} = \frac{15}{\sqrt{f_l}}. \quad (A.15)$$

Na qual f_l é a frequência da corrente que circula pelo indutor. Conhecido o diâmetro máximo do fio que pode ser utilizado, escolhe-se um fio adequado e utiliza-se sua área de cobre (A_{cu_fio}) para saber quantos fios (n_f) são necessários para obter a área de cobre total necessária, como mostra a Eq. (A.16).

$$n_f = \frac{A_{cu_total}}{A_{cu_fio}}. \quad (A.16)$$

O comprimento dos fios necessário para que todas as espiras possam ser enroladas é facilmente encontrado pelo produto do número de espiras (N) pelo comprimento médio de uma espira (CME) do núcleo utilizado, dado fornecido pelo fabricante.

Para finalizar, falta estimar as perdas e a elevação de temperatura no indutor. As perdas se dividem em perdas no núcleo e perdas no cobre. As perdas no núcleo (P_n) são estimadas, de forma empírica, pela Eq. (A.17).

$$P_n = \Delta B^{2.4} \cdot (4 \times 10^{-5} \cdot f_l + 4 \times 10^{-10} \cdot f_l^2) \cdot P_{nc}. \quad (A.17)$$

Na qual P_{nc} é o peso do núcleo, em gramas, dado fornecido pelo fabricante. As constantes utilizadas na Eq. (A.17) são empíricas. As perdas no cobre (P_{cu}), por sua vez, são dadas pela Eq. (A.18).

$$P_{cu} = \frac{I_{efc}^2 \cdot N \cdot CME \cdot R_{fio}}{n_f}. \quad (A.18)$$

Na qual R_{fio} é a resistência do fio utilizado. Para estimar o aumento de temperatura do indutor é preciso determinar, antes de mais nada, a resistência térmica do núcleo, que pode ser calculada de forma empírica pela Eq. (A.19).

$$R_T = 23 \cdot A_p^{-0,37}. \quad (A.19)$$

A elevação de temperatura do indutor, acima da temperatura ambiente, é dada pelo produto da resistência térmica pela perda total – perdas no núcleo mais perdas no cobre – como mostra a Eq. (A.20).

$$\Delta T = (P_n + P_{cu}) \cdot R_T. \quad (A.20)$$

Conclui-se assim a fundamentação teórica do projeto físico de indutores. Com as equações dadas é possível realizar o projeto dos indutores utilizados no protótipo de validação deste trabalho.

ANEXO B – FOLHA DE DADOS DO DISSIPADOR HS8620

Resistência térmica: 3,36 °C/W/4"

Dimensões aproximadas: 86x20mm

