

**ALLAN PIERRE BARAUNA**

**PARALELISMO DE INVERSORES DE TENSÃO  
CONTROLADOS PELO VALOR MÉDIO  
INSTANTÂNEO DA TENSÃO DE SAÍDA.**

**FLORIANÓPOLIS**

**2003**



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**

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



**Instituto de Eletrônica de Potência**

**PARALELISMO DE INVERSORES DE TENSÃO  
CONTROLADOS PELO VALOR MÉDIO  
INSTANTÂNEO DA TENSÃO DE SAÍDA**

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

**ALLAN PIERRE BARAUNA**

Florianópolis, Dezembro de 2003.

“É mais freqüente que a confiança seja gerada pela  
ignorância do que pelo conhecimento: são os que  
conhecem pouco, e não os que conhecem muito, os que  
afirmam tão positivamente que este ou aquele problema  
nunca será solucionado pela ciência.”

*Charles Darwin.*

Aos meus pais,  
Waldir e Renata.

A DEUS

## AGRADECIMENTOS

Ao Professor Ivo Barbi pela orientação, paciência, pela motivação e oportunidade de trabalhar junto nestes 12 meses.

Ao engenheiro Romero pela ajuda na parte experimental.

Ao engenheiro Yales pelo auxílio técnico no desenvolvimento do trabalho.

Aos membros da banca examinadora pelas revisões, correções e sugestões.

Aos demais professores do INEP que sempre estiveram dispostos a ajudar e que tanto contribuíram para minha formação na área de Eletrônica de Potência.

Aos técnicos que tanto auxiliaram na montagem dos protótipos, em especial ao Coelho pela elaboração dos *layouts* e montagem dos protótipos e ao Rafael pela montagem dos protótipos.

Aos demais funcionários do INEP que de alguma forma colaboraram para a minha formação.

Aos meus colegas do Programa de Mestrado, Sandro, José, João, Cesário, Leonardo e Antônio que sempre estiveram dispostos a ajudar.

Aos demais amigos e colegas do INEP que de alguma forma contribuíram para minha formação.

Aos meus pais, Waldir e Renata pelo apoio, amor, educação e compreensão incondicionais em todos os momentos da minha vida, e sem os quais nada teria sido possível.

A Mayra pelo carinho, compreensão e paciência.

A minhas irmãs, Samara e Sara, pelo amor e carinho.

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

# **PARALELISMO DE INVERSORES DE TENSÃO CONTROLADOS PELO VALOR MÉDIO INSTANTÂNEO DA TENSÃO DE SAÍDA**

**Allan Pierre Barauna**

Dezembro/2003

Orientador: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos

Palavras-chave: ‘paralelismo’, ‘inversores de tensão’, ‘controle por valores médio instantâneo da tensão de saída’

Número de Páginas: 248

O objetivo deste trabalho é o estudo de um método de paralelismo de inversores de tensão. A tensão de alimentação dos inversores é proveniente de um banco de baterias alimentadas por um conjunto de células a combustível. A tensão de saída dos inversores é controlada pelo valor médio instantâneo, sendo esta com formato senoidal. Um controle é acrescido ao sistema em paralelo para garantir a distribuição igualitária, entre os inversores, da potência demandada pela carga.

Algumas técnicas de paralelismo de inversores de tensão, encontradas na literatura, são mostradas.

O estudo detalhado da técnica de paralelismo e implementações práticas são apresentadas nos capítulos procedentes.

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

# **PARALLELISM OF VOLTAGE INVERTERS CONTROLLED BY INSTANTANEOUS AVERAGE VALUE OF OUTPUT VOLTAGE**

**Allan Pierre Barauna**

December /2003

Advisor: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics

Keywords: 'parallelism', 'voltage inverters', 'control by instantaneous average value of output voltage'

Number of Pages: 248

The objective of this work is the study of a method of voltage inverters parallelism.

The supplying of the voltage inverters comes from a bank of batteries sourced by fuel cells. The output voltage of the inverters is controlled by his instantaneous average value, with sinusoidal shape.

One controller is added to the system in parallel to guarantee the equal distribution, among the inverters, of power consumed by load.

The detailed study of parallelism techniques and his practice implementation are presented in the following chapters.

## SUMÁRIO

<b>CAPÍTULO 1 - Estudo dos métodos de paralelismo.</b>	<b>1</b>
1.1. Introdução.	1
1.2. Distribuição da potência.	2
1.3. Métodos de paralelismo de inversores de tensão.	3
1.3.1. Controle sem interconexão.	3
1.3.2. Controle com interconexão.	4
1.3.3. Método de paralelismo estudado.	7
1.4. Conclusão.	9
<b>CAPÍTULO 2 - Conversor <i>Push-Pull</i>.</b>	<b>11</b>
2.1. Introdução.	11
2.2. Estrutura.	11
2.3. Etapas de operação.	12
2.4. Principais formas de onda.	13
2.5. Análise global.	14
2.6. Esforços nos componentes.	17
2.6.1. Corrente média na carga.	17
2.6.2. Corrente máxima nos interruptores.	18
2.6.3. Corrente eficaz nos interruptores.	18
2.6.4. Tensão máxima sobre os interruptores.	18
2.6.5. Perdas nos interruptores.	19
2.6.6. Corrente eficaz nos enrolamentos do primário do transformador.	19
2.6.7. Corrente máxima sobre os diodos.	19
2.6.8. Corrente média sobre os diodos.	20
2.6.9. Tensão reversa máxima sobre os diodos.	20
2.6.10. Perdas nos diodos.	20
2.6.11. Corrente eficaz no enrolamento secundário do transformador.	21
2.6.12. Corrente eficaz no capacitor de filtragem.	21
2.6.13. Perda no capacitor de filtragem.	22
2.6.14. Corrente eficaz no indutor de filtragem.	22

2.7.	Projeto dos magnéticos.	22
2.7.1.	Transformador.	23
2.7.2.	Indutor.	26
2.7.3.	Possibilidade de execução.	28
2.7.4.	Cálculo térmico.	28
2.7.5.	Determinação da bitola dos condutores.	29
2.8.	Projeto dos grampeadores.	30
2.9.	Cálculo do dissipador.	34
2.10.	Modelagem do conversor.	34
2.10.1.	Modelagem Vo/D.	34
2.10.2.	Modelagem Il/D.	39
2.11.	Projeto do conversor <i>Push-Pull</i> .	40
2.11.1.	Especificações.	40
2.11.2.	Projeto.	40
2.12.	Compensadores.	52
2.12.1.	Compensador de tensão.	53
2.12.2.	Compensador de corrente.	62
2.13.	Integração dos compensadores de tensão e corrente e implementação eletrônica.	70
2.14.	Resultados de simulação.	75
2.15.	Resultados Experimentais.	78
2.15.1.	Resultados do transitório de carga.	79
2.15.2.	Resultados com o inversor como carga.	81
2.16.	Conclusão.	82

## **CAPÍTULO 3 - Inversor de tensão. 83**

3.1.	Introdução.	83
3.2.	A topologia.	83
3.2.1.	Etapas de operação.	84
3.3.	Principais formas de onda.	85
3.4.	Análise global.	86
3.5.	Esforços nos componentes.	89
3.5.1.	Corrente máxima sobre os interruptores.	89

3.5.2.	Corrente eficaz nos interruptores.	90
3.5.3.	Tensão reversa máxima sobre os interruptores.	91
3.5.4.	Perdas nos interruptores.	91
3.5.5.	Corrente máxima sobre os diodos.	92
3.5.6.	Corrente média sobre os diodos.	92
3.5.7.	Tensão reversa máxima sobre os diodos.	93
3.5.8.	Perdas nos diodos.	93
3.5.9.	Corrente eficaz no capacitor de filtragem.	94
3.5.10.	Corrente eficaz no indutor de filtragem.	95
3.6.	Cálculo térmico.	95
3.7.	Modelagem do inversor.	96
3.7.1.	Modelagem Vo/D.	96
3.8.	Projeto do inversor de tensão.	97
3.8.1.	Especificações.	97
3.8.2.	Projeto.	97
3.9.	Cálculo térmico.	106
3.10.	Comando dos interruptores.	107
3.11.	Resultados de simulação.	109
3.11.1.	Resultados com carga resistiva.	109
3.11.2.	Resultados com carga tipo retificador capacitivo.	110
3.12.	Resultados Experimentais.	111
3.12.1.	Resultados com carga resistiva.	112
3.12.2.	Resultados com carga do tipo retificador capacitivo.	113
3.12.3.	Rendimento.	115
3.13.	Conclusão.	116
<b>CAPÍTULO 4 - Fonte Auxiliar.</b>		<b>117</b>
4.1.	Introdução.	117
4.2.	Fonte <i>Flyback</i> .	117
4.2.1.	Estrutura.	117
4.2.2.	Etapas de operação.	117
4.2.3.	Principais formas de onda.	119
4.2.4.	Análise global.	119

4.2.5.	Esforços nos componentes.	123
4.2.6.	Cálculo térmico.	127
4.2.7.	Projeto do transformador <i>Flyback</i> .	127
4.2.8.	Projeto do grampeador.	133
4.2.9.	Modelagem do conversor.	134
4.2.10.	Projeto do conversor <i>Flyback</i> .	136
4.3.	Fonte Forward sem filtro.	148
4.3.1.	Estrutura.	148
4.3.2.	Etapas de operação.	149
4.3.3.	Projeto da fonte <i>Forward</i> .	150
4.4.	Conclusão.	154
<b>CAPÍTULO 5 - Proteções.</b>		<b>155</b>
5.1.	Introdução.	155
5.2.	Retardo de atuação.	156
5.3.	Proteção de curto circuito.	157
5.4.	Proteção de sobrecorrente.	160
5.5.	Proteção para desbalanço de potência.	161
5.6.	Proteção de sobretemperatura.	162
5.7.	Circuito de atraso para sobrecorrente e desbalanço de potência.	163
5.8.	Circuito de comando do relé.	165
5.9.	Interconexão.	165
5.10.	Conclusão.	166
<b>CAPÍTULO 6 - Circuitos de controle.</b>		<b>168</b>
6.1.	Introdução.	168
6.2.	Apresentação dos Módulos.	168
6.2.1.	Oscilador 60Hz.	169
6.2.2.	Filtro da referência.	169
6.2.3.	Compensador dos inversores.	173
6.2.4.	Gerador de triangular.	179
6.2.5.	Comparadores.	180
6.2.6.	Indicador de operação e <i>reset</i> .	182

6.2.7.	Indicador de sobretensão e subtensão.	182
6.2.8.	Fonte principal.	183
6.2.9.	Fonte simétrica.	194
6.2.10.	Fonte de <i>Start-Up</i> .	198
6.2.11.	Fonte de 5V.	199
6.3.	Foto da placa de controle.	200
6.4.	Conclusão.	201
<b>CAPÍTULO 7 - Implementação prática do método de paralelismo estudado.</b>		<b>202</b>
7.1.	Introdução.	202
7.2.	Função de transferência para o controle da corrente de saída dos inversores.	202
7.3.	Medição da corrente.	205
7.4.	Compartilhamento de corrente.	207
7.5.	Somador.	208
7.6.	Controle do equilíbrio da potência.	209
7.7.	Resultados de simulação.	212
7.8.	Resultados experimentais.	214
7.9.	Fotos do Experimento.	219
7.10.	Conclusão.	220
<b>Conclusões gerais</b>		<b>221</b>
<b>Referências Bibliográficas.</b>		<b>222</b>
<b>ANEXO I - Programas e arquivos de simulação</b>		<b>224</b>
ANEXO A.	Código do Programa para projeto dos compensadores do conversor <i>Push-Pull</i>	224
ANEXO B.	Código do Programa para projeto do compensador do Inversor de Tensão	226
ANEXO C.	Código do Programa para projeto do compensador do conversor <i>Flyback</i> da placa de Potência	228
ANEXO D.	Código do Programa para projeto do compensador de corrente dos inversores de tensão	229

ANEXO E.	Código do Programa para projeto do compensador do conversor <i>Flyback</i> da placa de controle	232
ANEXO F.	Código do Programa para determinação da corrente eficaz no capacitor do filtro do inversor de tensão	233
ANEXO G.	Arquivo de dados da simulação do <i>Push-Pull</i> com malha de tensão.	235
ANEXO H.	Arquivo de dados da simulação do <i>Push-Pull</i> com malha de corrente.	237
ANEXO I.	Arquivo de dados da simulação do inversor com carga resistiva.	239
ANEXO J.	Arquivos de dados da simulação do inversor com carga do tipo retificador capacitivo.	241
ANEXO K.	Arquivo de dados da simulação da fonte <i>Forward</i> sem filtro da placa de potência.	244
ANEXO L.	Arquivo de dados da simulação da fonte <i>Fyback</i> da placa de controle.	246

## ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 1-1-Esquema elétrico simplificado da conexão entre os inversores.	2
Fig. 1-2-Geração de potência devido diferença de amplitude e fase.	2
Fig. 1-3-Esquema simplificado do sistema de controle sem interconexão.	3
Fig. 1-4-Esquema simplificado da conexão do inversor ao barramento.	4
Fig. 1-5-Diagrama de blocos do sistema de controle mestre-escravo.	5
Fig. 1-6-Diagrama de blocos de um método de controle central.	6
Fig. 1-7-Diagrama de blocos do método Circular Chain Control.	7
Fig. 1-8-Esquema simplificado dos conversores em paralelo.	8
Fig. 1-9-Circuito simplificado de dois inversores em paralelo.	9
Fig. 2-1-Estrutura do conversor Push-Pull.	11
Fig. 2-2-Caminho da corrente na primeira etapa de operação.	12
Fig. 2-3-Caminho da corrente durante a segunda etapa de operação.	12
Fig. 2-4-Caminho da corrente durante a terceira etapa de operação.	13
Fig. 2-5-Principais formas de onda do conversor Push-Pull.	14
Fig. 2-6-Circuito grampeador dos interruptores.	31
Fig. 2-7-Circuito grampeador dos diodos retificadores.	31
Fig. 2-8-Esquema simplificado do conversor Push-Pull.	34
Fig. 2-9-Caminho da corrente durante a primeira etapa de operação.	35
Fig. 2-10-Caminho da corrente durante a segunda etapa de operação.	35
Fig. 2-11-Circuito equivalente considerando a RSE.	38
Fig. 2-12- Resposta no tempo, do modelo, ao degrau unitário.	54
Fig. 2-13-Lugar das raízes da função de transferência $V_o/V_c$ do conversor.	54
Fig. 2-14-Forma de onda da corrente demandada pela carga.	56
Fig. 2-15-Esquema elétrico do compensador PI utilizado no conversor Push-Pull.	57
Fig. 2-16-Rede resistiva do amostrador de tensão do conversor.	59
Fig. 2-17-Lugar das raízes para o sistema com o menor ganho.	60
Fig. 2-18-Lugar das raízes para o sistema com o maior ganho.	60
Fig. 2-19-Resposta do sistema em malha fechada para o menor ganho.	61
Fig. 2-20- Resposta do sistema em malha fechada para o maior ganho.	61
Fig. 2-21-Diagrama de Bode para o sistema em malha aberta com ganho menor.	61
Fig. 2-22- Diagrama de <i>Bode</i> para o sistema em malha aberta com ganho maior.	61

Fig. 2-23-Resposta ao degrau unitário.	63
Fig. 2-24-Lugar das raízes da função de transferência.	63
Fig. 2-25-Esquema elétrico do somador.	64
Fig. 2-26-Diagrama de bloco simplificado para controle em corrente.	65
Fig. 2-27-Lugar das raízes do sistema com realimentação da tensão.	66
Fig. 2-28-Resposta ao degrau do modelo com a realimentação da tensão.	66
Fig. 2-29-Lugar das raízes do sistema em malha fechada.	68
Fig. 2-30-Diagrama de Bode de malha aberta do sistema.	68
Fig. 2-31-Resposta os degrau unitário do sistema em malha fechada.	69
Fig. 2-32-Esquema elétrico do compensador de corrente.	69
Fig. 2-33-Diagrama de blocos do sistema completo.	71
Fig. 2-34-Esquema elétrico do amplificador inversor.	71
Fig. 2-35-Esquema elétrico do circuito de histerese e atraso.	72
Fig. 2-36-Esquema elétrico do circuito de controle e comando do conversor.	73
Fig. 2-37-Diagrama de blocos do modulador PWM.	74
Fig. 2-38-Esquema elétrico do driver de comando.	75
Fig. 2-39-Tensão na saída e corrente no indutor do conversor durante os transitórios.	76
Fig. 2-40-Detalhe da tensão de saída e corrente no indutor no transitório para o retirada carga.	76
Fig. 2-41-Detalhe da tensão de saída e corrente no indutor no transitório para o acréscimo de carga.	77
Fig. 2-42-Tensão de saída e corrente no indutor durante transitório de carga.	78
Fig. 2-43-Sinal no compensador de corrente e de tensão.	78
Fig. 2-44-Tensão na saída e corrente no indutor para transitório de acréscimo de 66% de carga. Traço superior, tensão(100V/div, 10ms). Traço inferior corrente no indutor(2A/div, 10ms).	79
Fig. 2-45-Tensão na saída e corrente no indutor para transitório de retirada de 66% de carga. Traço superior, tensão(100V/div, 20ms). Traço inferior corrente no indutor(2A/div, 20ms).	79
Fig. 2-46-Tensão na saída e corrente no indutor para sobrecorrente de 60%. Traço superior, tensão(100V/div, 1s). Traço inferior corrente no indutor(2A/div, 1s).	80
Fig. 2-47-Tensão na saída e corrente no indutor com diminuição de carga. Traço superior, tensão(100V/div, 20ms). Traço inferior corrente no indutor(2A/div, 20ms).	80

Fig. 2-48-Esquema elétrico da carga do tipo retificador capacitivo.	81
Fig. 2-49-Tensão de saída e corrente no indutor . Traço superior, tensão(100V/div, 5ms). Traço inferior corrente no indutor(2A/div, 5ms).	81
Fig. 2-50-Tensão de saída e corrente no indutor. Traço superior, tensão(100V/div, 10ms). Traço inferior corrente no indutor(2A/div, 10ms).	82
Fig. 3-1-Esquema elétrico do inversor de tensão.	83
Fig. 3-2-Etapas de operação durante o semiperíodo positivo.	84
Fig. 3-3-Etapas de operação durante o semiperíodo negativo.	85
Fig. 3-4-Principais formas de onda durante o semiperíodo positivo.	86
Fig. 3-5-Ganho e fase de um sistema de segunda ordem para valores de $\xi$ .	88
Fig. 3-6-Forma de onda da corrente obtida em simulação.	94
Fig. 3-7-Forma de onda da corrente obtida com rotina de cálculo.	94
Fig. 3-8-Modelo térmico simplificado.	96
Fig. 3-9-Diagrama de Bode do filtro.	99
Fig. 3-10-Corrente de recuperação reversa no diodo intrínseco.	102
Fig. 3-11-Detalhe da corrente de recuperação reversa do diodo.	103
Fig. 3-12- Esquema elétrico do circuito de comando dos interruptores do inversor de tensão.	108
Fig. 3-13-Tensão de saída e corrente no indutor.	109
Fig. 3-14-Espectro harmônico da tensão sobre o filtro e corrente no indutor.	110
Fig. 3-15-Tensão de saída e corrente no indutor.	110
Fig. 3-16-Espectro harmônico da tensão no filtro e corrente no indutor.	111
Fig. 3-17-Potência aparente e ativa no inversor.	111
Fig. 3-18-Tensão de saída e corrente na carga.Traço maior tensão(50V/div, 10ms). Traço menor corrente(10A/div, 10mV).	112
Fig. 3-19-Análise harmônica da tensão e corrente na carga.	113
Fig. 3-20-Tensão e corrente na carga. .Traço maior tensão(50V/div, 10ms). Traço menor corrente(20A/div, 10mV).	114
Fig. 3-21-Tensão sobre o resistor de carga.	114
Fig. 3-22-Análise harmônica da tensão e corrente na carga.	115
Fig. 3-23-Curva de rendimento.	116
Fig. 4-1-Estrutura do conversor Flyback.	117
Fig. 4-2-Caminho da corrente durante a primeira etapa de operação.	118

Fig. 4-3-Caminho da corrente durante a segunda etapa de operação.	118
Fig. 4-4-Caminho da corrente durante a terceira etapa de operação.	119
Fig. 4-5-Principais formas de onda do conversor Flyback.	119
Fig. 4-6-Esquema elétrico do grampeador.	133
Fig. 4-7-Esquema de saída do conversor Flyback.	135
Fig. 4-8-Lugar das raízes do sistema em malha fechada.	146
Fig. 4-9-Diagrama de Bode do sistema em malha aberta.	146
Fig. 4-10-Resposta ao degrau unitário do sistema em malha fechada.	147
Fig. 4-11-Esquema elétrico da fonte Flyback.	148
Fig. 4-12-Estrutura do conversor Forward.	149
Fig. 4-13-Caminho da corrente durante a primeira etapa de operação.	149
Fig. 4-14-Caminho da corrente durante a segunda etapa de operação.	150
Fig. 4-15-Esquema elétrico da fonte Forward.	154
Fig. 5-1-Fluxograma das proteções.	155
Fig. 5-2-Circuito de atraso das fontes auxiliares.	156
Fig. 5-3-Circuito de proteção de curto circuito.	158
Fig. 5-4-Circuito de proteção para o semiciclo negativo.	158
Fig. 5-5-Circuito de proteção de curto circuito para o semiciclo positivo.	159
Fig. 5-6-Circuito de proteção de sobrecorrente.	160
Fig. 5-7-Esquema elétrico da proteção de desbalanço de potência .	162
Fig. 5-8-Circuito de proteção térmica.	163
Fig. 5-9-Esquema elétrico do atraso para sobrecorrente e desbalanço de potência.	164
Fig. 5-10-Circuito de acionamento do relé.	165
Fig. 5-11-Interconexão das proteções	166
Fig. 6-1- Diagrama de blocos dos circuitos de controle do inversor.	168
Fig. 6-2- Esquema elétrico dos filtros para referência.	170
Fig. 6-3- Quadripolo utilizado.	170
Fig. 6-4- Esquema elétrico do filtro descrevendo a transformação complementar.	171
Fig. 6-5- Resposta em frequência dos três filtros em cascata.	172
Fig. 6-6- Forma de onda do sinal TTL e após a filtragem.	172
Fig. 6-7-Forma de onda do sinal de referência.	172
Fig. 6-8-Tabela da análise harmônica do sinal de referência.	173
Fig. 6-9- Resposta no tempo do modelo, ao degrau unitário.	174

Fig. 6-10-Lugar das raízes do sistema em malha fechada	176
Fig. 6-11-Resposta ao degrau unitário do sistema em malha fechada.	177
Fig. 6-12-Diagrama de bode do sistema em malha aberta.	177
Fig. 6-13- Esquema elétrico do compensador	178
Fig. 6-14- Esquema elétrico do gerador de triangular.	179
Fig. 6-15- Formas de onda no comparador, integrador e inversor.	180
Fig. 6-16- Formas de onda para modulação PWM.	181
Fig. 6-17- Esquema elétrico dos comparadores e relé.	181
Fig. 6-18- Esquema elétrico do circuito Indicador de operação e RESET.	182
Fig. 6-19- Circuito de Sobretensão e Sub-Tensão.	183
Fig. 6-20-Lugar das raízes do sistema em malha fechada.	192
Fig. 6-21-Diagrama de Bode do sistema em malha aberta.	192
Fig. 6-22-Resposta ao degrau unitário do sistema em malha fechada.	193
Fig. 6-23- Esquema elétrico da fonte Flyback.	194
Fig. 6-24-Esquema completo da fonte simétrica.	197
Fig. 6-25-Esquema elétrico da fonte de Start-Up.	198
Fig. 6-26- Esquema elétrico da fonte de Start-Up com o valor dos componentes.	199
Fig. 6-27- Esquema elétrico da fonte de 5V.	200
Fig. 6-28-Foto da placa de controle.	200
Fig. 7-1-Esquema de controle da corrente do inversor.	203
Fig. 7-2-Diagrama de blocos simplificado do circuito de medição da corrente.	206
Fig. 7-3-Esquema elétrico completo do circuito de medição da corrente.	206
Fig. 7-4-Circuito responsável pelo compartilhamento de corrente.	208
Fig. 7-5-Circuito somador do controle de corrente do inversor.	208
Fig. 7-6- Resposta ao degrau unitário do sistema em malha aberta.	210
Fig. 7-7-Lugar das raízes do sistema em malha fechada com o compensador.	211
Fig. 7-8-Região de interesse do lugar das raízes do sistema em malha fechada.	211
Fig. 7-9-Resposta ao degrau unitário do sistema em malha fechada.	211
Fig. 7-10-Esquema elétrico da compensação de potência.	212
Fig. 7-11-Sistema implementado do software Simulink para um inversor.	213
Fig. 7-12-Sinal de saída do medidor de corrente e sinal de referência.	214
Fig. 7-13-Tensão de saída do conversor Flyback.	214
Fig. 7-14-Tensão de saída do conversor Push-Pull.	214

Fig. 7-15- Esquema simplificado da conexão dos inversores a placa de controle.	215
Fig. 7-16-Correntes no indutor do filtro dos inversores durante o acréscimo de carga. Traço superior, corrente no inversor 1 (5A/div 100ms). Traço inferior, corrente no inversor 2 (5A/div 100ms).	215
Fig. 7-17-Corrente no indutor do filtro nos dois inversores durante transitório de carga. Traço superior, corrente no inversor 1 (5A/div 100ms). Traço inferior, corrente no inversor 2 (5A/div 100ms).	216
Fig. 7-18-Corrente no indutor do filtro dos inversores durante a retirada de carga. Traço superior, corrente no inversor 1 (5A/div 100ms). Traço inferior, corrente no inversor 2 (5A/div 100ms).	216
Fig. 7-19-Tensão no barramento da carga.	217
Fig. 7-20-Correntes no indutor de filtragem dos inversores. Traço superior, corrente no inversor 1 (5A/div 5ms). Traço inferior, corrente no inversor 2 (5A/div 5ms).	217
Fig. 7-21- Correntes no indutor de filtragem dos inversores. Traço superior, corrente no inversor 1 (10A/div 5ms). Traço inferior, corrente no inversor 2 (10A/div 5ms).	217
Fig. 7-22-Tensão no barramento durante acréscimo de carga.	218
Fig. 7-23-Transitório da corrente no indutor de filtragem dos inversores. Traço superior, corrente no inversor 1 (5A/div 200ms). Traço inferior, corrente no inversor 2 (5A/div 200ms).	218
Fig. 7-24-Foto de um inversor de tensão.	219
Fig. 7-25-Foto do protótipo montado com os dois inversores em operação.	220

# SIMBOLOGIA

## 1. Símbolos Usados em Expressões Matemáticas

Símbolo	Significado	Unidade
$\phi$	Fluxo magnético	Wb
$\tau$	Constante de tempo	s
$\Delta$	Raio de penetração da corrente no condutor	cm
$\Delta B$	Variação da densidade de fluxo magnético	T
$\Delta I_L$	Variação da corrente no indutor	A
$\Delta T$	Variação da temperatura	°C
$\Delta V$	Variação entre tensões	V
$\Delta V_c$	Ondulação da tensão sobre o capacitor	V
$\Delta V_o$	Ondulação da tensão de saída	V
$\Delta W$	Variação da energia	J
$a$	Relação de transformação	
$A_{\text{cobre}}$	Área de cobre necessária	cm <sup>2</sup>
$A_e$	Área da perna central	cm <sup>2</sup>
$A_{\text{fio}}$	Área do fio de cobre	cm <sup>2</sup>
$A_p$	Área ocupada pelo enrolamento primário	cm <sup>2</sup>
$A_s$	Área do toróide	cm <sup>2</sup>
$A_w$	Área da janela do carretel	cm <sup>2</sup>
$A_{w_{\text{utilizada}}}$	Área da janela do carretel utilizada	cm <sup>2</sup>
$B$	Densidade de fluxo magnético	T
$B_{\text{max}}$	Densidade de fluxo magnético Máximo	T
$C_{\text{Flyback}}(s)$	Função de transferência do compensador <i>Flyback</i>	
$C_{\text{Push-Pull}}(s)$	Função de transferência do compensador de tensão do conversor <i>Push-Pull</i>	
$C_v(s)$	Modelo do controlador de tensão	
$D$	Razão cíclica	
$D_{\text{desm}}$	Razão cíclica de desmagnetização	

$D_{\max}$	Razão cíclica máxima	
$E_C$	Energia no capacitor	J
$E_L$	Energia no indutor	J
$E_R$	Energia dissipada no resistor	J
$E_{V_{in}}$	Energia entregue a fonte de entrada	J
$F$	Frequência de saída dos inversores	Hz
$f_C$	Frequência de corte	Hz
$F_s$	Frequência de comutação	Hz
$G_{\text{Flyback}}(s)$	Função de transferência do conversor <i>Flyback</i>	
$G_{\text{inv}}(s)$	Função de transferência do inversor	
$G_{\text{Push-Pull}}(s)$	Função de transferência do conversor <i>Push-Pull</i>	
$G_v(s)$	Modelo $V_o(s)/V_c(s)$ do conversor	
$H$	Campo magnético	A.m
$I$	Corrente	A
$I_{\text{ativa}}$	Corrente ativa entre os inversores	A
$I_B$	Corrente de base	A
$I_c$	Corrente no capacitor	A
$I_C$	Corrente de coletor	A
$I_{C_{\text{ef}}}$	Corrente eficaz no capacitor	A
$I_{D_{\max}}$	Corrente máxima no diodo	A
$I_{D_{\text{med}}}$	Corrente média no diodo	A
$I_{D_{R_{\max}}}$	Corrente de recuperação máxima no diodo	A
$I_{\text{ef}}$	Corrente eficaz	A
$I_{\text{efM}}$	Corrente eficaz no interruptor em um período de comutação	A
$I_g$	Corrente de <i>gate</i>	A
$I_L$	Corrente no indutor	A
$I_{L_{\text{ef}}}$	Corrente eficaz no indutor	A
$I_M$	Corrente no interruptor	A
$I_{\text{medD}}$	Corrente média no diodo em um período de comutação	A
$I_{M_{\text{ef}}}$	Corrente eficaz no interruptor	A
$I_{M_{\max}}$	Corrente máxima sobre o interruptor	A
$I_{\text{mod}}$	Índice de modulação	
$I_o$	Corrente média de saída	A

$I_p$	Corrente de pico no primário	A
$I_p$	Corrente no primário	A
$I_{p_{ef}}$	Corrente eficaz no primário	A
$I_{p_{max}}$	Corrente de pico máxima no primário	A
$I_{p_{med}}$	Corrente média no primário	A
$I_{reativo}$	Corrente reativa entre os inversores	A
$I_s$	Corrente no secundário	A
$I_{S_{ef}}$	Corrente eficaz no secundário do transformador	A
$J$	Densidade de corrente	A/cm <sup>2</sup>
$K$	Ganho do compensador	
$K(s)_{corrente}$	Função de transferência do medidor da corrente	
$K(s)_{filtros}$	Função de transferência dos filtros	
$K_a$	Ganho do amostrador de tensão	
$K_{CS}$	Ganho do sinal do compensador de corrente	
$K_d$	Ganho do amplificador operacional	
$K_f$	Coefficiente de perdas por correntes parasitas	
$K_h$	Coefficiente de perdas por histerese	
$K_{opto}$	Ganho do opto acoplador	
$K_p$	Fator de ocupação do enrolamento primário	
$K_{shunt}$	Ganho do amostrador de corrente	
$K_{somador}$	Ganho do somador	
$K_{VS}$	Ganho do sinal do amostrador de tensão	
$K_w$	Fator de ocupação da janela	
$L$	Indutância do filtro	H
$L_-$	Tensão negativa de saturação do amplificador operacional	V
$L_+$	Tensão positiva de saturação do amplificador operacional	V
$l_{chicote}$	Comprimento do chicote	cm
$L_D$	Indutância de dispersão	H
$l_{entreferro}$	Espessura do entreferro	cm
$L_f$	Indutância de acoplamento entre os inversores	H
$l_{medio}$	Comprimento médio de uma espira	cm
$n$	Número de espiras	
$n_{condutores}$	número de condutores em paralelo	

$n_p$	Número de espiras do primário	
$n_s$	Número de espiras do secundário	
$P$	Potência Ativa	W
$P$	Pólo do compensador	rad/s
$P_C$	Perdas no capacitor	W
$P_{\text{cobre}}$	Potência dissipada no fio de cobre	W
$P_{\text{comD}}$	Potência perdida na comutação do diodo	W
$P_{\text{comM}}$	Potencia perdida na comutação do interruptor	W
$P_{\text{condD}}$	Potência perdida na condução do diodo	W
$P_{\text{condM}}$	Potência perdida na condução do interruptor	W
$P_{\text{in}}$	Potencia de entrada	W
$P_{\text{nucleo}}$	Perdas no núcleo magnético	W
$P_{\text{out}}$	Potencia de saída	W
$P_{\text{total}}$	Potencia total dissipada nos semicondutores	W
$P_{\text{totalD}}$	Potência total perdida no diodo	W
$P_{\text{totalM}}$	Potência total perdida no interruptor	W
$P_V$	Perdas volumétricas	W/cm <sup>3</sup>
$Q$	Fator de qualidade do filtro de segunda ordem	
$Q_T$	Carga total do <i>gate</i>	C
$R_{CD}$	Resistência térmica da cápsula para o dissipador	°C/W
$R_{\text{cobre}}$	Resistência do chicote de cobre	Ω
$R_{ds}$	Resistência de condução do interruptor	Ω
$R_{\text{eq}}$	Resistência térmica equivalente	°C/W
$R_{\text{fio}}$	Resistência de condução do fio de cobre	Ω
$R_{JC}$	Resistência térmica da junção para a cápsula	°C/W
$R_{\text{nucleo}}$	Resistência térmica do núcleo magnético	°C/W
$R_o$	Resistência de carga	Ω
$R_{SE}$	Resistência série equivalente do capacitor	Ω
$R_{\text{term}}$	Resistência térmica	°C/W
$R_{\text{termDA}}$	Resistência térmica do dissipador para o ambiente	°C/W
$S_{\text{fio}}$	Área do fio	cm <sup>2</sup>
$T$	Período	s
$T_a$	Temperatura ambiente	°C

$t_f$	Tempo de descida	s
$T_J$	Temperatura de junção	°C
$t_{\text{morto}}$	Tempo morto	s
$t_{\text{off}}$	Tempo em que o interruptor fica bloqueado	s
$t_{\text{on}}$	Tempo de condução dos interruptores	s
$t_r$	Tempo de subida	s
$t_r$	Tempo de carga	s
$t_{rr}$	Tempo de recuperação reversa do diodo	s
$V$	Tensão fundamental na entrada do filtro do inversor	V
$V^-$	Tensão na entrada negativa do amplificador operacional	V
$V_c$	Tensão no capacitor	V
$V_c$	Tensão de controle da razão cíclica	V
$V_{cc}$	Tensão de alimentação dos circuitos analógicos	V
$V_d$	Tensão direta sobre o diodo	V
$V_{D_{\text{max}}}$	Tensão reversa máxima sobre o diodo	V
$V_{\text{entreferro}}$	Volume do entreferro	cm <sup>3</sup>
$V_{\text{in}}$	Tensão de entrada do conversor	V
$V_L$	Tensão sobre o indutor	V
$V_M$	Tensão de comando do <i>gate</i>	V
$V_{M_{\text{max}}}$	Tensão máxima sobre o interruptor	V
$V_{\text{nucleo}}$	Volume do núcleo	cm <sup>3</sup>
$V_o$	Tensão de saída do conversor	V
$V_o'$	Tensão no secundário do transformador	V
$V_{o_{\text{ef}}}$	Tensão eficaz na saída do filtro do inversor	V
$V_{o_p}$	Tensão de pico na saída do filtro do inversor	V
$V_p$	Tensão de transição de estado	V
$V_R$	Tensão no resistor	V
$V_{\text{ref}}$	Tensão de referência	V
$V_{\text{sh}}$	Tensão no resistor <i>shunt</i>	V
$V_{\text{soma}}$	Tensão resultante da soma de tensões	V
$V_t$	Tensão de pico da triangular	V
$V_{T+}$	Tensão de mudança de estado da porta lógica	V
$V_{\text{TH}}$	Tensão positiva de pico da triangular	V

$V_{TL}$	Tensão negativa de pico da triangular	V
$V_Z$	Tensão do diodo zener	V
$Z$	Zero do compensador	rad/s
$\beta_f$	Ganho de corrente forçado	
$\eta$	Rendimento teórico	
$\xi$	Coefficiente de amortecimento	
$\varphi$	Defasagem entre tensões	rad
$\omega$	Frequência angular	rad/s
$\omega_c$	Frequência de corte	rad/s

## 2. Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas

Símbolo	Significado
A	Ampère
F	Faraday
H	Henry
Hz	Hertz
V	Volts
VA	Volt-Ampère
W	Watt
$\varphi$	Fase
$\Omega$	Ohm

## **CAPÍTULO 1 -ESTUDO DOS MÉTODOS DE PARALELISMO.**

### **1.1. INTRODUÇÃO.**

Nos últimos 20 anos (2003) o desenvolvimento e popularização da eletrônica de potência nos centros de pesquisa e na indústria, possibilitaram a concepção de novas tecnologias até antes irrealizáveis.

A necessidade de se fornecer energia com determinados fatores de qualidade e ininterruptamente, para determinadas cargas, fez surgir dispositivos atualmente conhecidos por UPS (*Uninterrupted Power Supply*).

Cargas críticas como equipamentos médicos, controle de tráfego aéreo e terrestre, sistemas de processamento de dados, etc [1], devem ter seu suprimento de energia constante e, no caso de necessitarem de tensão alternada, esta deve ser com baixa distorção harmônica e pouca variação do valor eficaz [2]. Devido a este fato e a busca por uma maior confiabilidade e flexibilidade do sistema provedor de energia, sistemas de UPS em paralelo têm sido concebidos. Como vantagens dos sistemas em paralelo apresentado em [3], pode-se citar:

- Expansões simples do sistema, possibilitando aumento da energia processada;
- Redundância;
- Custo;
- Manutenção;
- Sistema de supervisão simples;
- Flexibilidade no controle do fluxo de energia entre as cargas e os sistemas UPS.

Os sistemas de UPS também estão sendo utilizados para processamento de energia de fontes renováveis e alternativas de energia como solar, eólica e em células a combustível, onde a garantia de fornecimento constante de potência, nas duas primeiras, é agravada pela flutuação do vento e irradiação solar. Para se maximizar o uso destas fontes de energia e aumentar o desempenho do sistema, unidades adequadas de armazenamento e um sistema inteligente de supervisão é necessário[3].

## 1.2. DISTRIBUIÇÃO DA POTÊNCIA.

Ao se operar o sistema de UPSs em paralelo deve-se garantir a distribuição igualitária, entre os módulos, da potência demandada pela carga. O uso de inversores de tensão em paralelo implica na conexão, entre os inversores, através da indutância do filtro de harmônicas e do cabo. Na Fig. 1-1 é apresentado um modelo para a conexão. O pior caso ocorre quando estes operam a vazio, nesta forma apenas corrente reativa circula nos filtros.

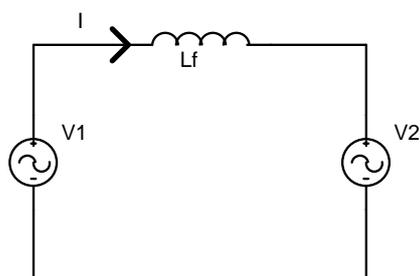


Fig. 1-1-Esquema elétrico simplificado da conexão entre os inversores.

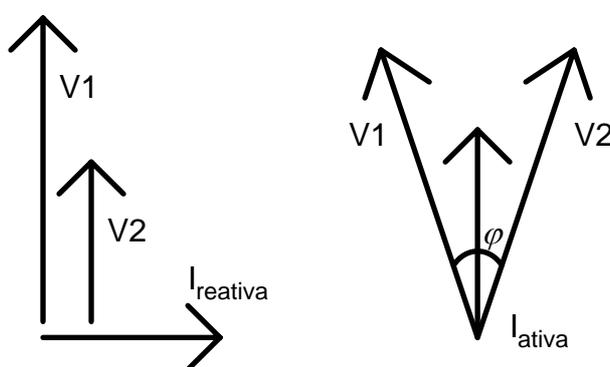


Fig. 1-2-Geração de potência devido diferença de amplitude e fase.

Uma diferença entre as amplitudes das tensões  $V_1$  e  $V_2$  causa circulação de corrente reativa como indicado na eq. (1.1).

$$I_{reativo} = \frac{V_2 - V_1 \cdot \cos(\varphi)}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_f} \quad (1.1)$$

A diferença entre a fase nas tensões, causa a circulação de corrente ativa, como indicado pela eq. (1.2).

$$I_{ativa} = \frac{V_1 \cdot \text{sen}(\varphi)}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_f} \quad (1.2)$$

### 1.3. MÉTODOS DE PARALELISMO DE INVERSORES DE TENSÃO.

Na literatura alguns métodos de controle da distribuição de potência são apresentados. Esses métodos serão explanados a seguir.

#### 1.3.1. CONTROLE SEM INTERCONEXÃO.

Em um sistema típico de potência, grandes distâncias entre os inversores tornam o fluxo de informação impraticável. A troca de informação deve ser usada para aumentar a performance do sistema, mas não deve ser essencial para a operação do mesmo.

Já é sabido que a operação estável de um sistema de potência precisa de um controle da potência ativa e reativa. As potências ativa e reativa fluindo em um sistema CA serão desacopladas entre si para uma melhor compreensão. A potência ativa depende predominantemente do ângulo da tensão e a potência reativa predominantemente da magnitude da tensão como pode ser observado pelas eqs. (1.3) e (1.4). Na Fig. 1-4 é apresentado um esquema simplificado da conexão entre gerador e barramento em uma linha de transmissão sem perdas. Na Fig. 1-3 é apresentado um esquema simplificado do método de controle sem interconexão.

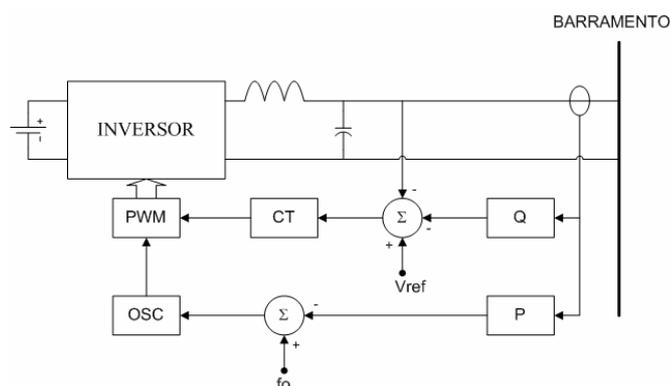


Fig. 1-3-Esquema simplificado do sistema de controle sem interconexão.

O controle dinâmico da frequência controla o ângulo da potência e conseqüentemente a potência ativa. Para evitar sobrecarga dos inversores é importante assegurar que

mudanças da carga sejam absorvidas pelos inversores em uma maneira pré-estabelecida sem comunicação. Isto é alcançado pela introdução de curvas de decaimento para a frequência em função da potência ativa e para a tensão terminal em função da potência reativa. Esta técnica é apresentada por [6] e geralmente aplicada a sistemas de elevada potência, não sendo este o foco deste trabalho.

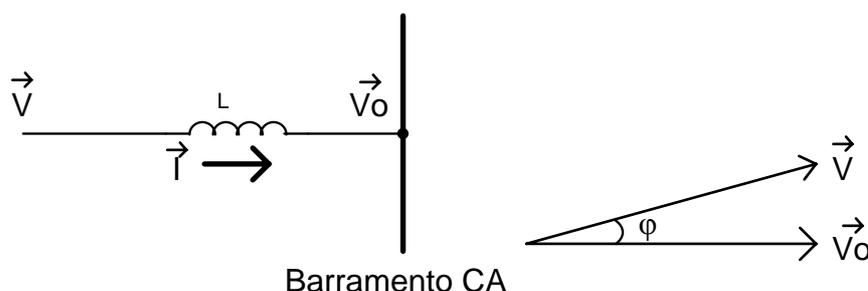


Fig. 1-4-Esquema simplificado da conexão do inversor ao barramento.

$$P = \frac{V \cdot V_o \cdot \sin \varphi}{\omega \cdot L} \quad (1.3)$$

$$Q = \frac{V^2}{\omega \cdot L} - \frac{V \cdot V_o \cdot \cos \varphi}{\omega \cdot L} \quad (1.4)$$

### 1.3.2. CONTROLE COM INTERCONEXÃO.

A possibilidade de existir comunicação entre as unidades abre um enorme espaço para a implementação de sistemas de controle diversos. Existem diversas alternativas para o controle de inversores na literatura como, *Mestre-Escravo*, *Central Limit Control*, *Circular Chain Control*, dentre outros. A idéia básica de cada método será abordada a seguir.

- ***Mestre- Escravo.***

No método proposto em [4] cabe ao *mestre* o controle da tensão no barramento, funcionando com um compensador de tensão. Aos inversores *escravos* cabe o compartilhamento da corrente total demandada pela carga, sendo estes controlados por um compensador de corrente. Um circuito lógico define o *mestre* em função da resposta lógica mais rápida. Os demais se tornam *escravos*. Uma linha de *status* é compartilhada indicando

a existência do *mestre*. No caso de uma falha, um *escravo* assume a função de *mestre*, dando continuidade ao fornecimento de energia. Uma outra linha de comunicação é necessária para a referência de corrente. Esta referência é gerada pelo *mestre*.

O método de controle do compartilhamento instantâneo de corrente em [5], é baseado no controle instantâneo da tensão de saída com o controle do desvio de corrente e o controle instantâneo do compartilhamento da corrente utilizando o circuito de compartilhamento de corrente. O circuito de controle de tensão força todos os inversores em paralelo a dividirem a corrente da carga quase igualmente, pelo ajuste do sinal de referência de tensão obtido a partir do barramento de compartilhamento de corrente. O inversor com a maior corrente torna-se o *mestre*, e todos os outros se tornam *escravos*. A corrente do *mestre* é subtraída da corrente de cada inversor e o desvio de corrente é calculado. Após, o controle de desvio instantâneo de corrente força o desvio de corrente em cada inversor a ser zero. Na Fig. 1-5 é apresentado um diagrama da conexão de dois inversores no método *mestre-escravo*.

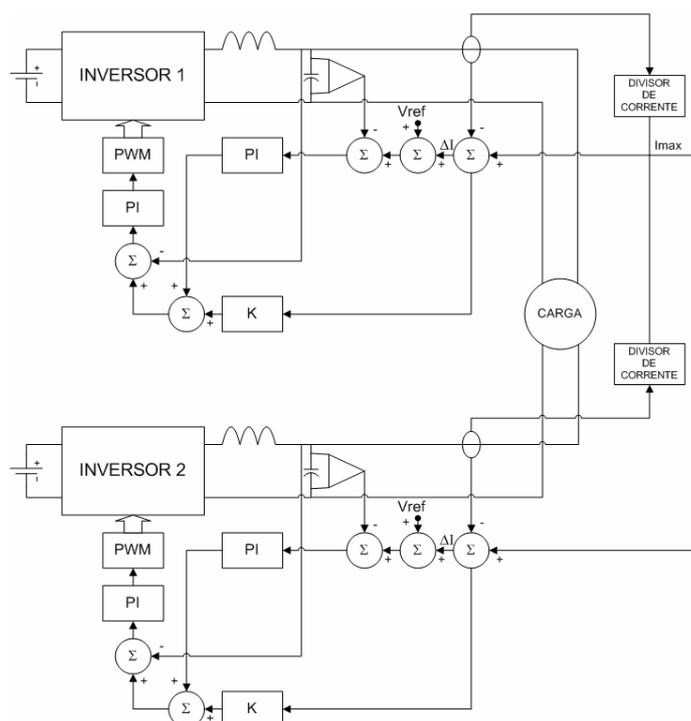


Fig. 1-5-Diagrama de blocos do sistema de controle mestre-escravo.

- **Central Limit Control.**

Este método baseia-se em um controle central que, a partir dos requisitos de carga, determina a potência ou corrente a ser fornecida por cada unidade do sistema. Neste

esquema as unidades são idênticas e por conseqüência obtém-se um maior grau de redundância. A unidade central pode colocar ou retirar uma unidade do sistema conforme a necessidade. As unidades recebem simultaneamente as ações de controle decorrentes das perturbações de carga. Assim, tem-se uma dinâmica superior ao esquema *Mestre-Escravo* [10]. O aspecto negativo deste método é a centralização do controle. Na Fig. 1-6 é apresentado um método de centralização do controle.

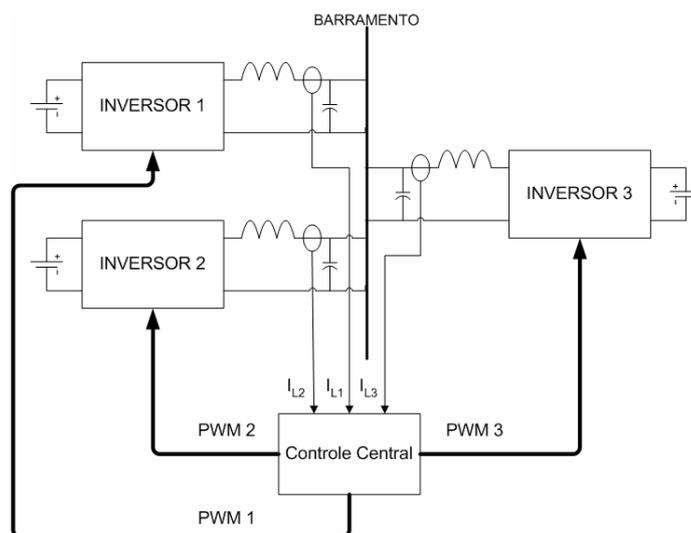


Fig. 1-6-Diagrama de blocos de um método de controle central.

- ***Circular Chain Control.***

Neste esquema, uma unidade segue a referência de corrente da unidade anterior, sendo que a primeira unidade tem como referência a corrente da última, formando uma corrente ou anel. O controle de cada unidade inversora possui uma malha interna de corrente e uma externa de tensão. O anel proposto nesta estrutura é implementado na malha interna de corrente, resultando em um controle de distribuição com elevada dinâmica. A confiabilidade deste sistema fica comprometida devido à possibilidade de rompimento do anel [10].

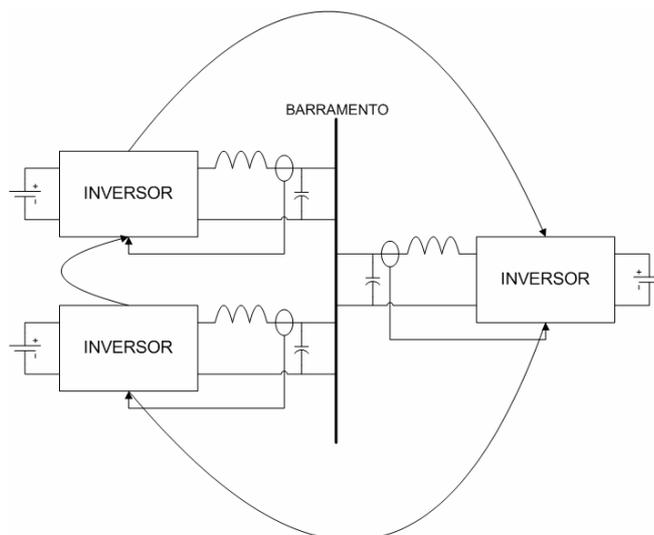


Fig. 1-7-Diagrama de blocos do método Circular Chain Control.

### 1.3.3. MÉTODO DE PARALELISMO ESTUDADO.

No método de paralelismo estudado é utilizada comunicação entre as unidades. O esquema de controle é similar ao apresentado em [5]. A diferença consiste em que os pulsos de modulação dos inversores são gerados por um circuito à parte e compartilhados para todas as unidades em paralelo. À parte também se encontra o compensador de tensão dos inversores, cuja finalidade é manter a tensão do barramento CA com o formato e amplitude definidos pela tensão de referência.

Ao se compartilhar os pulsos de modulação entre os inversores evita-se a defasagem entre as tensões de saída e assim, a circulação de corrente ativa entre os mesmos, como descrito anteriormente. Desta forma a única maneira de se alterar a corrente processada por cada um dos inversores é atuando sobre a tensão de entrada dos mesmos.

Ao se alterar a tensão de alimentação dos inversores, mantendo a tensão de saída constante, altera-se o índice de modulação. Assim a tensão fundamental nos terminais do filtro do inversor torna-se maior que a do barramento, fazendo com que a corrente processada pelo inversor aumente.

O barramento da carga pode ser considerado como um barramento de tensão, onde esta é conhecida e constante, independente da carga conectada. Esta situação é garantida pelo compensador de tensão dos inversores.

Na Fig. 1-8, um diagrama esquemático dos conversores em paralelo é visualizado. Na figura o bloco, “divisor de corrente” é responsável por disponibilizar em um barramento

auxiliar um sinal de tensão que representa a maior corrente processada por um dos inversores conectados em paralelo. Este sinal é utilizado como referência para os inversores que estão processando uma corrente menor. O erro entre o sinal de referência e o sinal que representa a corrente processada pelo inversor é aplicado a um compensador, que na Fig. 1-8, é representado pelo bloco “controle de corrente”. Este compensador irá atuar sobre o conversor CC-CC, fazendo que a sua tensão de saída aumente. Sendo o conversor CC-CC responsável pela alimentação do inversor, este tem a corrente processada aumentada.

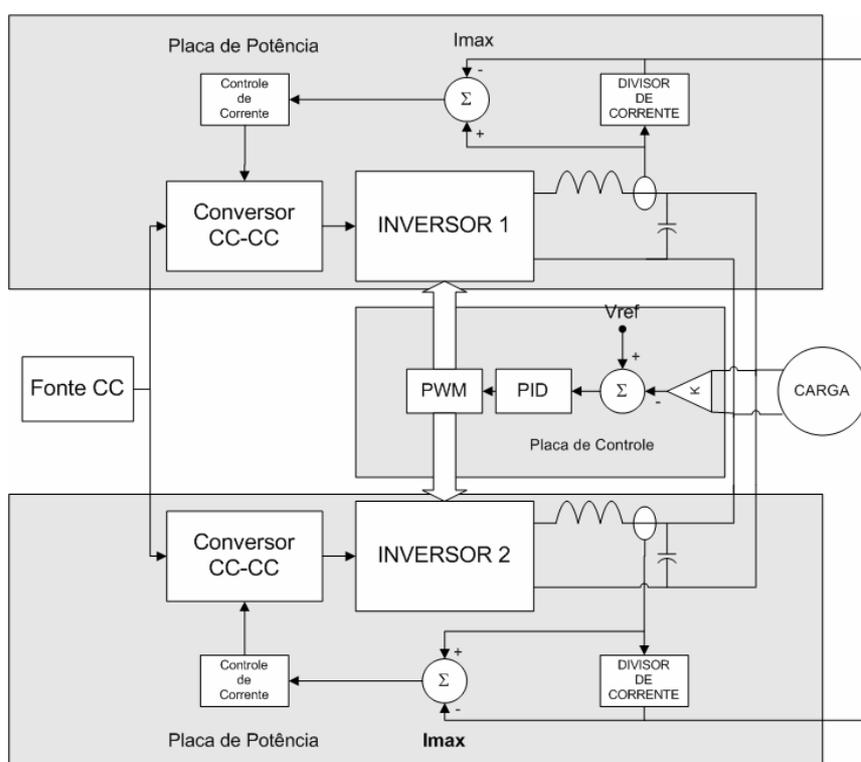


Fig. 1-8-Esquema simplificado dos conversores em paralelo.

A partir do modelo simplificado de dois inversores em paralelo, Fig. 1-9, determina-se a potência entregue à carga por cada um dos inversores.

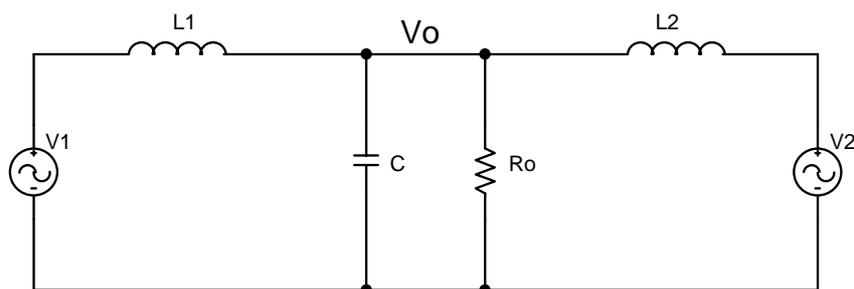


Fig. 1-9-Circuito simplificado de dois inversores em paralelo.

$$P_1 = \frac{V_1 \cdot V_o \cdot \text{sen}\varphi_1}{\omega \cdot L_1} \quad (1.5)$$

$$P_2 = \frac{V_2 \cdot V_o \cdot \text{sen}\varphi_2}{\omega \cdot L_2} \quad (1.6)$$

Como o desvio entre as tensões dos inversores é nulo ( $\varphi_1 = \varphi_2$ ), igualando-se as eqs.(1.5) e (1.6) obtém-se a igualdade (1.7) que, uma vez atendida, garante a igualdade na potência processada por cada inversor.

$$\frac{V_1}{L_1} = \frac{V_2}{L_2} \quad (1.7)$$

A finalidade do controle de corrente é manter a igualdade (1.7). Para isto altera-se o índice de modulação com a alteração da tensão do barramento do inversor. Desta forma, desvios paramétricos dos componentes de potência dos inversores são compensados e a divisão igualitária de potência é alcançada.

## 1.4. CONCLUSÃO.

Neste capítulo foram apresentadas algumas técnicas de controle de inversores de tensão em paralelo. Verifica-se que determinadas técnicas apresentam um grau de complexidade maior em relação a outras, tornando sua aplicação restrita.

O método apresentado na seção 1.3.1 é mais orientado a sistemas de elevada potência, onde a resposta do sistema torna-se lenta e diminui os esforços de controle para manter o sistema estável. Os métodos propostos na seção 1.3.2 apresentam ou uma

complexidade de implementação, ou uma confiabilidade reduzida, como é o caso do método *Circular Chain Control*, em que a ruptura do anel compromete todo o sistema.

A técnica de paralelismo estudada neste trabalho, dentre os estudados, é o que apresenta menor complexidade de implementação, pois requer sistemas de controle simples, e maior confiabilidade, pois uma menor quantidade de sinais é compartilhado.

Nos capítulos procedentes serão estudados os conversores responsáveis pelo processamento da energia a partir de uma fonte CC até se obter uma tensão senoidal, ou seja todos os conversores que compõe um inversor de tensão.

No capítulo 7 serão estudados todos os circuitos responsáveis pelo controle dos inversores, quando operando em paralelo.

## CAPÍTULO 2 -CONVERSOR *PUSH-PULL*.

### 2.1. INTRODUÇÃO.

Devido à necessidade de se adequar níveis de tensão será utilizado o conversor CC-CC *Push-Pull*. A tensão de entrada é proveniente de um banco de baterias que é alimentado por um conjunto de células a combustível. A saída do conversor irá alimentar um inversor de tensão.

Este conversor pode operar tanto como elevador, como abaixador de tensão, possuindo também isolamento galvânico (transformador). Nesta aplicação ele será empregado como elevador de tensão, tornando o nível de tensão adequado para a carga conectada na saída.

Este conversor apresenta como vantagem o comando dos interruptores, pois estes estão referenciados à mesma massa.

As desvantagens da sua utilização consistem em submeter os interruptores ao dobro da tensão de barramento e impossibilitar o bloqueio de uma possível componente CC de corrente através do transformador, causada por uma possível assimetria de comandos. Devido este fato o transformador deve ser projetado considerando e este aspecto.

Este capítulo apresenta uma análise detalhada do conversor, metodologia de projeto, projeto e resultados experimentais.

### 2.2. ESTRUTURA.

A estrutura do conversor *Push-Pull* é apresentada na Fig. 2-1.

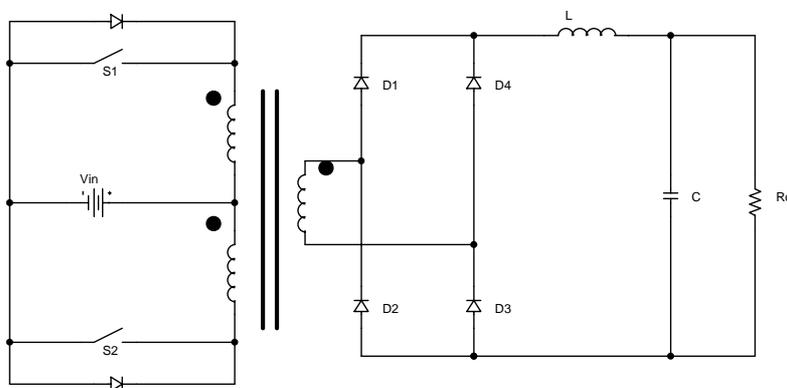


Fig. 2-1-Estrutura do conversor *Push-Pull*.

### 2.3. ETAPAS DE OPERAÇÃO.

As etapas de operação aqui apresentadas são para o modo de condução contínua.

Na primeira etapa de funcionamento o interruptor **S1** está conduzindo, os diodos **D4** e **D2** conduzem a corrente do indutor **L** de filtragem, os diodos **D1** e **D3** estão polarizados reversamente e portanto, bloqueados. Na Fig. 2-2 é apresentado em negrito o caminho da corrente durante a primeira etapa.

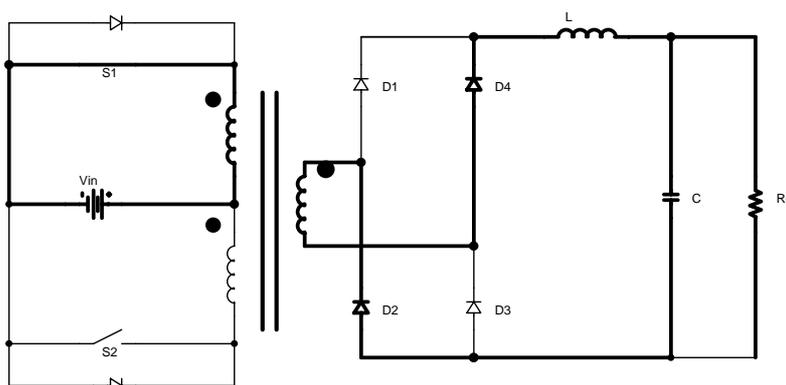


Fig. 2-2-Caminho da corrente na primeira etapa de operação.

Na segunda etapa de operação, os dois interruptores estão bloqueados e os diodos **D1**, **D2**, **D3** e **D4** conduzem a corrente do indutor de filtragem formando assim, uma roda livre. Na Fig. 2-3 é apresentado o caminho da corrente durante a segunda etapa de operação.

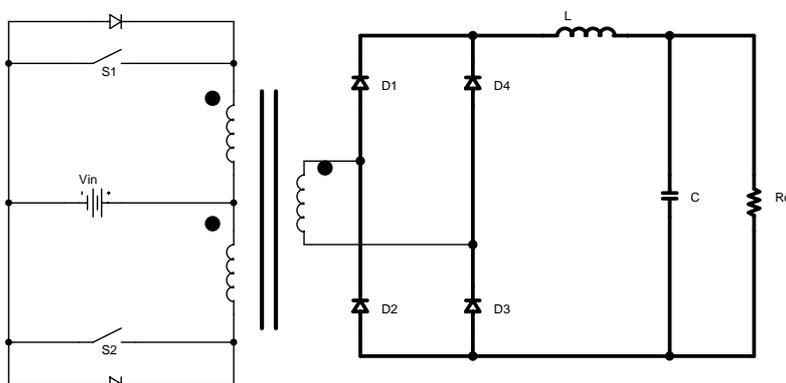
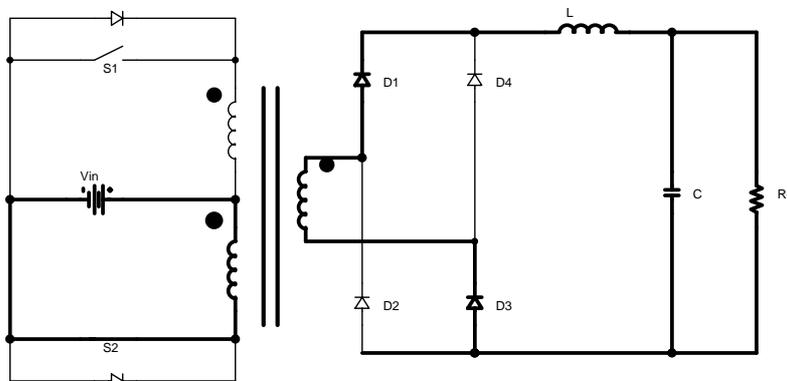


Fig. 2-3-Caminho da corrente durante a segunda etapa de operação.

Na terceira etapa de operação o interruptor **S2** está conduzindo a corrente do primário, os diodos **D1** e **D3** estão conduzindo a corrente do indutor de filtragem, os

diodos **D2** e **D4** estão polarizados reversamente e portanto, bloqueados. Na Fig. 2-4 é apresentado o caminho da corrente durante a terceira etapa de operação.



*Fig. 2-4-Caminho da corrente durante a terceira etapa de operação.*

A quarta e última etapa de operação é idêntica à segunda etapa de operação.

## 2.4. PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA.

A seguir são apresentadas as principais formas de onda do conversor *Push-Pull*. Estas formas de onda são para o regime permanente, com modo de condução contínua do conversor, ou seja, a corrente sobre o indutor de filtragem nunca é nula.

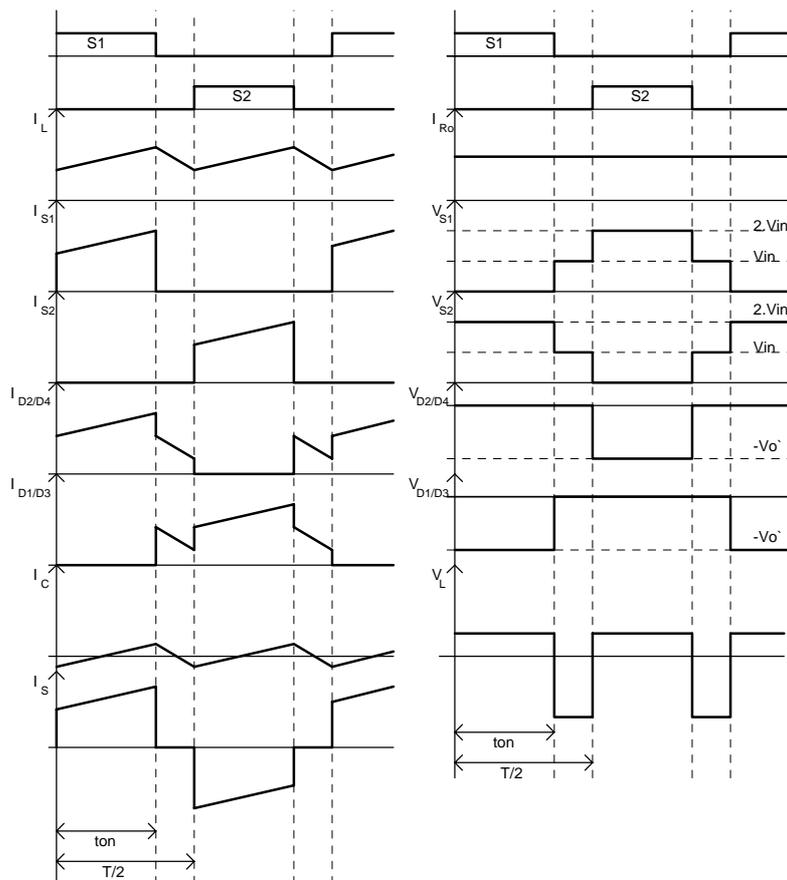


Fig. 2-5-Principais formas de onda do conversor Push-Pull.

## 2.5. ANÁLISE GLOBAL.

A definição da razão cíclica  $D$  em [11] é apresentada na eq. (2.1). A relação de transformação do transformador definida em [11] é apresentada na eq. (2.2).

$$D = \frac{2 \cdot ton}{T} \quad (2.1)$$

ton: tempo de condução de um dos interruptores.

T: período de chaveamento.

$$a = \frac{V_o + V_d \cdot D}{V_{in} \cdot D} \quad (2.2)$$

Vd: tensão direta sobre o diodo.

Vo: tensão de saída do conversor.

O ganho estático do conversor, definido em [11], é apresentado na eq. (2.3).

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D \cdot a \quad (2.3)$$

A partir da dedução seguinte obtém-se a indutância de filtragem.

Sabendo que:

$$V_L = L \cdot \frac{dI_L}{dt} \quad (2.4)$$

Devido à elevada frequência de operação pode-se considerar que:

$$\frac{dI_L}{dt} \approx \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (2.5)$$

Substituindo a eq. (2.5) em (2.4), obtém-se:

$$V_L = \frac{L \cdot \Delta I_L}{\Delta t} \quad (2.6)$$

$\Delta I_L$ : ondulação de corrente no indutor.

Durante o intervalo em que um dos interruptores está conduzindo, tem-se:

$$(V_{in} \cdot a - V_o) = \frac{L \cdot \Delta I_L}{t_{on}} \quad (2.7)$$

$V_{in}$ : tensão de alimentação do conversor.

Substituindo a eq (2.1) em (2.7) e isolando **L**, tem-se:

$$L = \frac{(V_{in} \cdot a - V_o) \cdot D \cdot T}{2 \cdot \Delta I_L} \quad (2.8)$$

Ou, ainda:

$$L = \frac{(V_{in} \cdot a - V_o) \cdot D}{2 \cdot \Delta I_L \cdot fs} \quad (2.9)$$

fs: frequência de chaveamento.

Para se determinar o capacitor de filtragem deve-se fazer algumas suposições, entre elas:

- A componente alternada de corrente sobre o indutor passa totalmente pelo capacitor;
- A forma de onda da ondulação de corrente no capacitor assume-se senoidal.

Assim sendo, tem-se:

$$I_C = \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \text{sen}(2\pi \cdot 2 \cdot fs \cdot t) \quad (2.10)$$

$I_C$ : corrente no capacitor.

Sabendo que:

$$I_C = \frac{C \cdot dV_C}{dt} \quad (2.11)$$

Isolando  $dV_C$  na eq. (2.11) e aplicando a integral indefinida, obtém-se:

$$\int dV_C = \frac{1}{C} \cdot \int \Delta I_L \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot fs \cdot t) dt \quad (2.12)$$

Resolvendo (2.12), tem-se:

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \cdot \frac{\Delta I_L}{8 \cdot \pi \cdot fs} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot fs \cdot t) \quad (2.13)$$

$\Delta V_C$ : ondulação de tensão no capacitor.

Da eq. (2.13) apenas a amplitude da função é de interesse. Sabendo-se que a ondulação de tensão sobre o capacitor é duas vezes a amplitude da função, tem-se:

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \cdot \frac{\Delta I_L}{4 \cdot \pi \cdot fs} \quad (2.14)$$

Isolando-se  $C$  na eq. (2.14) obtém-se o valor do capacitor:

$$C = \frac{\Delta I_L}{4 \cdot \pi \cdot fs \cdot \Delta V_C} \quad (2.15)$$

Devido a não idealidade do capacitor, este apresenta uma resistência interna não nula. O efeito desta resistência é predominante na ondulação de tensão na carga, assim sendo o capacitor de filtragem deve ser definido pela sua resistência interna, também conhecida como **RSE**. A **RSE** máxima é definida em [11] e apresentada na eq. (2.16).

$$RSE = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} \quad (2.16)$$

RSE: resistência série equivalente do capacitor.

## 2.6. ESFORÇOS NOS COMPONENTES.

Com a finalidade de se dimensionar os componentes semicondutores, bitola de fios para os enrolamentos tanto do transformador como do indutor, e tamanho dos elementos magnéticos, se faz necessário a determinação dos esforços sobre estes.

Para se determinar os esforços nos componentes será considerada a corrente sobre o indutor ausente de ondulação, de forma a simplificar a análise.

### 2.6.1. CORRENTE MÉDIA NA CARGA.

A corrente média na carga é obtida por:

$$I_o = \frac{P_{out}}{V_o} \quad (2.17)$$

### 2.6.2. CORRENTE MÁXIMA NOS INTERRUPTORES.

Desprezando a ondulação de corrente no indutor de filtragem e fazendo uso das formas de onda apresentadas na Fig. 2-5, a corrente máxima sobre os interruptores é definida como sendo:

$$I_{M \max} = \frac{I_o \cdot a}{\eta} \quad (2.18)$$

$\eta$ : rendimento teórico da estrutura.

### 2.6.3. CORRENTE EFICAZ NOS INTERRUPTORES.

A partir da forma de onda da corrente no interruptor apresentada na Fig. 2-5 pode-se determinar a corrente eficaz no interruptor como sendo:

$$I_{Mef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{ton} \left( \frac{a \cdot I_o}{\eta} \right)^2 \cdot dt} \quad (2.19)$$

Resolvendo a eq. (2.19) obtém-se:

$$I_{Mef} = \frac{I_o \cdot a}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{D}{2}} \quad (2.20)$$

### 2.6.4. TENSÃO MÁXIMA SOBRE OS INTERRUPTORES.

Pela análise da Fig. 2-5 observa-se que a tensão máxima sobre o interruptor é:

$$V_{M \max} = 2 \cdot V_{in} \quad (2.21)$$

### 2.6.5. PERDAS NOS INTERRUPTORES.

As perdas nos interruptores são de duas naturezas, por condução e comutação. A primeira é devido à resistência de condução do interruptor (MOSFET) e é definida na eq. (2.22).

$$P_{condM} = R_{ds} \cdot I_{Mef}^2 \quad (2.22)$$

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

As perdas por comutação são devido a presença de corrente e tensão sobre o interruptor durante a entrada em condução e o bloqueio. Esta é definida em [11] e reescrita na eq. (2.23).

$$P_{comM} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{Mmax} \cdot Vin \quad (2.23)$$

$t_r$ : tempo necessário para o MOSFET entrar em condução.

$t_f$ : tempo necessário para o MOSFET bloquear.

A perda total no MOSFET é a soma das perdas no mesmo. Esta é definida como sendo:

$$P_{totalM} = P_{condM} + P_{comM} \quad (2.24)$$

### 2.6.6. CORRENTE EFICAZ NOS ENROLAMENTOS DO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR.

A corrente eficaz sobre o primário do transformador é igual a corrente eficaz sobre os interruptores. Seu valor é obtido a partir da eq. (2.20).

### 2.6.7. CORRENTE MÁXIMA SOBRE OS DIODOS.

Desprezando a ondulação de corrente no indutor de filtragem, a corrente máxima sobre os diodos é obtida a partir da eq. (2.25).

$$I_{D\max} = I_o \quad (2.25)$$

### 2.6.8. CORRENTE MÉDIA SOBRE OS DIODOS.

A partir da análise da forma de onda da corrente sobre os diodos da Fig. 2-5, deduz-se:

$$I_{Dmed} = \frac{1}{T} \left( \int_0^{ton} I_o \cdot dt + \int_{ton}^{\frac{T}{2}} \frac{I_o}{2} \cdot dt + \int_{\frac{T}{2}}^T \frac{I_o}{2} \cdot dt \right) \quad (2.26)$$

Resolvendo-se a eq. (2.26) obtém-se o valor da corrente média sobre o diodo.

$$I_{Dmed} = \frac{I_o}{2} \quad (2.27)$$

### 2.6.9. TENSÃO REVERSA MÁXIMA SOBRE OS DIODOS.

A análise da Fig. 2-5 permite afirmar que a tensão reversa máxima sobre os diodos será:

$$V_{D\max} = Vin \cdot a \quad (2.28)$$

### 2.6.10. PERDAS NOS DIODOS.

As perdas nos diodos são provenientes da condução e do bloqueio do mesmo.

A perda por condução é definida em [11] e reescrita na eq. (2.29).

$$P_{condD} = V_d \cdot I_{Dmed} \quad (2.29)$$

$V_d$ : tensão direta de condução no diodo.

A perda no bloqueio é definida em [11] e apresentada na eq. (2.30).

$$P_{comD} = \frac{1}{2} V_o \cdot I_{DRmax} \cdot t_{rr} \cdot fs \quad (2.30)$$

$t_{rr}$ : tempo de recuperação reversa do diodo.

$I_{DRmax}$ : corrente de recuperação reversa máxima.

A perda total no diodo é definida por:

$$P_{totalD} = P_{condD} + P_{comD} \quad (2.31)$$

### 2.6.11. CORRENTE EFICAZ NO ENROLAMENTO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR.

A partir da análise da forma de onda da corrente no secundário do transformador presente na Fig. 2-5, obtém-se a eq. (2.32).

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_0^{ton} I_o^2 \cdot dt} \quad (2.32)$$

Resolvendo-se a eq. (2.32), determina-se a corrente eficaz no secundário do transformador como sendo:

$$I_{Sef} = I_o \cdot \sqrt{D} \quad (2.33)$$

### 2.6.12. CORRENTE EFICAZ NO CAPACITOR DE FILTRAGEM.

Para o calculo da corrente eficaz sobre o capacitor será feita as mesmas considerações do item 2.5. Por tanto tem-se:

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left( \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \text{sen}(\sigma) d\sigma \right)^2} \quad (2.34)$$

Resolvendo a eq. (2.34), obtém-se:

$$I_{Cef} = \frac{\Delta I_L}{2 \cdot \sqrt{2}} \quad (2.35)$$

### **2.6.13. PERDA NO CAPACITOR DE FILTRAGEM.**

A perda no capacitor de filtragem é proveniente da sua resistência interna (RSE). Esta perda é obtida por:

$$P_C = I_{Cef}^2 \cdot RSE \quad (2.36)$$

RSE: resistência série equivalente.

### **2.6.14. CORRENTE EFICAZ NO INDUTOR DE FILTRAGEM.**

A corrente eficaz no indutor de filtragem pode ser aproximada da corrente média na carga. Esta aproximação é válida pois a ondulação de corrente sobre o indutor é muito pequena e pode ser desconsiderada. Assim sendo a corrente eficaz é:

$$I_{Lef} = I_o \quad (2.37)$$

## **2.7. PROJETO DOS MAGNÉTICOS.**

O projeto dos elementos magnéticos tem por objetivo definir o tamanho do elemento magnético a ser utilizado, número de espiras de cada enrolamento e a bitola do fio. Estas incógnitas são obtidas de forma a se evitar a saturação do elemento magnético, limitar o aquecimento e possibilitar a passagem da corrente desejada.

### 2.7.1. TRANSFORMADOR.

O transformador do conversor *Push-Pull* deve ser projetado levando em consideração que, devido a impossibilidade de bloquear a componente DC sobre o primário, este não deve saturar. Para evitar a saturação do transformador deve-se adotar um valor baixo de densidade de fluxo magnético no núcleo e utilizar um pequeno entreferro, que deve ser ajustado em bancada.

Sabendo que a tensão induzida é:

$$V_{in} = n \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (2.38)$$

n: numero de espiras.

$d\phi/dt$ : variação do fluxo magnético.

E tendo que a densidade de fluxo magnético é:

$$B = \frac{\phi}{Ae} \quad (2.39)$$

Ae: área da perna central do elemento magnético.

Substituindo (2.39) em (2.38) e assumindo que a derivada pode ser considerada uma variação( $\Delta$ ), tem-se:

$$V_{in} = n \cdot \frac{\Delta B}{\Delta t} \cdot Ae \quad (2.40)$$

$\Delta t$ : tempo em que existe fluxo (ton).

Sabendo que  $\Delta t$  é igual a **ton**, substituindo (2.1) em (2.40) e isolando **Ae**, tem-se:

$$Ae = \frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot n \cdot fs \cdot \Delta B} \quad (2.41)$$

A partir da eq. (2.41) define-se a área da perna central em função dos parâmetros, a seguir se definirá a área da janela em função dos enrolamentos do transformador.

Tendo que:

$$A_p = \frac{n \cdot I_{p_{ef}}}{J} \quad (2.42)$$

$A_p$ : área ocupada pelo primário.

$I_{p_{ef}}$ : corrente eficaz no primário.

$J$ : densidade de corrente ( $A/cm^2$ ).

E, sabendo que:

$$A_p = A_w \cdot K_w \cdot K_p \quad (2.43)$$

$A_w$ : área total da janela.

$K_w$ : fator de ocupação da janela.

$K_p$ : fator de ocupação do primário.

Substituindo (2.43) em (2.42) e isolando  $A_w$ , obtém-se:

$$A_w = \frac{n \cdot I_{p_{ef}}}{K_w \cdot K_p \cdot J} \quad (2.44)$$

Tendo que:

$$P_{out} = P_{in} \cdot \eta \quad (2.45)$$

E, que:

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_{p_{med}} \quad (2.46)$$

$I_{p_{méd}}$ : corrente média no primário do transformador.

Sabendo que a corrente média no primário é definida por:

$$I_{p_{med}} = \frac{2}{T} \int_0^{t_{on}} a \cdot I_o \cdot dt \quad (2.47)$$

Resolvendo (2.47), tem-se:

$$I_{p_{med}} = a \cdot I_o \cdot D \quad (2.48)$$

Substituindo (2.48) em (2.46):

$$P_{in} = V_{in} \cdot a \cdot I_o \cdot D \quad (2.49)$$

Substituindo (2.49) em (2.45) e isolando  $I_o$ , tem-se:

$$I_o = \frac{P_{out}}{\eta \cdot V_{in} \cdot D} \quad (2.50)$$

A eq. (2.51) define a corrente eficaz no primário:

$$I_{p_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_0^{t_{on}} (a \cdot I_o)^2 \cdot dt} \quad (2.51)$$

Resolvendo (2.51), obtém-se:

$$I_{p_{ef}} = a \cdot I_o \cdot \sqrt{D} \quad (2.52)$$

Substituindo  $I_o$  de (2.52) em (2.50) e isolando  $I_{p_{ef}}$ , tem-se:

$$I_{p_{ef}} = \frac{P_{out}}{\eta \cdot V_{in} \cdot \sqrt{D}} \quad (2.53)$$

Substituindo (2.53) em (2.44), obtém-se:

$$A_w = \frac{n \cdot P_{out}}{K_p \cdot K_w \cdot J \cdot V_{in} \cdot \eta \cdot \sqrt{D}} \quad (2.54)$$

Multiplicando (2.54) por (2.41) e considerando mais 20% da corrente sobre a indutância magnetizante, tem-se:

$$A_e \cdot A_w = \frac{1,2 \cdot P_{out} \cdot \sqrt{D}}{2 \cdot K_p \cdot K_w \cdot J \cdot \Delta B \cdot f_s \cdot \eta} \quad (2.55)$$

Com a eq. (2.55) e fazendo uso de tabelas de fornecedores de elementos magnéticos, é possível escolher o núcleo apropriado para o transformador.

O número de espiras é obtido isolando  $n$  na eq. (2.41).

$$n = \frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot A_e \cdot f_s \cdot \Delta B} \quad (2.56)$$

O número de espiras do secundário é calculado a partir da eq. (2.57):

$$n_s = a \cdot n \quad (2.57)$$

$n_s$ : número de espiras do secundário.

## 2.7.2. INDUTOR.

Partindo da igualdade na eq. (2.58) expressa em [11].

$$\phi = B \cdot A_e = \frac{L \cdot I}{n} \quad (2.58)$$

Isolando  $n$  na eq. (2.58), obtém-se:

$$n = \frac{L \cdot I}{B \cdot A_e} \quad (2.59)$$

Considerando que a densidade de fluxo ( $B$ ) é máxima para a máxima corrente, reescreve-se a eq. (2.59) como:

$$n = \frac{L \cdot I_{sp}}{B_{\max} \cdot Ae} \quad (2.60)$$

Sabendo que:

$$Ap = Kw \cdot Aw \quad (2.61)$$

Substituindo (2.61) em (2.42) e isolando  $Aw$ , tem-se:

$$Aw = \frac{I_{ef} \cdot n}{J \cdot Kw} \quad (2.62)$$

Multiplicando eq. (2.60) por (2.62), tem-se:

$$Ae \cdot Aw = \frac{I_{sp} \cdot I_{ef} \cdot L}{Kw \cdot J \cdot B_{\max}} \quad (2.63)$$

Considerando que a ondulação de corrente sobre o indutor é pequena, pode-se afirmar que:

$$I_{ef} = I_{sp} \cdot \sqrt{D} \quad (2.64)$$

Reescrevendo a eq. (2.63), obtém-se:

$$Ae \cdot Aw = \frac{I_{sp}^2 \cdot L \cdot \sqrt{D}}{Kw \cdot J \cdot B_{\max}} \quad (2.65)$$

A partir da eq. (2.65), e fazendo uso de tabela de fabricantes de magnéticos, é possível definir o elemento magnético a ser utilizado no projeto.

### 2.7.3. POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO.

Este procedimento tem por finalidade verificar a possibilidade de se acomodar todos os enrolamentos na área da janela do núcleo disponível. Este procedimento é aplicável tanto para os transformadores quanto para os indutores.

Para a área total ocupada temos;

$$A_{w_{utilizada}} = \frac{1}{K_w} \cdot \sum_{e=1}^j n_e \cdot n_{condutores} \cdot S_{efio} \quad (2.66)$$

j: número de enrolamentos.

$N_e$ : número de espiras.

$S_{efio}$ : área do fio condutor utilizado.

$n_{condutores}$ : número de condutores em paralelo.

Para se acomodar os enrolamentos na área de janela de núcleo disponível, a relação (2.67) deve ser menor que 1.

$$\frac{A_{w_{utilizada}}}{A_w} \quad (2.67)$$

### 2.7.4. CÁLCULO TÉRMICO.

O cálculo térmico objetiva-se a determinar a elevação de temperatura do elemento magnético. Para isto são levadas em consideração, as perdas nos enrolamentos devido a resistência de condução do cobre, acrescida das perdas magnéticas no núcleo.

A equação que define as perdas magnéticas, bem como a que define a elevação de temperatura, foram obtidas empiricamente pela fabricante *MAGNETICS* para seus núcleos.

O comprimento total do condutor de cobre é:

$$l_{chicote} = n \cdot l_{medio} \quad (2.68)$$

$l_{medio}$ : comprimento médio de uma espira

A resistência do enrolamento de cobre é:

$$R_{cobre} = \frac{R_{fio} \cdot l_{chicote}}{n_{condutores}} \quad (2.69)$$

$R_{fio}$ : resistência de condução do fio de cobre.

A potência dissipada no fio de cobre é definida como:

$$P_{cobre} = R_{cobre} \cdot I_{ef}^2 \quad (2.70)$$

$I_{ef}$ : corrente eficaz no enrolamento de cobre.

A perda no núcleo é obtida em [11] e reescrita na eq. (2.71).

$$P_{nucleo} = (\Delta B)^{2.4} \cdot (Kh \cdot fs + Kf \cdot fs^2) \cdot V_{nucleo} \quad (2.71)$$

$V_{nucleo}$ : volume do núcleo.

$Kh$ : coeficiente de perdas por histerese.

$Kf$ : coeficiente de perdas por correntes parasitas.

A resistência térmica do núcleo é obtida por:

$$R_{nucleo} = 23 \cdot (Ae \cdot Aw)^{-0.37} \quad (2.72)$$

A elevação de temperatura é obtida por:

$$\Delta T = (P_{cobre} + P_{nucleo}) \cdot R_{nucleo} \quad (2.73)$$

### 2.7.5. DETERMINAÇÃO DA BITOLA DOS CONDUTORES.

Para se determinar os condutores a serem utilizados, deve-se considerar o efeito *Skin*. Este efeito caracteriza-se por causar uma distribuição não uniforme da corrente no condutor, quando em frequência elevada. O efeito é intensificado com o aumento da frequência.

A eq. (2.74) determina a máxima penetração da corrente no cobre, em função da frequência.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{fs}} \quad (2.74)$$

Fazendo uso da eq. (2.74) e utilizando tabelas de fios esmaltados de fornecedores, determina-se a bitola do fio de cobre.

A área de fio, necessária para conduzir a corrente eficaz, é obtida a partir da eq. (2.75).

$$A_{cobre} = \frac{I_{ef}}{J} \quad (2.75)$$

$A_{cobre}$ : área total de cobre necessária.

A eq. (2.76) determina o número de condutores em paralelo.

$$n_{condutores} = \frac{A_{cobre}}{A_{fio}} \quad (2.76)$$

$A_{fio}$ ; área do fio escolhido.

## 2.8. PROJETO DOS GRAMPEADORES.

Os circuitos grampeadores têm por finalidade evitar sobre-tensões destrutivas sobre os semicondutores. Estas sobre-tensões são causadas principalmente pela existência de uma indutância de dispersão no primário e secundário do transformador. Na Fig. 2-6 é apresentado o circuito grampeador para o primário. Na Fig. 2-7 é apresentado o circuito grampeador para o secundário.

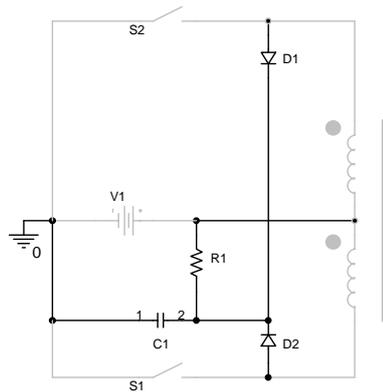


Fig. 2-6-Circuito grampeador dos interruptores.

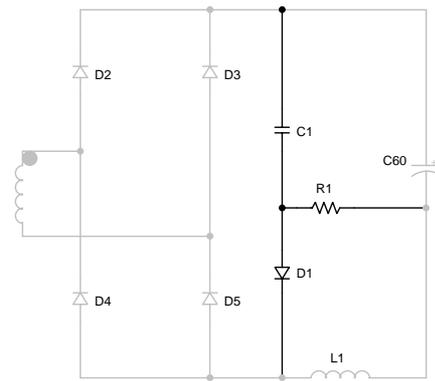


Fig. 2-7-Circuito grampeador dos diodos retificadores.

A seguir é apresentado o equacionamento para obtenção dos parâmetros dos grampeadores.

Sabendo que a energia no indutor é dada por:

$$E_L = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_L^2 \quad (2.77)$$

E que a energia no capacitor é dada por:

$$E_C = \frac{1}{2} \cdot C \cdot \Delta V_C^2 \quad (2.78)$$

Supondo que, durante a carga do capacitor, a energia proveniente da indutância de dispersão é toda acrescida ao capacitor, pode-se igualar as equações (2.77) e (2.78). Isolando C na equação resultante, obtém-se:

$$C_1 = \frac{L_D \cdot I_L^2}{\Delta V_C^2} \quad (2.79)$$

$C_1$ : capacitor do grampeador.

$L_D$ : indutância de dispersão do transformador.

Tendo que a potência dissipada no resistor é:

$$P(t) = \frac{V_R(t)}{R_1} \quad (2.80)$$

A tensão sobre o resistor para o grampeador no primário é:

$$V_R(t) = V_C - V_{in} \quad (2.81)$$

A energia sobre o resistor é obtida por:

$$E_R = \frac{V_R^2}{R_1} \cdot \Delta t \quad (2.82)$$

Substituindo a eq. (2.81) na eq. (2.82), obtém-se:

$$E_R = \frac{(V_C - V_{in})^2}{R_1} \cdot \Delta t \quad (2.83)$$

Durante a etapa de descarga do capacitor, parte da energia deste é dissipada no resistor e parte retorna para a fonte. Durante esta etapa tem-se:

$$E_C = E_R + E_{V_{in}} \quad (2.84)$$

Sabendo que a energia no capacitor é igual a energia sobre o indutor, pode-se substituir a eq. (2.77) na eq. (2.84).

$$\frac{1}{2} \cdot L_D \cdot I_L^2 = E_R + E_{V_{in}} \quad (2.85)$$

Considerando que a tensão sobre o capacitor é constantes, a energia devolvida para a fonte **V<sub>in</sub>** pode ser obtida por:

$$E_{vin} = \frac{[Vin \cdot (Vc - Vin)] \cdot \Delta t}{R_1} \quad (2.86)$$

Substituindo as eqs.(2.86) e (2.83) na eq. (2.85), tem-se:

$$\frac{1}{2} \cdot L_D \cdot I_L^2 = \frac{[(Vc - Vin)^2] \cdot \Delta t}{R_1} + \frac{[Vin \cdot (Vc - Vin)] \cdot \Delta t}{R_1} \quad (2.87)$$

O intervalo de tempo  $\Delta t$  é o intervalo durante o qual ocorre a descarga do capacitor. Isto ocorre durante o tempo no qual um dos interruptores está conduzindo. Neste caso equivale a **ton**. Isolando **ton** na eq. (2.1), tem-se:

$$ton = \frac{D \cdot T}{2} \quad (2.88)$$

Substituindo a eq. (2.88) na eq. (2.87) e isolando  $R_1$ , obtém-se:

$$R_1 = \frac{Vc \cdot (Vc - Vin) \cdot D}{L_D \cdot I_L^2 \cdot fs} \quad (2.89)$$

Para determinar o resistor para o grampeador no secundário basta substituir a tensão **Vin** por **Vo**. Reescrevendo a eq. (2.89), obtém-se:

$$R_1 = \frac{Vc \cdot (Vc - Vo) \cdot D}{L_D \cdot I_L^2 \cdot fs} \quad (2.90)$$

Os valores obtidos para o capacitor e resistor servem como um ponto de partida. Um possível ajuste nestes valores deve ser feito a partir de simulação numérica e posteriormente em bancada.

## 2.9. CÁLCULO DO DISSIPADOR.

O dissipador utilizado será uma peça única onde todos os semicondutores de potência estarão afixados. Por este motivo a determinação o equacionamento e obtenção da resistência térmica máxima deste será apresentado no Capítulo 3.

## 2.10. MODELAGEM DO CONVERSOR.

A modelagem do conversor tem por objetivo a obtenção da função de transferência do conversor. A função de transferência é definida como a razão da transformada de *Laplace* da saída para a transformada de *Laplace* da entrada [14], assumindo todas as condições iniciais nulas. Sua aplicação é restrita a sistemas lineares e invariante no tempo [13].

### 2.10.1. MODELAGEM VO/D.

A modelagem da tensão de saída ( $V_o$ ) pela razão cíclica ( $D$ ), tem por objetivo determinar a relação entre a tensão de saída com a razão cíclica.

Uma vez obtida a função de transferência, é possível projetar um compensador de tensão, de forma a melhorar a resposta transitória do conversor a variação de carga e ou tensão de entrada e garantir erro nulo na tensão sobre a carga.

O método proposto em [16] é utilizado para a modelagem do conversor. Neste procedimento algumas simplificações são feitas de forma a se obter um sistema linear e assim obter a função de transferência.

O conversor *Push-Pull* pode ser visto como um conversor *Buck* isolado, onde sobre o filtro de saída tem-se o dobro da frequência de chaveamento. O circuito equivalente do conversor é apresentado na Fig. 2-8.

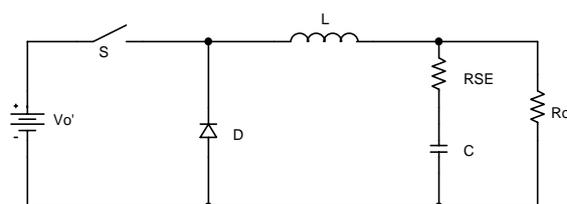


Fig. 2-8-Esquema simplificado do conversor Push-Pull.

A não idealidade do capacitor, ou seja, sua **RSE** será levada em conta na modelagem do conversor.

Durante a primeira etapa de operação, quando o interruptor está conduzindo, têm-se duas equações que definem o comportamento sobre os elementos armazenadores de energia.

Na Fig. 2-9 é mostrado o caminho da corrente nesta primeira etapa.

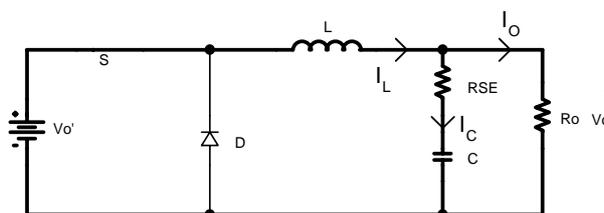


Fig. 2-9-Caminho da corrente durante a primeira etapa de operação.

Para esta etapa de operação, tem-se:

$$V_L(t) = Vo'(t) - Vo(t) \quad (2.91)$$

$$i_C(t) = i_L(t) - \frac{Vo(t)}{Ro} \quad (2.92)$$

$Vo'$ : tensão no secundário do transformador.

Durante a segunda etapa de operação, quando o interruptor está bloqueado e o diodo conduz, têm-se as eqs. (2.93) e (2.94).

Na Fig. 2-10 tem-se o caminho da corrente no circuito.

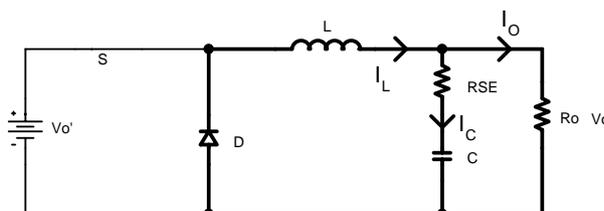


Fig. 2-10-Caminho da corrente durante a segunda etapa de operação.

$$V_L(t) = -Vo(t) \quad (2.93)$$

$$i_C(t) = i_L(t) - \frac{V_o(t)}{R_o} \quad (2.94)$$

Calculando o valor médio da tensão sobre o indutor durante um período de chaveamento, tem-se:

$$\langle V_L(t) \rangle = \frac{1}{T} \cdot \int V_L(t) dt = \frac{2}{T} \cdot \left[ \int_0^{ton} (V_o'(t) - V_o(t)) \cdot dt - \int_{ton}^T V_o(t) \cdot dt \right] \quad (2.95)$$

Resolvendo a eq. (2.95), obtém-se:

$$\langle V_L(t) \rangle = V_o'(t) \cdot d(t) - V_o(t) \quad (2.96)$$

Tendo que:

$$\langle V_L(t) \rangle = L \cdot \frac{d \langle i_L(t) \rangle}{dt} \quad (2.97)$$

Substituindo (2.96) em (2.97):

$$L \cdot \frac{d \langle i_L(t) \rangle}{dt} = V_o'(t) \cdot d(t) - V_o(t) \quad (2.98)$$

Aplicando uma perturbação aos termos da eq. (2.98), obtém-se:

$$L \cdot \frac{d \langle I + \hat{i}_L(t) \rangle}{dt} = \left( V_o' + V_o' \hat{t} \right) \cdot \left( d + \hat{d}(t) \right) - \left( V_o + V_o \hat{t} \right) \quad (2.99)$$

Fazendo as devidas multiplicações, reescrevendo apenas os termos de primeira ordem e considerando que a tensão  $V_o'$  não varia, obtém-se:

$$L \cdot \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = V_o' \cdot \hat{d}(t) - V_o(t) \quad (2.100)$$

Calculando a corrente média sobre o capacitor para um período de chaveamento, tem-se:

$$\langle i_C(t) \rangle = \frac{1}{T} \cdot \int i_C(t) \cdot dt = \frac{2}{T} \cdot \left[ \int_0^{ton} \left( i_L(t) - \frac{V_o(t)}{R_o} \right) \cdot dt + \int_{ton}^T \left( i_L(t) - \frac{V_o(t)}{R_o} \right) \cdot dt \right] \quad (2.101)$$

Resolvendo a eq. (2.101):

$$\langle i_C(t) \rangle = i_L(t) - \frac{V_o(t)}{R_o} \quad (2.102)$$

Tendo que:

$$\langle i_C(t) \rangle = C \cdot \frac{d\langle V_C(t) \rangle}{dt} \quad (2.103)$$

Substituindo (2.103) em (2.102), tem-se:

$$C \cdot \frac{d\langle V_C(t) \rangle}{dt} = i_L(t) - \frac{V_o(t)}{R_o} \quad (2.104)$$

Aplicando a perturbação aos termos da eq. (2.104), tem-se:

$$C \cdot \frac{d\langle V_C(t) + V_C \rangle}{dt} = \left( i_L(t) + i_L \right) - \frac{\left( V_o(t) + V_o \right)}{R_o} \quad (2.105)$$

Fazendo as devidas multiplicações e reescrevendo apenas os termos de primeira ordem, obtém-se:

$$C \cdot \frac{d\langle \hat{V}_C(t) \rangle}{dt} = \hat{i}_L(t) - \frac{\hat{V}_O(t)}{R_o} \quad (2.106)$$

Aplicando a transformada de *Laplace* nas eqs.(2.100) e (2.106), obtém-se:

$$s \cdot L \cdot I_L(s) = V_o' \cdot d(s) - V_o(s) \quad (2.107)$$

$$s \cdot C \cdot V_C(s) = I_L(s) - \frac{V_o(s)}{R_o} \quad (2.108)$$

Sabendo que:

$$V_o' = \frac{V_o}{D} \quad (2.109)$$

Substituindo (2.109) em (2.107), tem-se:

$$s \cdot L \cdot I_L(s) = \frac{V_o}{D} \cdot d(s) - V_o(s) \quad (2.110)$$

Analisando o circuito da Fig. 2-11, obtém-se a relação de **Vc** por **Vout**.

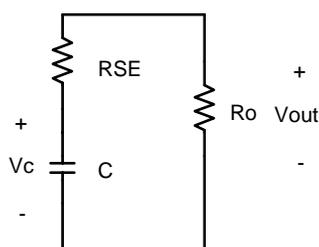


Fig. 2-11-Circuito equivalente considerando a RSE.

$$V_{out}(t) = RSE \cdot C \cdot \frac{dV_C(t)}{dt} + V_C(t) \quad (2.111)$$

Aplicando a transformada de *Laplace* em (2.111) e isolado **Vc**, obtém-se:

$$V_c(s) = \frac{V_o(s)}{1 + s \cdot RSE \cdot C} \quad (2.112)$$

Substituindo (2.112) em (2.108) e isolando  $I_L(s)$ , tem-se:

$$I_L(s) = \frac{s \cdot C \cdot V_o(s)}{1 + s \cdot RSE \cdot C} + \frac{V_o(s)}{R_o} \quad (2.113)$$

Substituindo (2.113) em (2.110) e isolando  $V_{out}(s)/d(s)$ , obtém-se:

$$\frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{V_o \cdot R_o \cdot (1 + s \cdot RSE \cdot C)}{s^2 \cdot (L \cdot C \cdot R_o + L \cdot C \cdot RSE) \cdot D + s \cdot (L + RSE \cdot R_o \cdot C) \cdot D + R_o \cdot D} \quad (2.114)$$

A eq. (2.114) representa a função de transferência de  $V_o(s)/d(s)$  do conversor *Push-Pull*.

## 2.10.2. MODELAGEM $I_L/D$ .

A modelagem da corrente de saída ( $I_L$ ) pela razão cíclica ( $D$ ), tem por objetivo determinar a relação entre a corrente sobre o indutor do filtro, pela razão cíclica.

Uma vez obtida a função de transferência, é possível projetar um compensador de corrente de forma a controlar a corrente entregue a carga, evitando assim a destruição do conversor.

Reescrevendo a eq. (2.110), isolando  $V_o(s)$ , tem-se:

$$V_o(s) = \frac{V_o}{D} \cdot d(s) - s \cdot L \cdot I_L(s) \quad (2.115)$$

Reescrevendo (2.113), tem-se:

$$I_L(s) = \frac{s \cdot C \cdot V_o(s)}{1 + s \cdot RSE \cdot C} + \frac{V_o(s)}{R_o} \quad (2.116)$$

Substituindo (2.115) em (2.116) e isolando  $I_L(s)/d(s)$ , obtém-se:

$$\frac{I_L(s)}{d(s)} = \frac{V_o}{D} \cdot \left[ \frac{s \cdot C \cdot (RSE + Ro) + 1}{s^2 \cdot L \cdot C \cdot (RSE + Ro) + s \cdot (L + C \cdot R \cdot RSE) + Ro} \right] \quad (2.117)$$

A eq. (2.117) representa a função de transferência de  $I_L(s)/d(s)$  do conversor *Push-Pull*.

## 2.11. PROJETO DO CONVERSOR *PUSH-PULL*.

A partir das especificações de projeto desejado e utilizando as equações deduzidas anteriormente, será apresentado o projeto do conversor *Push-Pull*.

### 2.11.1. ESPECIFICAÇÕES.

As especificações têm por finalidade definir as incógnitas necessárias para a definição de todos os componentes do conversor. Elas serão apresentadas abaixo.

- Potência de saída:  $P_{out}=1170W$ ;
- Tensão de saída:  $V_{out}=200V$ ;
- Ondulação da tensão de saída:  $\Delta V_{out}=0,1\%$ ;
- Ondulação da corrente de saída:  $\Delta I_o=25\%$ ;
- Tensão de entrada:  $V_{in}=30V$ ;
- Variação da tensão de entrada:  $\Delta V_{in}=6V$ ;
- Frequência de chaveamento:  $f_s=25kHz$ ;
- Razão cíclica máxima:  $D=0,845$ ;
- Rendimento teórico:  $\eta=0,85$ ;
- Queda de tensão sobre os diodos:  $V_d=1V$ .

### 2.11.2. PROJETO.

A corrente média na carga é obtida por (2.17):

$$I_o = \frac{P_{out}}{V_{out}} = \frac{1170W}{200V} = 5,85A \quad (2.118)$$

A relação de transformação é definida por (2.2). A tensão de entrada **V<sub>in</sub>**, deve ser o valor mínimo:

$$a = \frac{V_o + V_d \cdot D}{V_{in} \cdot D} = \frac{200V + 1V \cdot 0,845}{(30V - 6V) \cdot 0,845} = 9,94 \quad (2.119)$$

A corrente máxima sobre os interruptores é definida por (2.18):

$$I_{M_{max}} = \frac{I_o \cdot a}{\eta} = \frac{5,85A \cdot 9,94}{0,85} = 68,41A \quad (2.120)$$

A corrente eficaz em cada interruptor é obtida por (2.20):

$$I_{M_{ef}} = \frac{I_o \cdot a}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{D}{2}} = \frac{5,85A \cdot 9,94}{0,85} \cdot \sqrt{\frac{0,845}{2}} = 44,5A \quad (2.121)$$

A tensão reversa sobre os interruptores é obtida por (2.21):

$$V_{M_{max}} = 2 \cdot V_{in} = 2 \cdot (30V + 6V) = 72V \quad (2.122)$$

O interruptor escolhido é o **IRFB33N15D**. Como sua capacidade de corrente é menor que a necessária, optou-se por utilizar quatro interruptores em paralelo. As principais características deste interruptor são apresentadas na Tabela 2-1.

Para a determinação de perdas será considerado que a corrente se distribui igualmente nos interruptores.

O tempo de entrada em condução e bloqueio do MOSFET é definido pelo *driver* de comando, este tempo é assumido como sendo de 400ns.

A potencia dissipada na condução é obtida pela eq. (2.22):

$$P_{condM} = R_{ds} \cdot I_{Mef}^2 = 0,112\Omega \cdot \left(\frac{44,5A}{4}\right)^2 = 13,86W \quad (2.123)$$

A potência dissipada durante a comutação é obtida por (2.23):

$$P_{comM} = \frac{fs}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{Mmax} \cdot Vin = \quad (2.124)$$

$$\frac{25kHz}{2} \cdot (400ns + 400ns) \cdot \frac{68,41A}{4} \cdot (24V) = 4,10W$$

<b>Especificação do interruptor IRFB33N15D</b>	<b>Valor</b>
Máxima tensão direta	150V
Máxima corrente média	33A
trr	38ns
tff	21ns
Carga total do <i>gate</i>	90nC
Resistência de condução(R <sub>ds<sub>on</sub></sub> )/100°C	112mΩ
Resistência térmica (R <sub>th<sub>jc</sub></sub> )	0,9°C/W
Resistência térmica (R <sub>th<sub>ja</sub></sub> )	62°C/W

*Tabela 2-1-Principais especificações do interruptor IRFB33N15D.*

A potência total dissipada no MOSFET é obtida por (2.24):

$$P_{totalM} = P_{condM} + P_{comM} = 13,86W + 4,10W = 17,96W \quad (2.125)$$

A corrente máxima nos diodos retificadores é obtida por (2.25):

$$I_{Dmax} = Io = 5,85A \quad (2.126)$$

A corrente média sobre cada diodo é calculada por (2.27):

$$I_{Dmed} = \frac{I_o}{2} = \frac{5,85A}{2} = 2,93A \quad (2.127)$$

A tensão reversa máxima sobre os diodos é obtida por (2.28):

$$V_{Dmax} = V_{in} \cdot a = (30V + 6V) \cdot 9,94 = 357,84V \quad (2.128)$$

Com os valores obtidos anteriormente se optou pelo diodo **15ETH06**. As especificações são apresentadas na Tabela 2-2.

Especificação do diodo 15ETH06	Valor
Máxima tensão reversa	600V
Máxima corrente média	15A
Corrente de recuperação reversa	7A
tr	22ns
Tensão direta	1,6V
Resistência térmica (Rth <sub>jc</sub> )	1,3°C/W

*Tabela 2-2-Principais especificações do diodo 15ETH06.*

A potência dissipada devido a condução é obtida por (2.29):

$$P_{condD} = V_d \cdot I_{Dmed} = 1,6V \cdot 2,93A = 4,68W \quad (2.129)$$

A potência dissipada na comutação é obtida por (2.30):

$$P_{comD} = \frac{1}{2} V_{o'} \cdot I_{DRmax} \cdot t_{rr} \cdot fs = \frac{1}{2} \cdot 240V \cdot 7A \cdot 22ns \cdot 25kHz = 0,462W \quad (2.130)$$

A potência total dissipada no diodo é calculada por (2.31):

$$P_{totalD} = P_{condD} + P_{comD} = 0,462W + 4,68W = 5,142W \quad (2.131)$$

➤ **Projeto do Transformador.**

Para a determinação adequada do núcleo a ser utilizado no projeto do transformador será levado em consideração as seguintes especificações:

- Densidade de fluxo máxima:  $B=0,18T$ ;
- Densidade de corrente:  $J=450A/cm^2$ ;
- Fator de ocupação da janela:  $Kw=0,4$ ;
- Fator de ocupação do primário:  $Kp=0,5$ .

A partir do valor de  $AeAw$  obtido na eq. (2.132), e fazendo uso da tabela de núcleos da *Thornton*, obtém-se o núcleo **EE65/33/26**.

$$Ae \cdot Aw = \frac{1,2 \cdot P_{out} \cdot \sqrt{D}}{2 \cdot Kp \cdot Kw \cdot J \cdot \Delta B \cdot fs \cdot \eta} = \frac{1,2 \cdot 1170W \cdot \sqrt{0,845}}{2 \cdot 0,4 \cdot 0,5 \cdot 450 \frac{A}{cm^2} \cdot 0,36T \cdot 25kHz \cdot 0,85} = 9,37cm^4 \quad (2.132)$$

As especificações deste núcleo são apresentadas na Tabela 2-3.

O número de espiras do primário é obtido na eq. (2.56).

$$n = \frac{Vin \cdot D}{2 \cdot Ae \cdot fs \cdot \Delta B} = \frac{(30V - 6V) \cdot 0,845}{2 \cdot 5,32cm^2 \cdot 25kHz \cdot 0,36T} = 3 \quad (2.133)$$

Devido à elevada corrente no primário, serão utilizados condutores laminares e não circular. Este tipo de condutor melhora o aproveitamento da área da janela. Será escolhido um condutor cuja espessura seja inferior ao dobro da espessura máxima de penetração da corrente no condutor de cobre. A espessura máxima é obtida com o emprego da eq. (2.74).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{fs}} = \frac{7,5}{\sqrt{25kHz}} = 0,047cm \quad (2.134)$$

<b>Especificação do núcleo EE65/33/26</b>	<b>Valor</b>
Produto de áreas(AeAw)	19,68cm <sup>4</sup>
Área da perna central(Ae)	5,32cm <sup>2</sup>
Volume	42,5cm <sup>3</sup>
<b>Especificação do carretel</b>	<b>Valor</b>
Comprimento médio da espira	14,8cm/esp
Área da janela(Aw)	3,7cm <sup>2</sup>

*Tabela 2-3-Especificações do núcleo EE65/33/26.*

Utilizando a eq. (2.75), determina-se a área de cobre necessária.

$$A_{cobre} = \frac{I_{ef}}{J} = \frac{44,5A}{450 \frac{A}{cm^2}} = 0,0989cm^2 \quad (2.135)$$

A lamina utilizada apresenta a espessura de 0,06cm, largura da lâmina será igual a largura da janela do carretel. Desta forma se diminui a densidade de corrente e conseqüentemente as perdas no enrolamento.

Para a lâmina de cobre tem-se:

- Resistividade do cobre:  $\rho_{cobre}=0,0172\Omega mm^2/m.$

A área total da lamina com o isolamento é:

$$S_p = (D_{lam} + D_{isol}) \cdot L_{lam} \quad (2.136)$$

$D_{lam}$ : espessura da lâmina condutora.

$D_{isol}$ : espessura do isolante.

Utilizando-se a eq. (2.136), obtém-se:

$$S_p = (D_{lam} + D_{isol}) \cdot L_{lam} = (0,06cm + 0,01cm) \cdot 3,3cm = 0,231cm^2 \quad (2.137)$$

O número de espiras do secundário é obtido utilizando a eq. (2.57).

$$n_s = a \cdot n = 9,94 \cdot 3 \approx 30 \quad (2.138)$$

Substituindo as variáveis da eq. (2.75), determina-se a área de cobre necessária para o secundário.

$$A_{cobre} = \frac{I_{ef}}{J} = \frac{I_o \cdot \sqrt{D}}{J} = \frac{5,84A \cdot \sqrt{0,845}}{450 \frac{A}{cm^2}} = 0,0119cm^2 \quad (2.139)$$

Utilizando uma tabela de fabricante de fio esmaltado e fazendo uso do resultado obtido na eq. (2.139), encontra-se o fio **AWG15**. Este fio apresenta o raio maior que a espessura de penetração de corrente, mesmo assim será utilizado para o projeto do transformador. Não serão utilizados fios em paralelo devido à reduzida área de janela disponível. As especificações deste condutor são apresentadas na Tabela 2-4.

Especificação do condutor AWG15	Valor
Área de cobre	0,016504cm <sup>2</sup>
Área do fio	0,019021cm <sup>2</sup>
Resistência (Ω/cm) 100°C	0,000140Ω/cm

Tabela 2-4-Especificações do condutor AWG15.

Para verificar a possibilidade de execução do magnético, utiliza-se a eq. (2.66).

$$A_{W_{utilizada}} = \frac{1}{K_W} \cdot \sum_{e=1}^j n_e \cdot n_{condutores} \cdot S_{efio} =$$

$$\frac{1}{0,4} (3 \cdot 1 \cdot 0,231cm^2 + 3 \cdot 1 \cdot 0,231cm^2 + 30 \cdot 1 \cdot 0,019021cm^2) = 4,89cm^2 \quad (2.140)$$

Utilizando a eq. (2.67), tem-se:

$$\frac{A_{W_{utilizado}}}{A_W} = \frac{4,89}{3,7} = 1,32 \quad (2.141)$$

O fator obtido em (2.141) é maior que a unidade, mesmo assim foi possível construir o transformador. Esta imprecisão é devido ao valor empírico adotado para Kw, que é muito conservador.

Para se obter a potência dissipada no núcleo utiliza-se a eq. (2.71). As constantes utilizadas na equação são determinadas pelo tipo de material utilizado, neste caso valem:

$$K_h = 4 \cdot 10^{-5};$$

$$K_f = 4 \cdot 10^{-10}.$$

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

$$(0,36T)^{2,4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 25kHz + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (25kHz)^2) \cdot 42,5cm^3 = 4,57W \quad (2.142)$$

Utiliza-se a eq. (2.143) para obter a resistência do condutor.

$$R_p = \frac{\rho_{cobre} \cdot n \cdot l_T}{D_{lam} \cdot L_{lam}} \quad (2.143)$$

Substituindo as variáveis na eq. (2.143), tem-se:

$$R_p = \frac{\rho_{cobre} \cdot n \cdot l_T}{D_{lam} \cdot L_{lam}} = \frac{0,0172 \frac{\Omega \cdot mm^2}{m} \cdot 3 \cdot 14,8 \cdot 10^{-2} m}{0,06cm \cdot 3,33cm} = 3,822 \cdot 10^{-4} \Omega \quad (2.144)$$

A eq. (2.70) determina a potência dissipada no enrolamento primário.

$$P_{P_{cobre}} = R_{cobre} \cdot I_{ef}^2 = 3,822 \cdot 10^{-4} \Omega \cdot 44,5 A^2 = 0,757 W \quad (2.145)$$

Para se determinar a potência dissipada no enrolamento secundário, deve-se primeiramente calcular o comprimento total do enrolamento por (2.68).

$$l_{chicote} = n \cdot l_T = 30 \cdot 14,8 cm = 444 cm \quad (2.146)$$

Posteriormente calcula-se a resistência do enrolamento aplicando (2.69).

$$R_{cobre} = \frac{R_{fio} \cdot l_{chicote}}{n_{condutores}} = \frac{0,000140 \Omega \cdot 444 cm}{1} = 0,06216 \Omega \quad (2.147)$$

A corrente eficaz no enrolamento secundário é obtida aplicando a eq. (2.33).

$$I_{Sef} = I_o \cdot \sqrt{D} = 5,85 \cdot \sqrt{0,845} = 5,37 A \quad (2.148)$$

A potência dissipada no enrolamento é obtida aplicando (2.70) :

$$P_{S_{cobre}} = R_{cobre} \cdot I_{ef}^2 = 0,06216 \cdot 5,37^2 = 1,79 W \quad (2.149)$$

A perda total no cobre é:

$$P_{cobre} = P_{P_{cobre}} + P_{S_{cobre}} = 0,756 W + 1,79 W = 2,54 W \quad (2.150)$$

A resistência térmica do transformador é obtida por (2.72).

$$R_{nucleo} = 23 \cdot (Ae \cdot Aw)^{-0,37} = 23 \cdot (8,85 cm^4)^{-0,37} = 10,26 \frac{^{\circ}C}{W} \quad (2.151)$$

A elevação de temperatura do transformador é obtida por (2.73).

$$\Delta T = (P_{cobre} + P_{nucleo}) \cdot R_{nucleo} = (2,54W + 4,57W) \cdot 10,26 \frac{^{\circ}C}{W} = 73,04^{\circ}C \quad (2.152)$$

Após a construção do transformador mediu-se os valores da indutância de dispersão no primário e secundário do transformador. Os valores obtidos foram:  $L_{Dp}=0.1\mu H$  e  $L_{Ds}=12.5\mu H$ .

### ➤ Projeto do Indutor.

Para se obter a indutância do indutor de filtragem, aplica-se a eq. (2.9).

$$L = \frac{(V_{in} \cdot a - V_o) \cdot D}{2 \Delta I_L \cdot f_s} = \frac{(24V \cdot 10 - 200V) 0,845}{2 \cdot (25\% \cdot 5,85A) \cdot 25kHz} = 462,2\mu H \quad (2.153)$$

Para o cálculo do indutor admite-se uma densidade de fluxo máxima ( $B_{max}$ ) igual a 0,25T. A metodologia de projeto do indutor é baseado no catálogo da *Magnetics* [23].

Para se determinar o produto  $AeAw$  do núcleo do indutor, aplica-se a eq. (2.65).

$$Ae \cdot Aw = \frac{I_p^2 \cdot L}{K_w \cdot J \cdot B_{max}} = \frac{(5,85A)^2 \cdot 447,04\mu H}{0,4 \cdot 450 \frac{A}{cm^2} \cdot 0,25T} = 3,4cm^4 \quad (2.154)$$

Utilizando o resultado obtido na eq. (2.154), e fazendo uso da tabela de núcleos da *Magnetics*, obtém-se o núcleo **KollMμ 77440A7**. As especificações são apresentadas na Tabela 2-5.

O número de espiras do indutor pode ser obtido pela eq. (2.155)

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot 10^6}{A_l}} = \sqrt{\frac{447\mu H \cdot 10^6}{59 \cdot 10^{-3} H}} = 87 \quad (2.155)$$

Substituindo as variáveis da eq. (2.75), obtém-se a área de fio necessária para conduzir a corrente eficaz no indutor.

$$S_F = \frac{I_{Fef}}{J} = \frac{I_o}{J} = \frac{5,84A}{450 \frac{A}{cm^2}} = 0,013cm^2 \quad (2.156)$$

Utilizando uma tabela de fabricante de fio esmaltado e fazendo uso do resultado obtido na eq. (2.156), encontra-se o fio **AWG15**. As especificações deste condutor são apresentadas na Tabela 2-4.

Especificação do núcleo KollM $\mu$ 77440A7	Valor
Produto de áreas(AeAw)	8,5cm <sup>4</sup>
A <sub>L</sub>	59mH
Volume	21,3cm <sup>3</sup>
Comprimento médio da espira	6,78cm/esp
Área da janela(A <sub>w</sub> )	4,27cm <sup>2</sup>
Caminho Magnético(lm)	10,74cm
Permeabilidade relativa( $\mu_r$ )	26
Perdas Volumétricas(P <sub>v</sub> )	20mW/cm <sup>3</sup>
Área da superfície(A <sub>s</sub> )	94,3cm <sup>2</sup>

Tabela 2-5-Especificações do núcleo KollM $\mu$ 77440A7.

Para verificar a possibilidade de execução do elemento magnético se utiliza a eq. (2.66).

O valor do coeficiente de ocupação da janela (K<sub>w</sub>) para indutores vale 0,7.

$$A_{w_{utilizada}} = \frac{1}{K_w} \cdot \sum_{e=1}^j n_e \cdot n_{condutores} \cdot S_{efio} = \frac{1}{0,7} (87 \cdot 1 \cdot 0,019021cm^2) = 2,36cm^2 \quad (2.157)$$

Utilizando a eq. (2.67), tem-se:

$$\frac{Aw_{utilizado}}{Aw} = \frac{2,36cm^2}{4,27cm^2} = 0,55 \quad (2.158)$$

Para se determinar a potência dissipada no enrolamento, deve-se primeiramente calcular o comprimento total do enrolamento por (2.68), posteriormente calcula-se a resistência do enrolamento aplicando (2.69)

$$l_{chicote} = n \cdot l_T = 87 \cdot 6,78cm = 589cm \quad (2.159)$$

$$R_{cobre} = \frac{R_{fio} \cdot l_{chicote}}{n_{condutores}} = \frac{0,000140 \frac{\Omega}{cm} \cdot 589cm}{1} = 0,0825\Omega \quad (2.160)$$

A potência dissipada no enrolamento é obtida aplicando (2.70) :

$$P_{cobre} = R_{cobre} \cdot I_{ef}^2 = 0,0825 \cdot 5,37^2 = 2,38W \quad (2.161)$$

Para se obter a potência dissipada no núcleo, utiliza-se a eq. (2.162).

$$P_{nucleo} = P_V \cdot V_{nucleo} = 20 \frac{mW}{cm^3} \cdot 21,3cm^3 = 0,426W \quad (2.162)$$

A elevação de temperatura do filtro é obtida por.

$$\Delta T = \left[ \frac{(P_{cobre} + P_{nucleo}) \cdot 10^3}{A_s} \right]^{0,833} = \left[ \frac{(2,38W + 0,426W) \cdot 10^3}{94,3cm^2} \right]^{0,833} = 29,77^\circ C \quad (2.163)$$

### ➤ Projeto do Capacitor.

Para a definição do capacitor de filtragem utiliza-se a eq. (2.15).

$$C = \frac{\Delta I_L}{4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \Delta V_C} = \frac{25\% \cdot 5,85A}{4 \cdot \pi \cdot 25kHz \cdot (0,1\% \cdot 200V)} = 23,2\mu F \quad (2.164)$$

Devido a não idealidade do capacitor, a resistência série equivalente (RSE) é o fator determinante da ondulação de tensão sobre o capacitor. Deve-se definir qual a máxima RSE tolerável para atender a ondulação determinada. A eq. (2.16) define a máxima RSE.

$$RSE = \frac{\Delta V_O}{\Delta I_L} = \frac{0,1\% \cdot 200}{25\% \cdot 5,85} = 0,136\Omega \quad (2.165)$$

Neste caso, onde a carga do conversor é um inversor de tensão, a **RSE** deve ser minimizada ainda mais, de forma a evitar ondulação em alta frequência causada pelo chaveamento do inversor. Considerando este fato, optou-se por utilizar dois capacitores em paralelo da *EPCOS*. As principais características são apresentadas na Tabela 2-6.

<b>Especificação do capacitor B43840</b>	<b>Valor</b>
Tensão	250V
Capacitância	680μF
RSE(120Hz)	0,242mΩ

*Tabela 2-6- Características do capacitor B43840.*

## 2.12. COMPENSADORES.

Dois compensadores são utilizados no conversor, um de tensão e outro de corrente.

A finalidade do compensador de tensão é rejeitar perturbação de carga e perturbação na tensão de entrada do conversor.

O compensador de corrente tem a finalidade de controlar a corrente máxima entregue a carga, de forma que esta não ultrapasse os limites seguros de operação do conversor. A partir do momento em que a carga demandar mais corrente do que a que o conversor foi projetado, a tensão sobre a carga é reduzida de forma a manter a potência controlada sobre a carga.

### 2.12.1. COMPENSADOR DE TENSÃO.

A partir do estudo da função de transferência  $V_o/D$  do conversor *Push-Pull*, é possível determinar o melhor compensador a ser utilizado e também fazer os ajustes em seus parâmetros.

A eq. (2.114) representa a função de transferência do conversor e reescrita na eq. (2.166).

$$\frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{V_o \cdot R_o \cdot (1 + s \cdot RSE \cdot C)}{s^2 \cdot (L \cdot C \cdot R + L \cdot C \cdot RSE) \cdot D + s \cdot (L + RSE \cdot R_o \cdot C) \cdot D + R_o \cdot D} \quad (2.166)$$

O controle da razão cíclica é feito por uma tensão de controle. Esta tensão é aplicada sobre uma onda dente de serra para gerar a razão cíclica, assim sendo é conveniente obter a função de transferência de  $V_o/V_c$ .

A relação entre  $V_c$  e  $D$  é definida pela eq. (2.167)

$$V_c = D \cdot V_t \quad (2.167)$$

$V_c$ : tensão de controle da razão cíclica;

$V_t$ : tensão de pico da dente de serra.

O sinal de saída do conversor deve se atenuado para um valor de tensão que possa ser aplicado sobre o circuito de controle e atuação, para isto se utiliza uma rede resistiva com ganho de:  $K_a = 0,0375$ . Este ganho deve ser adicionado na função de transferência do sistema. Portanto a função de transferência de  $V_o/V_c$  é:

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{K_a}{V_t} \cdot \frac{V_o \cdot R_o \cdot (1 + s \cdot RSE \cdot C)}{s^2 \cdot (L \cdot C \cdot R_o + L \cdot C \cdot RSE) \cdot D + s \cdot (L + RSE \cdot R_o \cdot C) \cdot D + R_o \cdot D} \quad (2.168)$$

Substituindo as variáveis na eq. (2.168) pelos valores obtidos anteriormente no projeto do conversor obtém-se:

$$G(s) = \frac{0,01053 \cdot s + 82,26}{1,366 \cdot 10^{-5} s^2 + 0,003359 \cdot s + 23,8} \quad (2.169)$$

A Fig. 2-12 apresenta a resposta ao degrau unitário no tempo, do modelo do conversor.

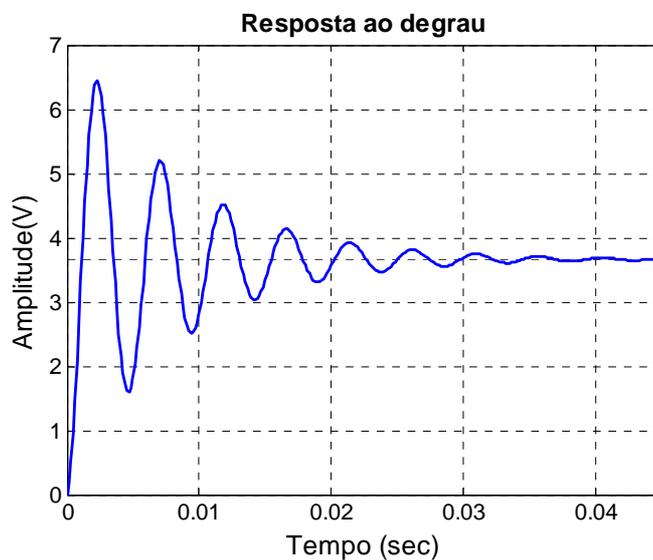


Fig. 2-12- Resposta no tempo, do modelo, ao degrau unitário.

A Fig. 2-13 apresenta o lugar das raízes da função de transferência do conversor. Pela figura percebe-se que os pólos da planta são complexos conjugados, e que o zero está posicionado em uma frequência superior aos pólos.

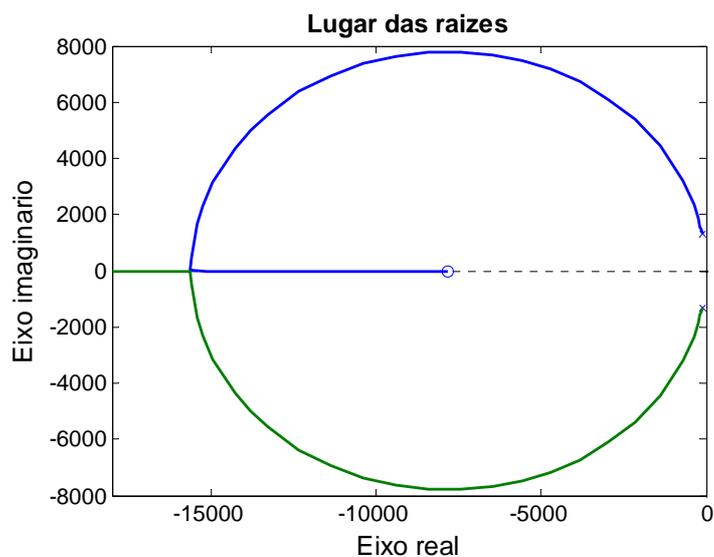


Fig. 2-13-Lugar das raízes da função de transferência  $V_o/V_c$  do conversor.

A corrente demandada pelo inversor de tensão é composta de um sinal retificado com o dobro da frequência do sinal modulante, mais uma componente em alta frequência devido o chaveamento do inversor.

A componente em alta frequência é processada pelo capacitor do conversor *Push-Pull*. O sinal em baixa frequência não deve circular no filtro do conversor e, conseqüentemente, no primário do conversor pois implicaria em esforço adicional para o conversor *Push-Pull*.

A partir da definição de potência instantânea expressa na eq. (2.170), estende-se para o caso senoidal apresentado na eq. (2.171)

$$P(t) = V(t) \cdot I(t) \quad (2.170)$$

$$P(t) = V \cdot I \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t) \quad (2.171)$$

Partindo da eq. (2.170) e considerando que a tensão na saída do conversor *Push-Pull* é constante, pode-se reescrever a eq. (2.170) como:

$$P(t) = V_o \cdot I(t) \quad (2.172)$$

Igualando-se as eqs.(2.171) e (2.172) e isolando **I(t)**, obtém-se a função de corrente.

$$I(t) = \frac{V \cdot I \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t)}{V_o} \quad (2.173)$$

Verifica-se que, se a tensão do conversor for mantida constante, a corrente no mesmo apresenta a forma definida pela eq. (2.173). Na Fig. 2-14 é apresentado a forma de onda da corrente representada pela eq. (2.173).

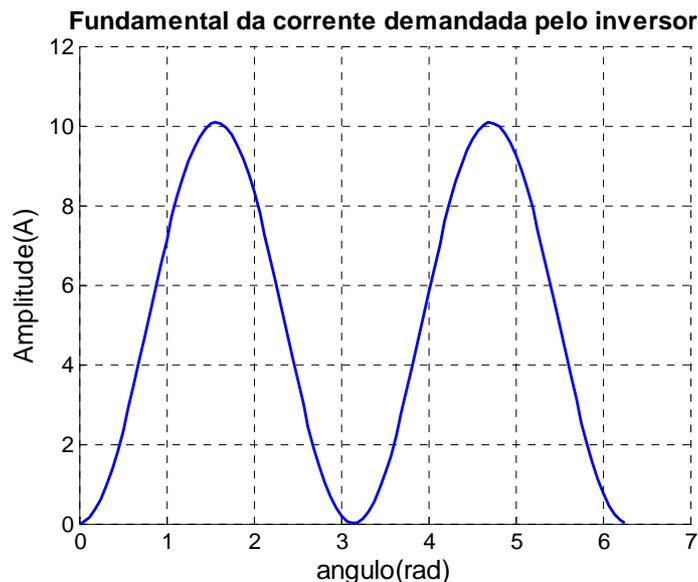


Fig. 2-14-Forma de onda da corrente demandada pela carga.

Uma maneira de se atenuar a circulação desta componente de corrente no conversor é deixar o mesmo sem controle de tensão, de forma que a tensão de saída apresente parte desta componente em baixa frequência ou, projetar um compensador de tensão de tal forma que não rejeite esta perturbação em baixa frequência.

Uma vez que é admitida que a tensão de saída do conversor apresente a componente em baixa frequência, a corrente drenada do conversor se aproxima de um sinal contínuo. Com isto os esforços no conversor se aproximam dos valores obtidos para uma carga do tipo resistiva. Esta condição implica na utilização de um compensador lento. Características adicionais desejáveis para este compensador são citadas abaixo.

- Erro ao degrau, em regime, nulo;
- Rejeição à perturbação de carga e na tensão de entrada;
- Pouco sobre-sinal nos transitórios.

Para atender a primeira exigência, o compensador deve apresentar um pólo na origem ou seja, um integrador. Com a presença do integrador fica também assegurada rejeição de perturbação, tipo degrau, para esta planta.

Para se obter um sistema em malha fechada com pouco sobre-sinal, deve-se minimizar o efeito do zero do sistema (torná-lo mais rápido) e/ou, diminuir o módulo da parte imaginária dos pólos complexos [19].

A partir destas informações, o compensador mais adequado é do tipo proporcional integral (**PI**). Na Fig. 2-15 é apresentado o esquema elétrico do circuito responsável pela implementação do controle **PI** analógico.

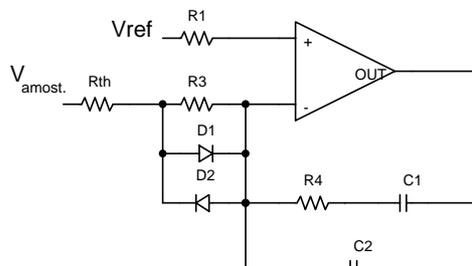


Fig. 2-15-Esquema elétrico do compensador PI utilizado no conversor Push-Pull.

O capacitor  $C_2$  coloca mais um pólo no compensador. Este pólo deve ser posicionado em uma frequência intermediária entre o zero da planta e a frequência de chaveamento. Sua finalidade é filtrar ruído oriundo do chaveamento.

Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  têm a finalidade acelerar a resposta do sistema quando a diferença entre a o sinal de referência e o de amostra for maior que aproximadamente 0,7V. Ao entrar em condução, os diodos conectam a resistência  $R_{th}$  diretamente ao pino (-) do amplificador operacional. Esta resistência é a resistência *Thèvenin* do amostrador de tensão. Considerando o amplificador operacional ideal, a tensão sobre o resistor  $R_3$  é determinada pela eq. (2.174).

$$V_{R3} = \frac{R_3}{R_3 + R_{th}} \cdot (V_{amost.} - V_{ref.}) \quad (2.174)$$

Fazendo com que a resistência  $R_3$  seja muito maior que a resistência  $R_{th}$ , a equação pode ser reescrita por:

$$V_{R1} \approx (V_{amost.} - V_{ref.}) \quad (2.175)$$

Desta forma o ganho do compensador é aumentado, fazendo com que a dinâmica do sistema aumente. Deve-se tomar o cuidado de quando o compensador estiver com o ganho maior o sistema continue estável.

A eq. (2.176) define o compensador do tipo PI com filtro.

$$C(s) = K \cdot \frac{(s + Z)}{s \cdot (s + P)} \quad (2.176)$$

A partir da eq. (2.176), verifica-se a possibilidade de ajustar o zero do compensador, um pólo e o ganho, que são os parâmetros do compensador.

A otimização do compensador deve ser buscada com o auxílio de softwares especializados, simulação numérica e ensaios com protótipos.

Um pequeno programa no *Matlab* foi elaborado para auxiliar no projeto do compensador. Esta rotina de cálculo é apresentada no ANEXO A.

Com o auxílio do software *RLTOOL* do *MatLab*, é feito o ajuste do ganho, do pólo e do zero, de forma a se obter a melhor resposta para o modelo da planta representado pela eq. (2.169). Os valores obtidos foram:  $Z=200\text{rad/s}$  ;  $P=13816\text{rad/s}$  e  $K=200$ . O valor do ganho é para a dinâmica mais lenta do sistema, ou seja o ganho menor.

A função de transferência do compensador em função dos parâmetros do circuito é apresentada na eq. (2.177).

$$C(s) = \frac{1}{(R_3 + R_{th}) \cdot C_2} \cdot \left( \frac{s + \frac{1}{C_1 \cdot R_4}}{s \cdot \left( s + \frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot C_2 \cdot R_4} \right)} \right) \quad (2.177)$$

Para se determinar os valores dos componentes do compensador primeiramente arbitra-se um valor para  $R_3$ . Aplicando a eq. (2.178) obtêm-se o valor de  $C_2$ . O valor de  $C_1$  é obtido com o emprego da eq. (2.179) e o valor de  $R_4$  empregando a eq. (2.180).

$$C_2 = \frac{1}{K \cdot (R_3 + R_{th})} \quad (2.178)$$

$$C_1 = \frac{C_2 \cdot (P - Z)}{Z} \quad (2.179)$$

$$R_4 = \frac{1}{C_1 \cdot Z} \quad (2.180)$$

Os valores obtidos foram:  $R_3 = 220\text{k}\Omega$ ;  $C_2 = 22\text{nF}$ ;  $C_1 = 1,5\mu\text{F}$  e  $R_4 = 3,3\text{k}\Omega$ . Os valores já foram corrigidos para os valores comerciais mais próximos.

A impedância característica do amostrador de tensão ( $R_{Th}$ ) é apresentado na eq. (2.181).

$$Ra = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{(R_1 + R_2) \cdot R_3} \quad (2.181)$$

A tensão de saída do amostrador de tensão é obtida a partir da eq. (2.182).

$$V_{amost.} = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot V_o \quad (2.182)$$

Para o amostrador de tensão o ganho definido foi de 0,0375. Na Fig. 2-16 é apresentado a rede de resistores para o amostrados com os valores utilizados em projeto. Para estes valores, o valor de  $R_{th}$  vale  $8,7\text{k}\Omega$ .

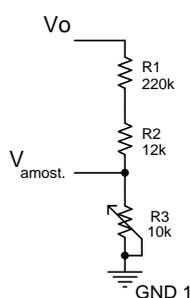


Fig. 2-16-Rede resistiva do amostrador de tensão do conversor.

Reescrevendo a eq. (2.178) obtém-se a expressão que determina o ganho do compensador.

$$K = \frac{1}{C_2 \cdot (R_3 + R_{th})} \quad (2.183)$$

Quando o erro é maior que 0,7V o ganho do compensador é calculado pela eq. (2.183) considerando  $R_3$  nulo. Assim sendo, o novo valor de  $K$  vale aproximadamente  $5,05 \cdot 10^3$ . Como se pode perceber o ganho do compensador é muito maior do que o obtido para um erro menor que 0,7V.

A Fig. 2-17 apresenta o lugar das raízes do compensador com a planta, juntamente com os pólos de malha fechada para o ganho menor do compensador. Na Fig. 2-18 é apresentado o lugar das raízes para o ganho maior.

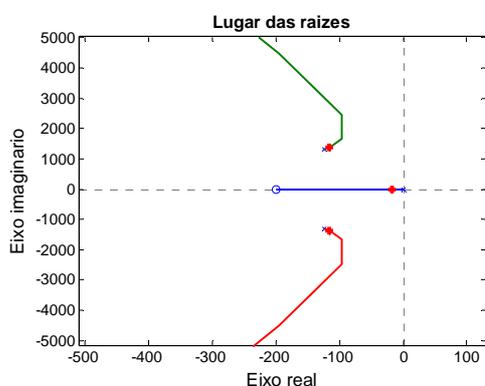


Fig. 2-17-Lugar das raízes para o sistema com o menor ganho.

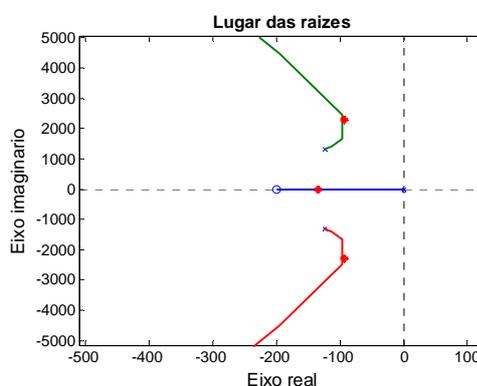


Fig. 2-18-Lugar das raízes para o sistema com o maior ganho.

Verifica-se que para ambos, o sistema encontra-se estável. Nas figuras acima é apresentada apenas a região do lugar das raízes de interesse, ou seja os pólos e zeros dominantes. Um pólo e um zero em alta frequência estão omitidos.

Na Fig. 2-19 é apresentada a resposta ao degrau unitário do sistema em malha fechada para o sistema com menor ganho. Na Fig. 2-20 é apresentado a resposta para o sistema com o maior ganho.

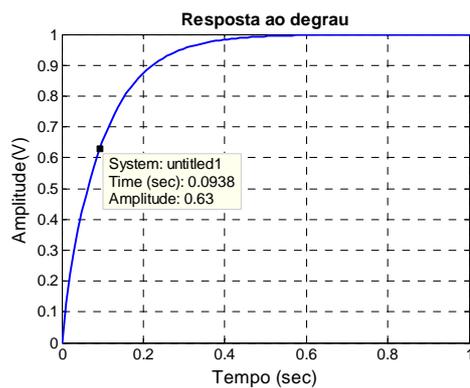


Fig. 2-19-Resposta do sistema em malha fechada para o menor ganho.

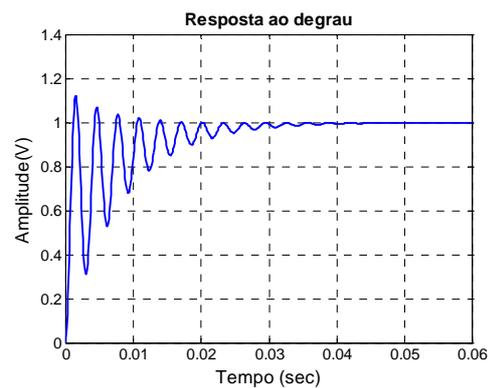


Fig. 2-20- Resposta do sistema em malha fechada para o maior ganho.

Com a análise da Fig. 2-20 é possível perceber que o sistema com o ganho maior apresenta um oscilatório. Este fato é comprovado pela Fig. 2-18 onde verifica-se que os pólos mais lentos do sistema são complexos, dominado a resposta do mesmo.

Na Fig. 2-21 é apresentado o diagrama de Bode do sistema em malha aberta para o menor ganho do compensador. Na Fig. 2-22 é apresentado o diagrama de Bode do sistema com o ganho maior. Observa-se que a frequência de cruzamento do sistema com o maior ganho apresenta um valor maior. Desta forma obtém-se o aumento na dinâmica do sistema.

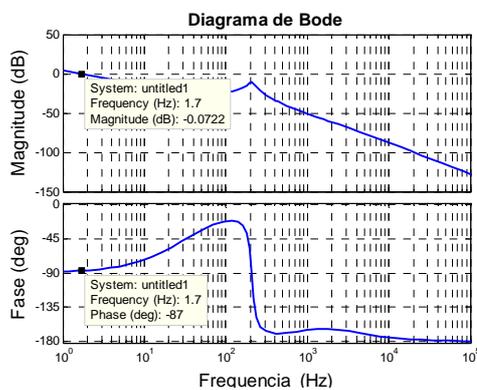


Fig. 2-21-Diagrama de Bode para o sistema em malha aberta com ganho menor.

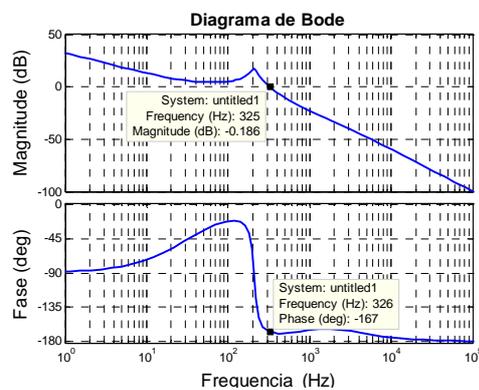


Fig. 2-22- Diagrama de Bode para o sistema em malha aberta com ganho maior.

### 2.12.2. COMPENSADOR DE CORRENTE.

Com o estudo da função de transferência de  $\mathbf{I_L/D}$ , apresentada na eq. (2.184), é possível projetar um compensador de corrente que atenda os índices de desempenho desejados.

$$\frac{I_L(s)}{d(s)} = \frac{V_o}{D} \cdot \left[ \frac{s \cdot C \cdot (RSE + Ro) + 1}{s^2 \cdot L \cdot C \cdot (RSE + Ro) + s \cdot (L + C \cdot R \cdot RSE) + Ro} \right] \quad (2.184)$$

O controle da razão cíclica ( $\mathbf{D}$ ) é feito pela tensão de controle  $\mathbf{Vc}$ . A relação entre  $\mathbf{Vc}$  e  $\mathbf{D}$  é apresentada na eq. (2.167).

A corrente  $\mathbf{I_L}$  é obtida a partir de um resistor *shunt* que é posteriormente aplicado a um amplificador operacional com ganho de 11,11. O ganho do amostrador de corrente deve ser acrescido a eq. (2.184) juntamente com a relação (2.167) para se obter a função de transferência de  $\mathbf{I_L/Vc}$  com todos os ganhos inclusos.

$$\frac{I_L(s)}{Vc(s)} = \frac{K_{shunt}}{Vt} \cdot \frac{V_o}{D} \cdot \left[ \frac{s \cdot C \cdot (RSE + Ro) + 1}{s^2 \cdot L \cdot C \cdot (RSE + Ro) + s \cdot (L + C \cdot R \cdot RSE) + Ro} \right] \quad (2.185)$$

$K_{shunt}$ : ganho do resistor shunt com o amplificador operacional.

Substituindo na eq. (2.185), os valores obtidos no projeto do conversor, obtém-se o modelo do conversor *Push-Pull* apresentado na eq. (2.186).

$$\frac{I_L(s)}{Vc(s)} = \frac{1,006 \cdot s + 23,04}{1,951 \cdot 10^{-5} \cdot s^2 + 0,00479 \cdot s + 34} \quad (2.186)$$

A resposta ao degrau unitário da função de transferência de  $\mathbf{I_L/Vc}$ , é apresentada na Fig. 2-23.

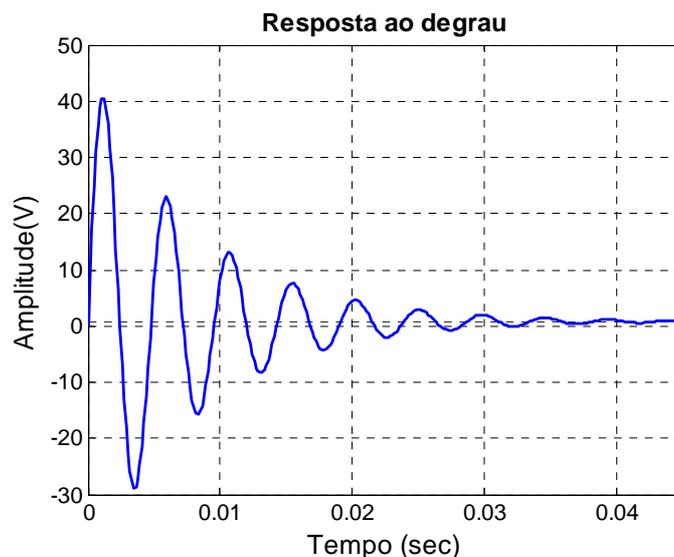


Fig. 2-23-Resposta ao degrau unitário.

Na Fig. 2-24 é apresentado o lugar geométrico das raízes da função de transferência de  $I_L/V_c$  do conversor. A partir da figura é possível verificar a existência de dois pólos complexos conjugados e um zero, ambos no semiplano lateral esquerdo. Neste caso o zero encontra-se em uma frequência inferior a dos pólos, contrário à função de transferência de  $V_o/V_c$ .

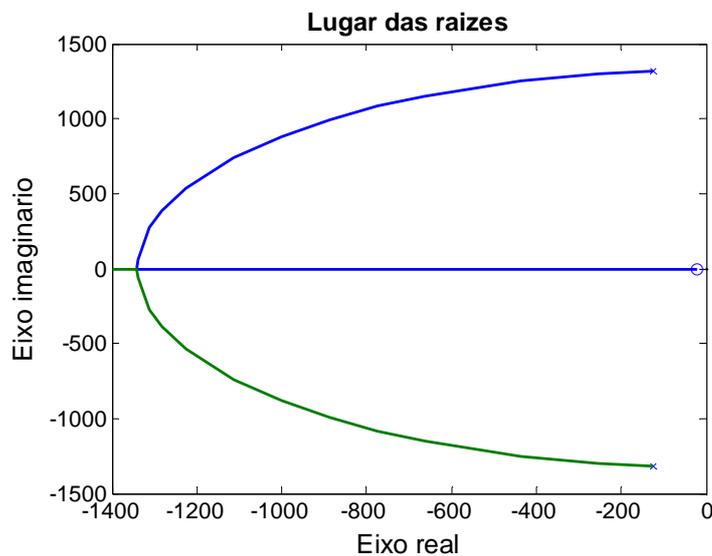


Fig. 2-24-Lugar das raízes da função de transferência.

Quando o sistema opera controlado com o compensador de corrente o controlador de tensão é mantido na realimentação. O sistema opera com um controle do tipo cascata mais

um *Feed Forward* na referência de tensão. Se a corrente estiver acima da referência, o compensador de corrente gera um sinal que é somado ao sinal de saída do amostrador de tensão. O erro inserido no compensador de tensão passa a ser negativo, fazendo com que o controlador de tensão retire controle do sistema, diminuindo a tensão de saída do conversor e mantendo a corrente constante.

Quando a corrente torna-se menor que a corrente de referência, o sinal do controlador de corrente fica menor que o sinal de saída do amostrador de tensão. Com isto o sinal do controlador de corrente é bloqueado, por intermédio de um diodo, e o conversor passa a ser controlado unicamente pelo controlador de tensão.

O sinal de compensação em corrente, será somado ao sinal de saída do amostrador de tensão, quando for de tal amplitude que polarize um diodo colocado entre este sinal e o do amostrador. Na Fig. 2-25 é apresentado o esquema elétrico do somador,  $V_c$  corresponde ao sinal de saída do compensador de corrente,  $V_{amost.}$  é o sinal de saída do amostrador de tensão e  $V_{soma}$  é a soma dos sinais anteriores.

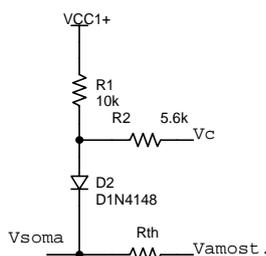


Fig. 2-25-Esquema elétrico do somador.

O sinal de saída do somador, considerando o diodo ideal, é obtido a partir da eq. (2.187).

$$V_{soma} = \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot V_{amost.} + R_{Th} \cdot R_1 \cdot V_c + R_{Th} \cdot R_2 \cdot V_{cc}}{R_{Th} \cdot R_1 + R_{Th} \cdot R_2 + R_1 \cdot R_2} \quad (2.187)$$

O ganho do sinal do controlador de corrente é obtido pela eq. (2.188). Por conveniência este ganho será incluso no modelo do conversor e não na saída do controlador de corrente.

$$K_{VS} = \frac{R_{Th} \cdot R_1}{R_{Th} \cdot R_1 + R_{Th} \cdot R_2 + R_1 \cdot R_2} \quad (2.188)$$

O ganho do sinal do amostrador de tensão é determinado pela eq. (2.189)

$$K_{CS} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_{Th} \cdot R_1 + R_{Th} \cdot R_2 + R_1 \cdot R_2} \quad (2.189)$$

Na Fig. 2-26 é apresentado o diagrama de blocos simplificado do sistema de controle em corrente do conversor. Este diagrama visa simplificar a obtenção da função de transferência do conversor com a influência da realimentação em tensão, para que se possa projetar o compensador de corrente. A função de transferência, em malha aberta, do conversor juntamente com a realimentação em tensão é apresentada na eq. (2.190).

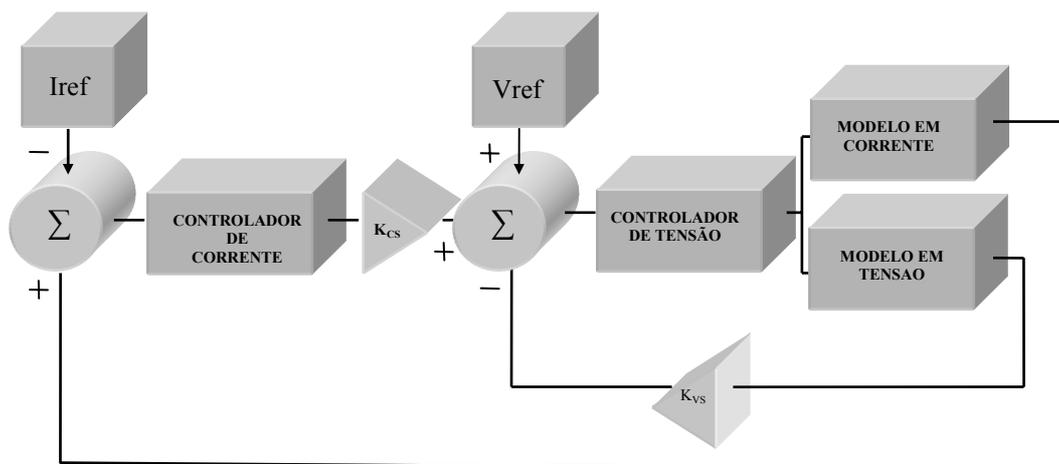


Fig. 2-26-Diagrama de bloco simplificado para controle em corrente.

$$G_c(s) = \frac{-K_{CS} \cdot G_C(s) \cdot C_V(s)}{1 + C_V(s) \cdot G_V(s) \cdot K_{VS}} \quad (2.190)$$

$G_V(s)$ : modelo  $V_o(s)/V_c(s)$  do conversor;

$C_V(s)$ : modelo do controlador de tensão;

Na Fig. 2-27 é mostrado o lugar das raízes do sistema em malha aberta juntamente com a realimentação de tensão. Observa-se que o sistema é estável em malha aberta como também pode ser verificado pela Fig. 2-28 que apresenta a resposta ao degrau do sistema.

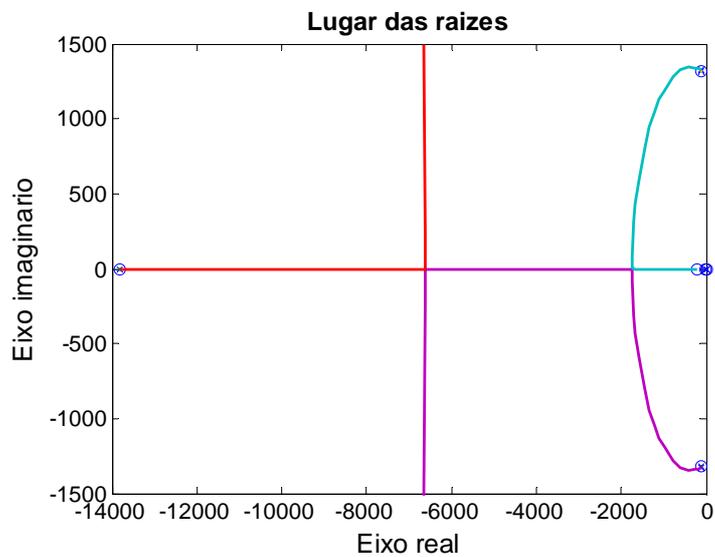


Fig. 2-27-Lugar das raizes do sistema com realimentação da tensão.

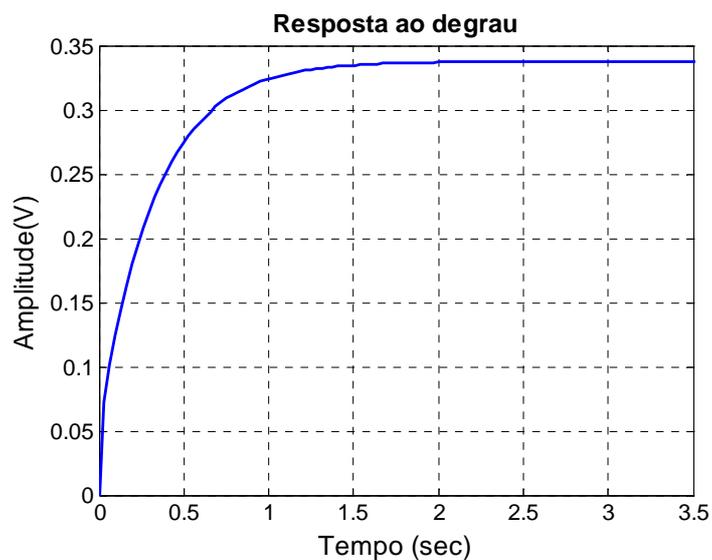


Fig. 2-28-Resposta ao degrau do modelo com a realimentação da tensão.

Para o compensador de corrente é desejável:

- Erro ao degrau nulo;
- Pouco sobre-sinal.

A primeira exigência pode ser atendida facilmente com a utilização de um integrador no compensador. A segunda exigência é atendida minimizando o efeito dos zeros do sistema e/ou, diminuindo o módulo da parte imaginária dos pólos complexos [19].

Fazendo uso das informações anteriores, um compensador que pode atender as exigências é o tipo **PI**.

A função de transferência do compensador é apresentada na eq. (2.191).

$$C(s) = K \cdot \frac{s + Z}{s} \quad (2.191)$$

No compensador **PI** é possível ajustar a posição do zero e o ganho do compensador. O zero pode ser posicionado próximo ao zero da planta, em uma frequência superior. Seu ajuste deve ser refinado a partir de resultados de simulação.

Para se determinar o ganho do compensador deve-se levar em consideração que a frequência de cruzamento do sistema (compensador mais planta) em malha aberta deve ser inferior a pelo menos a metade da frequência de chaveamento. Esta condição é explicada pelo fato de o sinal de compensação não poder cruzar a dente de serra mais de duas vezes em um mesmo período de chaveamento causando disparos espúrios nos interruptores.

Uma maneira de se assegurar que o compensador não irá causar disparos espúrios nos interruptores e garantir que ruídos provenientes do chaveamento não sejam realimentados e amplificados, de forma a causarem problema similar, é utilizar uma frequência de cruzamento do sistema em malha aberta sendo inferior a  $\frac{1}{4}$  da frequência de chaveamento.

Tendo posse da função de transferência apresentada na eq. (2.190), da definição do compensador a ser utilizado e com o auxílio do software *RLTOOL* do *MatLab*, é feito o ajuste do ganho e do zero compensador de forma a se obter a melhor resposta para o sistema em malha fechada.

A Fig. 2-29 apresenta o lugar das raízes do compensador com a planta juntamente com os pólos de malha fechada, apenas a região de interesse do lugar das raízes é apresentada na figura.

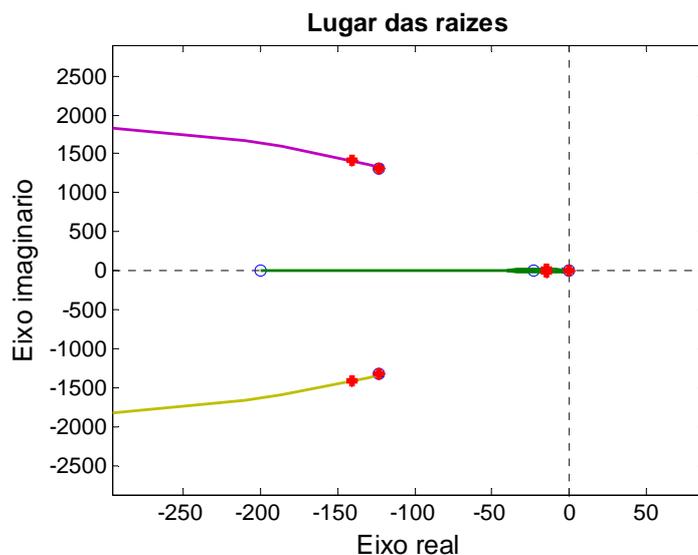


Fig. 2-29-Lugar das raizes do sistema em malha fechada.

Na Fig. 2-30 é apresentado o diagrama de *Bode* de malha aberta do sistema. Na figura é possível verificar a frequência de cruzamento do sistema em malha aberta juntamente com a margem de fase do sistema.

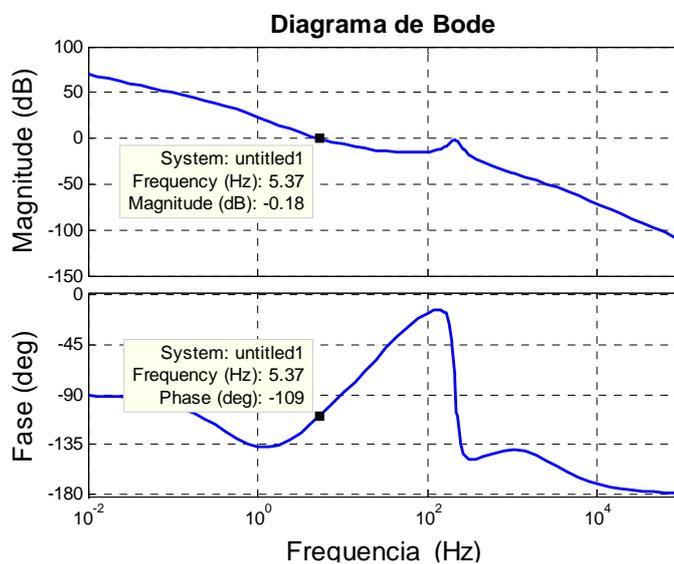


Fig. 2-30-Diagrama de Bode de malha aberta do sistema.

Na Fig. 2-31, é visualizado a resposta ao degrau unitário do sistema em malha fechada. Esta figura evidencia que o sistema em malha fechada apresenta um sobre-sinal

de aproximadamente 18%. Uma dinâmica ainda mais lenta poderia eliminar este sobre-sinal, que neste caso não vem a ser um problema para o conversor.

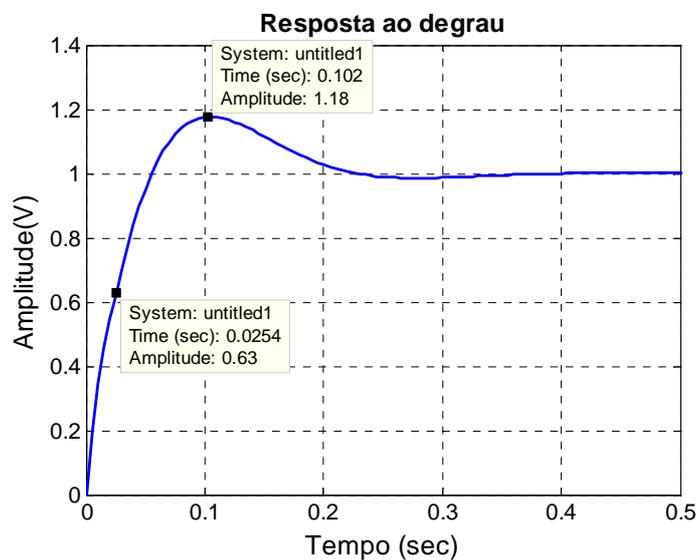


Fig. 2-31-Resposta os degrau unitário do sistema em malha fechada.

A função de transferência do compensador com os valores ajustados que determinam a resposta visualizada na Fig. 2-31, é apresentada na eq. (2.192).

$$C(s) = 0,2 \cdot \frac{(s + 3000)}{s} \quad (2.192)$$

O esquema elétrico do compensador de corrente é apresentado na Fig. 2-32.

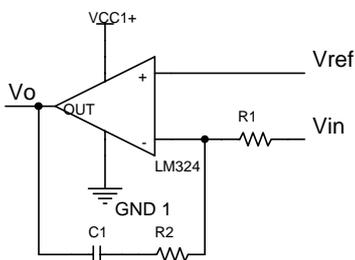


Fig. 2-32-Esquema elétrico do compensador de corrente.

A função de transferência do compensador em função dos componentes do circuito é apresentada na eq. (2.193).

$$C(s) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_2 \cdot C_1}}{s} \quad (2.193)$$

Para se obter os valores dos componentes do circuito que compõe o compensador de corrente primeiramente arbitra-se um valor para o resistor  $R_2$ , posteriormente aplica-se as eq. (2.194) e (2.195).

$$R_1 = \frac{R_2}{K} \quad (2.194)$$

K: ganho do compensador.

$$C_1 = \frac{1}{R_2 \cdot Z} \quad (2.195)$$

Z: zero do compensador em rad/s.

Os valores utilizados em projeto foram:  $R_2=1\text{k}\Omega$ ;  $R_1=5,6\text{k}\Omega$  e  $C_1=330\text{nF}$ .

### 2.13. INTEGRAÇÃO DOS COMPENSADORES DE TENSÃO E CORRENTE E IMPLEMENTAÇÃO ELETRÔNICA.

Este item tem por finalidade apresentar a integração dos controladores juntamente com circuitos auxiliares que, juntos, desempenham todo o controle do conversor *Push-Pull*. Na Fig. 2-33 é visualizado o diagrama de blocos do sistema completo.

Na Fig. 2-36 é apresentado o circuito eletrônico responsável pela implementação dos controladores do conversor *Push-Pull*, juntamente com o modulador PWM (responsável pela geração dos comandos para os interruptores).

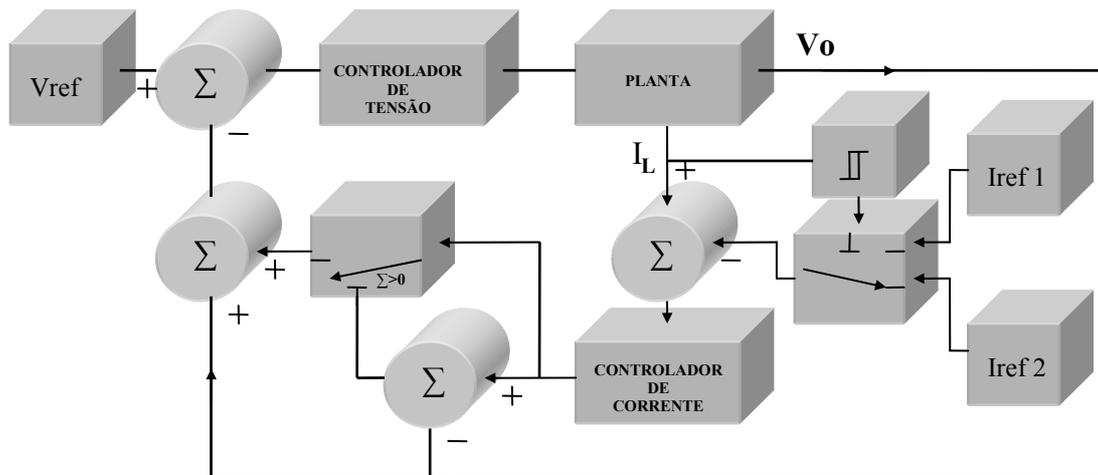


Fig. 2-33-Diagrama de blocos do sistema completo.

O amplificador inversor tem a finalidade de tratar o sinal de corrente amostrado sobre o resistor *shunt* e aplicá-lo no compensador de corrente e no circuito de histerese. Na eq. (2.196) é apresentada a função de ganho do amplificador inversor.

$$G = -\frac{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3}{R_3 \cdot R_4} \quad (2.196)$$

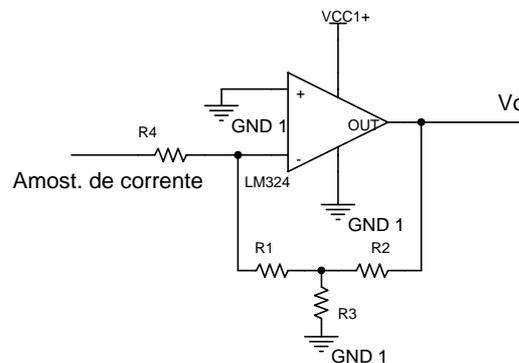


Fig. 2-34-Esquema elétrico do amplificador inversor.

Os valores adotados em projeto para os componentes foram:  $R_1=1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2=180 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3=18 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4=10 \text{ k}\Omega$ .

A mudança de referência sofre um atraso proposital de forma que o conversor possa fornecer corrente superior a nominal durante transitório de carga. O tempo de atraso é definido por um filtro **RC**.

O circuito responsável pela histerese, juntamente com o circuito de *atraso*, é apresentado na Fig. 2-35. A eq. (2.197) define a constante de tempo do circuito de *atraso*, a eq. (2.198) determina a tensão para a qual ocorre a mudança de referência e as eq. (2.199) e (2.200) determinam as tensões de referência.

$$\tau = R_5 \cdot C_1 \quad (2.197)$$

$$V_p = \left[ \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (V_{cc} - V_{sat}) + V_{sat} \right] \cdot \frac{R_4}{\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + R_3 + R_4} \quad (2.198)$$

$$V_{REF1} = \left[ \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (V_{cc} - V_{sat}^+) + V_{sat}^+ \right] \cdot \frac{R_3 + R_4}{\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + R_3 + R_4} \quad (2.199)$$

$$V_{REF2} = \left[ \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (V_{cc} - V_{sat}^-) + V_{sat}^- \right] \cdot \frac{R_3 + R_4}{\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + R_3 + R_4} \quad (2.200)$$

Os valores adotados para os componentes foram:  $R_1=100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2=100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3=10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4=10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_5=1 \text{ M}\Omega$  e  $C_1=2,2 \text{ }\mu\text{F}$ .

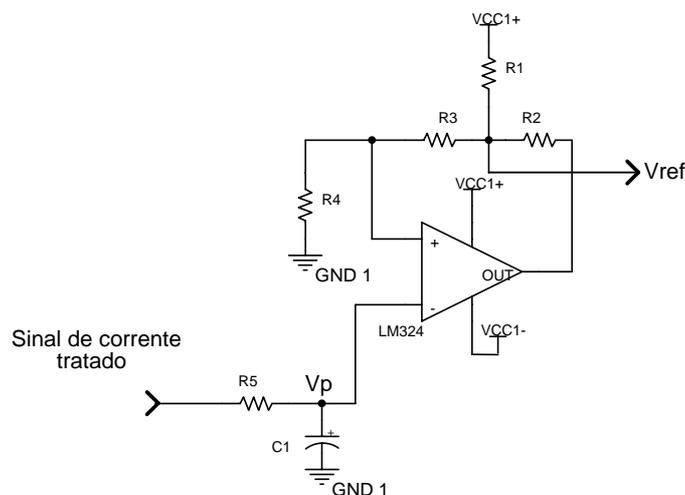


Fig. 2-35-Esquema elétrico do circuito de histerese e atraso.

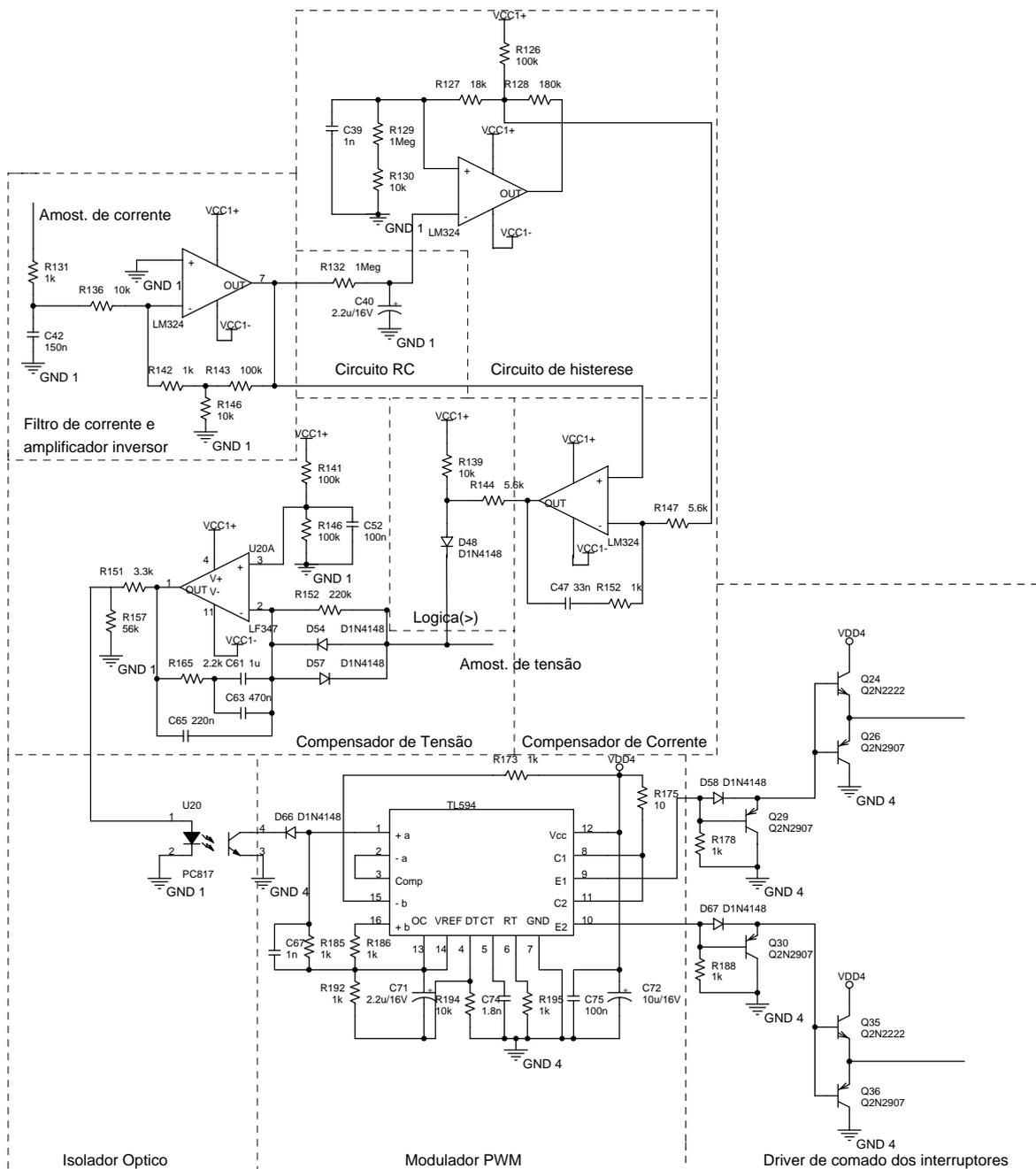


Fig. 2-36-Esquema elétrico do circuito de controle e comando do conversor.

O esquema interno do modulador PWM é apresentado na Fig. 2-37. A partir do sinal de saída do compensador de tensão, o modulador ajusta a razão cíclica do conversor de forma a manter constante a tensão ou corrente no conversor.

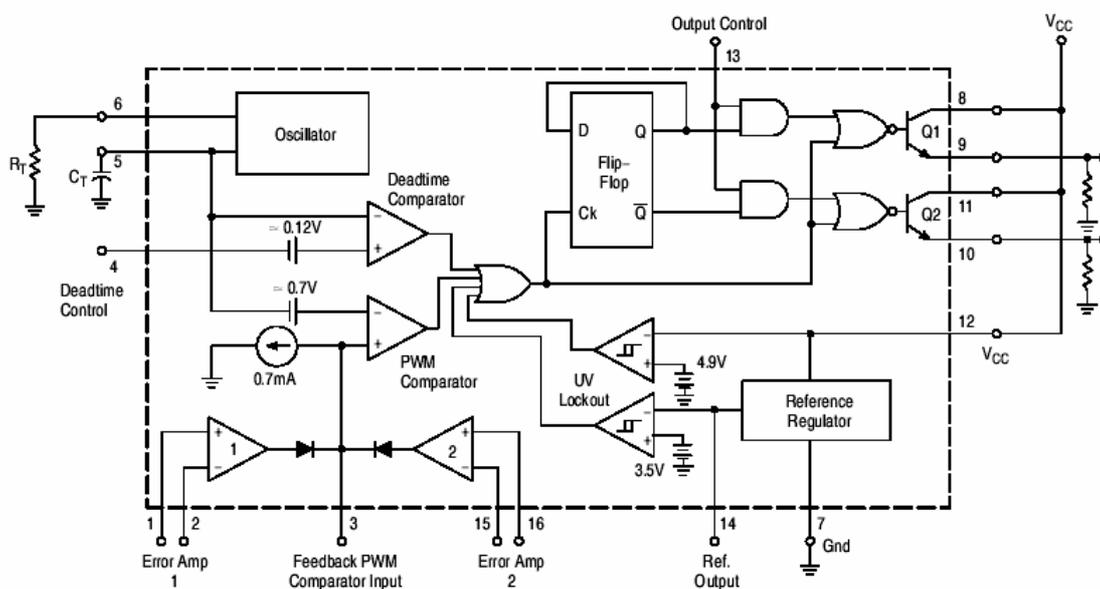


Fig. 2-37-Diagrama de blocos do modulador PWM.

Os *drivers* de comando dos interruptores utilizam a topologia *toten-pole*, cuja finalidade é dar ganho de corrente ao sinal de comando do CI modulador. Com o aumento da corrente de comando dos interruptores é possível colocá-los em condução e bloqueá-los em um intervalo de tempo menor, diminuindo assim as perdas por comutação. Na Fig. 2-38 é apresentado o esquema elétrico do *driver*. O resistor  $R_2$  é responsável pela limitação da corrente de gatilho. A corrente de gatilho é determinada em [11] e rerepresentada em (2.201). O valor do resistor de gatilho é determinado em [11] e aqui pela eq. (2.202).

$$I_g = \frac{Q_T}{t_r} \quad (2.201)$$

$Q_T$ : carga total do *gate*.

$t_r$ : tempo de carga.

$$R_2 = \frac{V_{cc} - V_M}{I_g} \quad (2.202)$$

$V_M$ : tensão de comando no *gate*.

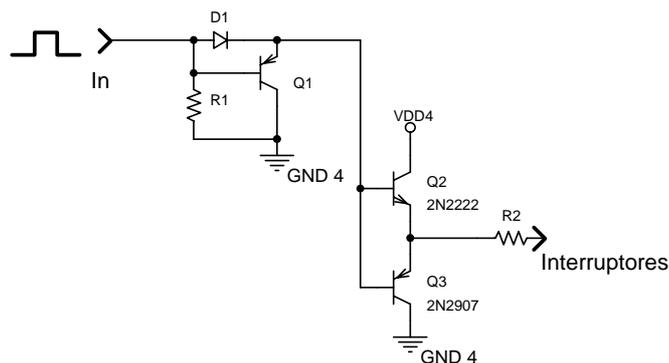


Fig. 2-38-Esquema elétrico do driver de comando.

A partir da carga de *gate* do MOSFET e aplicando a eq. (2.201), obtém-se o valor de corrente de *gate*.

$$I_g = \frac{Q_T}{t_r} = \frac{90nC}{400ns} = 0,225A \quad (2.203)$$

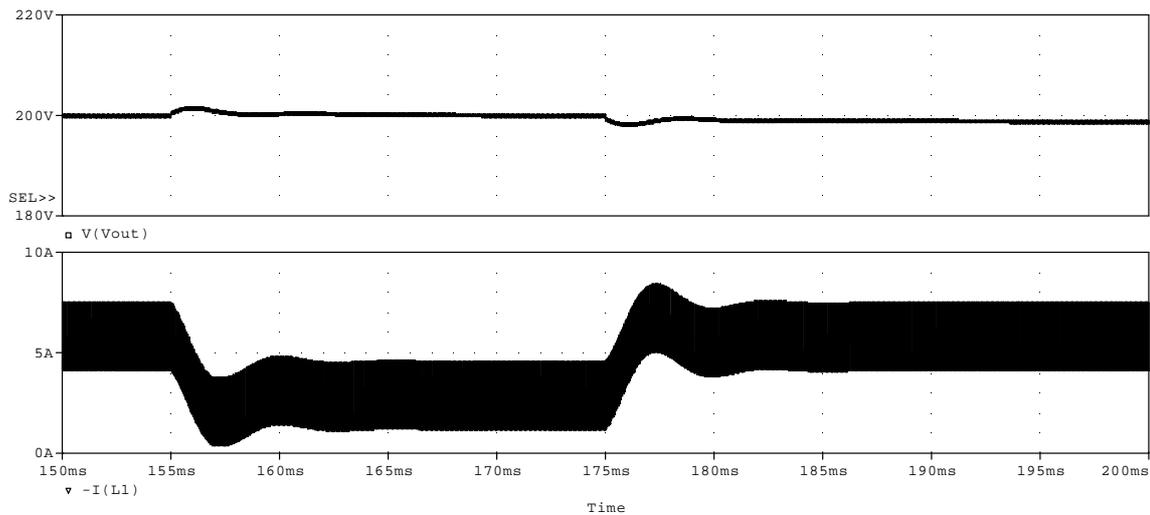
Aplicando a eq. (2.202) obtém-se o resistor de *gate*.

$$R_2 = \frac{V_{cc} - V_M}{I_g} = \frac{15V - 10V}{0,225A} = 22\Omega \quad (2.204)$$

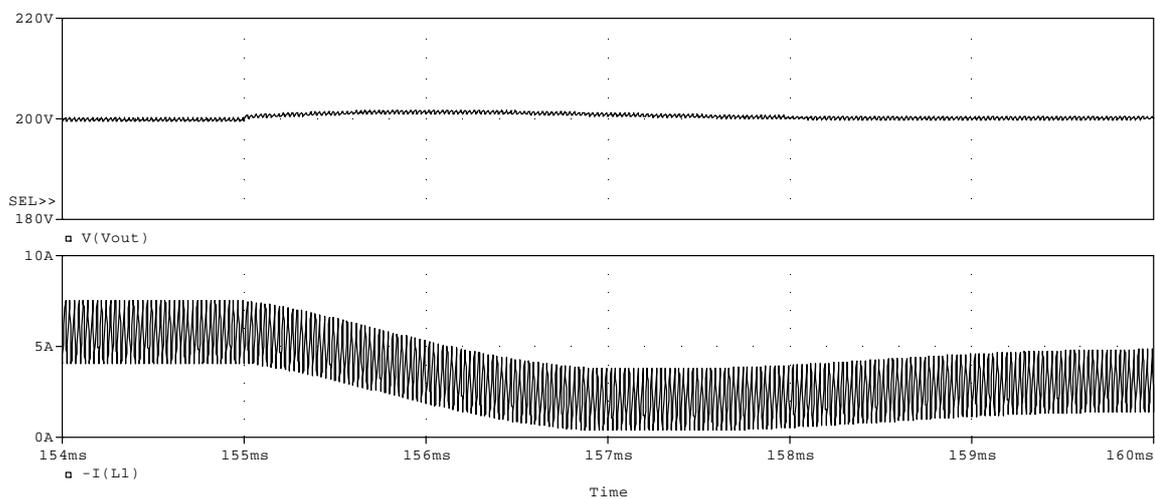
## 2.14. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.

Os resultados aqui apresentados visam comprovar o funcionamento adequado das malhas de controle do conversor *Push-Pull*, sendo este o foco das simulações. Formas de onda em semicondutores, filtros, etc, são omitidas, pois a topologia já é dominada na literatura.

A seguir são apresentados os resultados de simulação do conversor operando unicamente com a malha de tensão e aplicando uma perturbação de 66% na carga.



*Fig. 2-39-Tensão na saída e corrente no indutor do conversor durante os transitórios.*



*Fig. 2-40-Detalhe da tensão de saída e corrente no indutor no transitório para o retirada carga.*

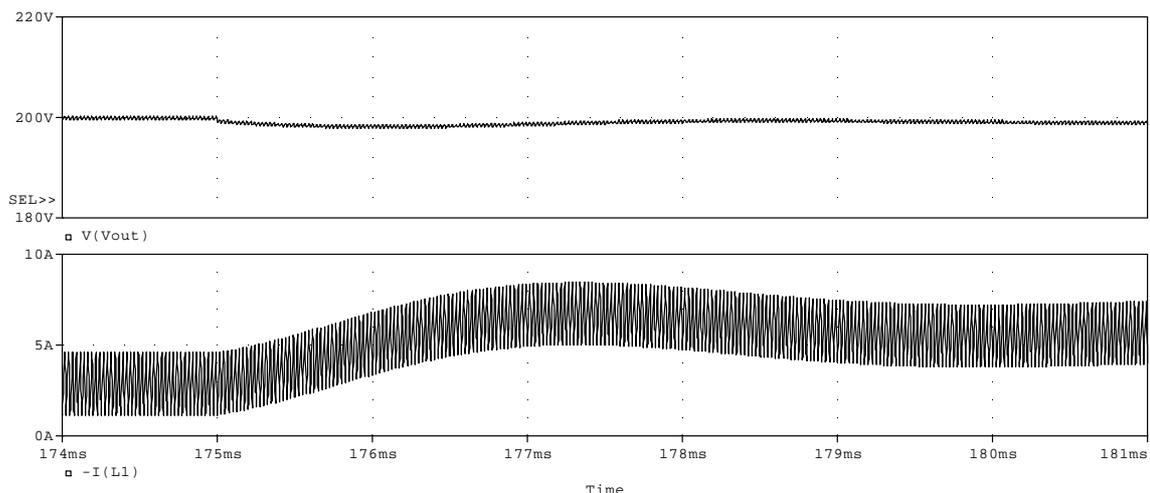
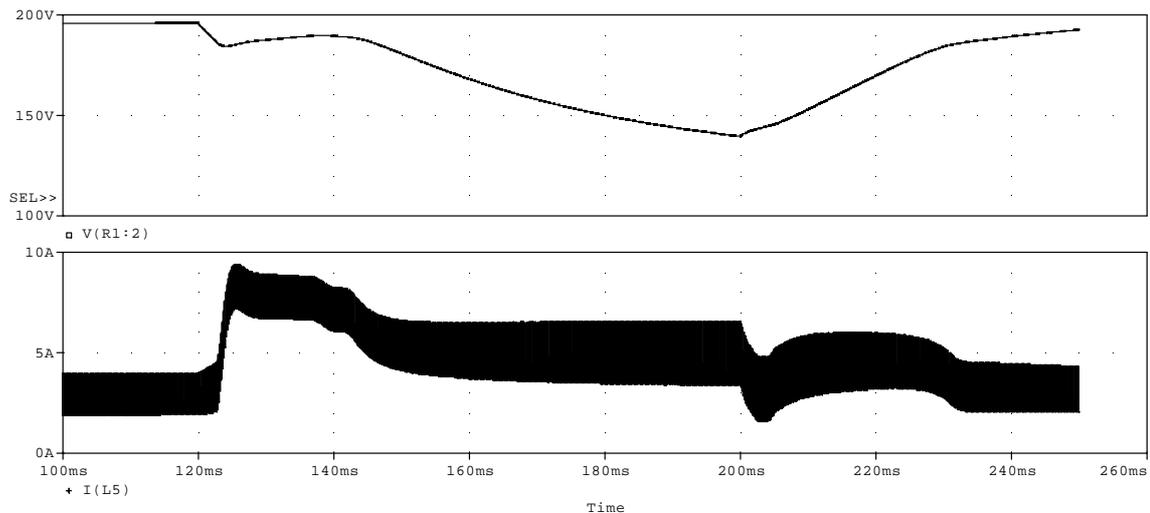


Fig. 2-41-Detalhe da tensão de saída e corrente no indutor no transitório para o acréscimo de carga.

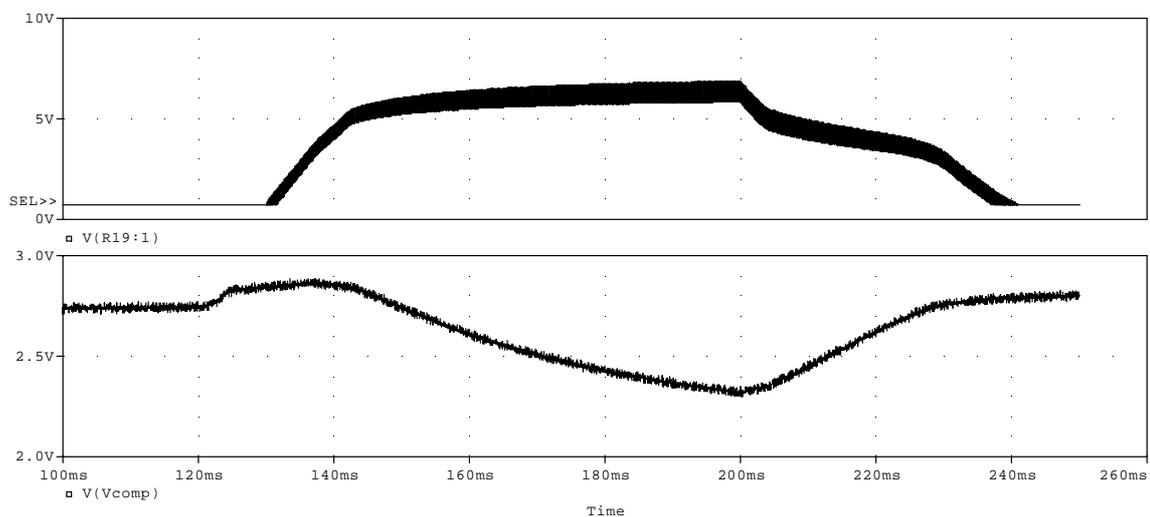
A seguir são apresentados os resultados de simulação para o transitório de carga na qual o conversor opera com controle de corrente. No primeiro momento é acrescida carga de forma que a potência total seja de aproximadamente 160%. Nesta condição o compensador de corrente começa a controlar a corrente sobre o indutor. No segundo momento parte da carga é retirada e o conversor passa a operar com 66% da potência. Neste instante o compensador de corrente pára de atuar sobre o conversor.

Na Fig. 2-42 é visualizado a tensão de saída do conversor e a corrente sobre o indutor. No instante 120ms é acrescida carga ao sistema, observa-se que após aproximadamente 20ms a tensão de saída é reduzida, sobre a influência do controle de corrente, e a corrente processada pelo conversor é reduzida. No instante 200ms é retirado carga e a tensão de saída do conversor é levada a seu valor nominal por influência do compensador de tensão.

Na Fig. 2-43 é apresentado os sinal do controlador de corrente e de tensão durante os transitórios de carga. A partir da figura verifica-se a estabilidade do sistema e um pequeno esforço de controle para garantir a estabilidade do sistema.



*Fig. 2-42-Tensão de saída e corrente no indutor durante transitório de carga.*



*Fig. 2-43-Sinal no compensador de corrente e de tensão.*

## 2.15. RESULTADOS EXPERIMENTAIS.

Com o intuito de comprovar o correto funcionamento da estrutura e das malhas de controle, a seguir é apresentado os resultados práticos obtidos no protótipo. Novamente os resultados visam comprovar o funcionamento adequado dos compensadores na estrutura de potência.

### 2.15.1. RESULTADOS DO TRANSITÓRIO DE CARGA.

Na Fig. 2-44 é visualizados o comportamento da tensão de saída do conversor e a corrente no indutor de filtragem durante o transitório de carga. Nesta aquisição o conversor operava com aproximadamente 33% de carga e foram acrescentados cerca de 66% de carga, totalizando 100%.

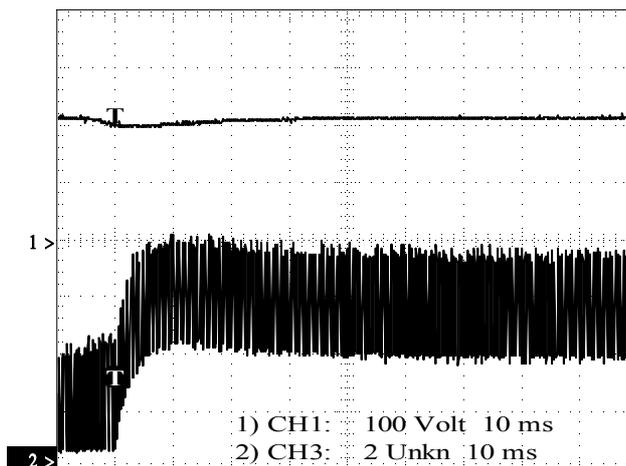


Fig. 2-44-Tensão na saída e corrente no indutor para transitório de acréscimo de 66% de carga. Traço superior, tensão(100V/div, 10ms). Traço inferior corrente no indutor(2A/div, 10ms).

Na Fig. 2-45 é visualizado o transitório quando o conversor operava com 100% de carga e foi retirado 66% desta, finalizando em 33% de carga.

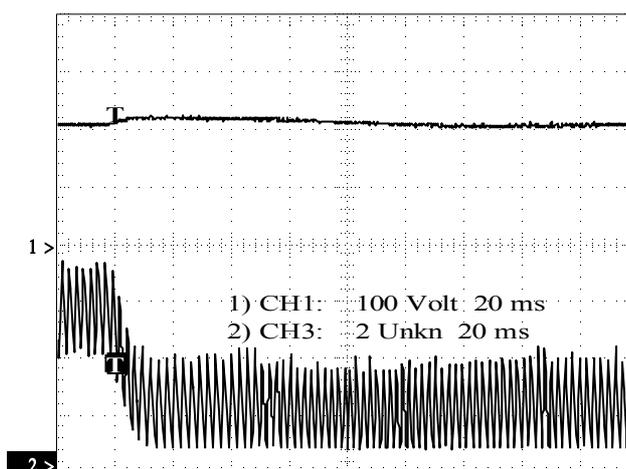


Fig. 2-45-Tensão na saída e corrente no indutor para transitório de retirada de 66% de carga. Traço superior, tensão(100V/div, 20ms). Traço inferior corrente no indutor(2A/div, 20ms).

Nas aquisições precedentes apenas o compensador de tensão atuou no sistema. Na Fig. 2-46 é apresentada a tensão de saída e corrente do indutor durante o transitório de carga onde esta se encontrava em aproximadamente 60% e passou para 160%. Nesta ocasião é possível verificar o funcionamento do compensador de corrente no sistema.

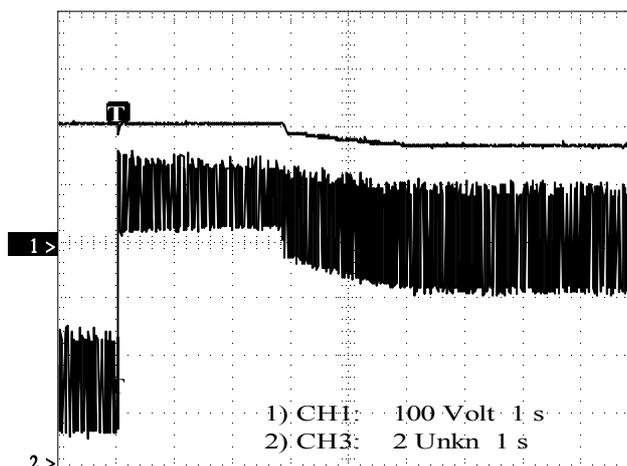


Fig. 2-46-Tensão na saída e corrente no indutor para sobrecorrente de 60%. Traço superior, tensão(100V/div, 1s). Traço inferior corrente no indutor(2A/div, 1s).

Na Fig. 2-47 é apresentada a tensão de saída do conversor e corrente no indutor na situação em que a carga estava em 160% com controle de corrente e foi ajustada para 60%.

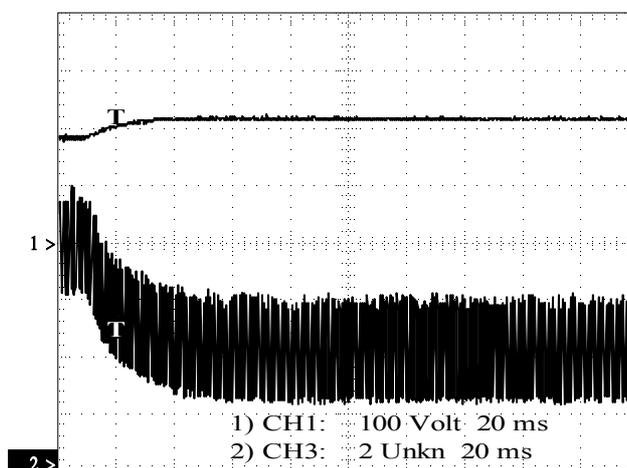


Fig. 2-47-Tensão na saída e corrente no indutor com diminuição de carga. Traço superior, tensão(100V/div, 20ms). Traço inferior corrente no indutor(2A/div, 20ms).

## 2.15.2. RESULTADOS COM O INVERSOR COMO CARGA.

Nos resultado a seguir, o conversor *Push-Pull* apresenta como carga o inversor de tensão, A finalidade é comprovar o funcionamento do compensador de tensão de forma que a tensão apresente ondulação e assim diminua o valor eficaz da corrente processada pelo *Push-Pull*.

Na Fig. 2-49 o inversor apresenta carga resistiva. Na Fig. 2-50 a carga presente no inversor é do tipo retificador capacitivo. O fator de crista adotado é de 3. Na Fig. 2-48 é apresentado o circuito elétrico da carga.

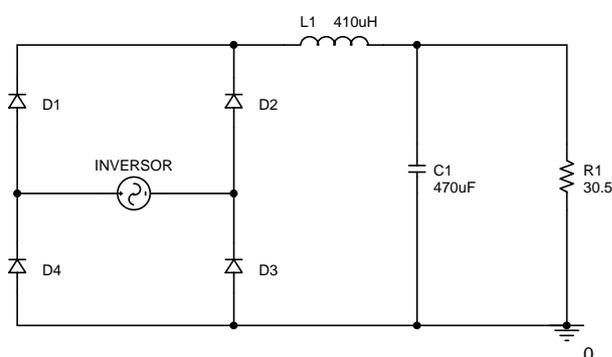


Fig. 2-48-Esquema elétrico da carga do tipo retificador capacitivo.

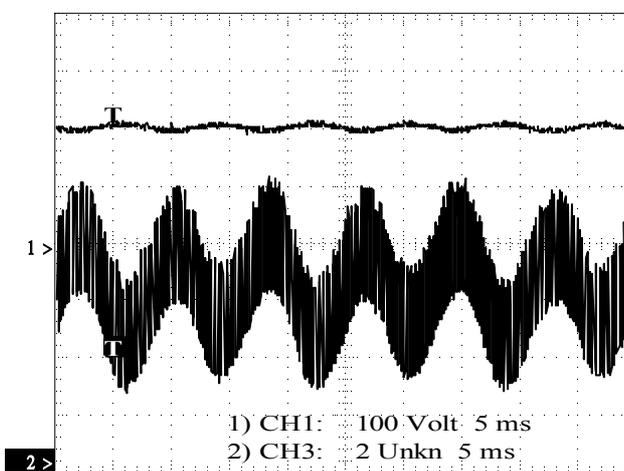


Fig. 2-49-Tensão de saída e corrente no indutor . Traço superior, tensão(100V/div, 5ms). Traço inferior corrente no indutor(2A/div, 5ms).

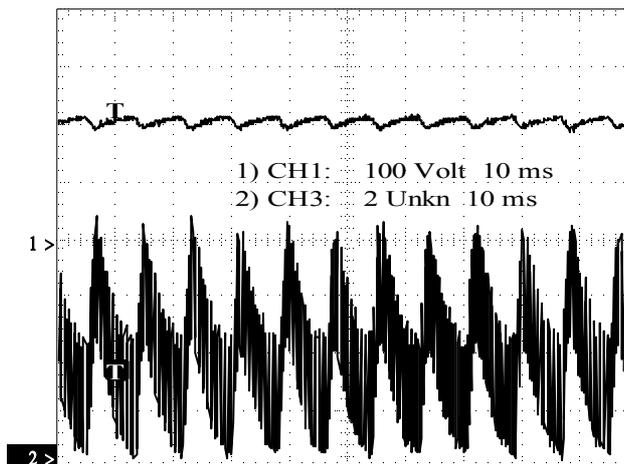


Fig. 2-50-Tensão de saída e corrente no indutor. Traço superior, tensão(100V/div, 10ms). Traço inferior corrente no indutor(2A/div, 10ms).

## 2.16. CONCLUSÃO.

Neste capítulo foram apresentadas as etapas de operação, metodologia de projeto e projeto do conversor *Push-Pull*. A partir dos resultados de simulação foi possível verificar o correto funcionamento da estrutura, bem como das malhas de controle.

Tendo os resultado de simulação sido satisfatórios implementou-se um protótipo de forma a comprovar os resultado na prática. Pelo apresentado anteriormente verifica-se o funcionamento da estrutura e dos compensadores. O sistema operando com malha de tensão conseguiu corrigir transitórios de carga e não rejeitou a perturbação de 120Hz proveniente do inversor de tensão. Com isto reduziram-se os esforços sobre o conversor *Push-Pull*. Até mesmo para uma carga do tipo retificador capacitivo, cuja corrente eficaz é muito elevada, a corrente eficaz processada pelo conversor *Push-Pull* foi minimizada.

## CAPÍTULO 3 -INVERSOR DE TENSÃO.

### 3.1. INTRODUÇÃO.

O inversor de tensão tem a finalidade de, a partir de uma fonte CC, gerar um sinal alternado com forma e frequência desejadas na saída.

A partir da variação da razão cíclica, conforme uma função de modulação, têm-se nos terminais do filtro de saída um sinal de tensão cuja fundamental é de mesma frequência do sinal de modulação. Os harmônicos do sinal de saída encontram-se a partir do dobro da frequência de chaveamento, no caso da modulação PWM a três níveis, ou a partir da frequência de chaveamento na modulação PWM a dois níveis. Após a filtragem obtém-se um sinal cujas componentes harmônicas estão atenuadas, prevalecendo o sinal da componente fundamental.

No caso deste projeto, o sinal de tensão desejado na saída do inversor é senoidal, com frequência de 60 Hz.

### 3.2. A TOPOLOGIA.

A topologia utilizada é a ponte completa. Esta topologia tem a vantagens de utilizar apenas uma fonte de tensão contínua, e a tensão sobre os interruptores ser de mesmo valor que a tensão da fonte. Como desvantagem apresenta um número maior de interruptores.

Na Fig. 3-1 é apresentada a topologia do inversor de tensão em ponte completa.

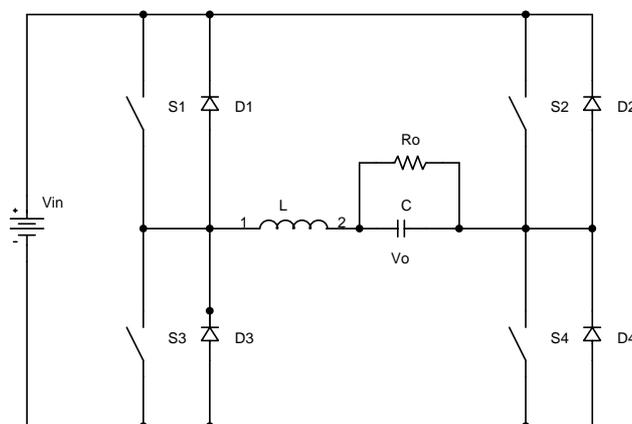


Fig. 3-1-Esquema elétrico do inversor de tensão.

### 3.2.1. ETAPAS DE OPERAÇÃO.

Por utilizar a modulação PWM três níveis, o inversor apresenta oito etapas de operação. As quatro primeiras etapas são respectivas a um semiperíodo do sinal de saída. As quatro etapas restantes, são respectivas ao segundo semiperíodo do sinal de saída.

Na primeira etapa os interruptores **S1** e **S4** conduzem a corrente de carga, os demais interruptores e diodos encontram-se bloqueados.

Na segunda etapa de operação, o interruptor **S4** é bloqueado e o interruptor **S2** é comandado a conduzir. Devido ao sentido da corrente na carga, é o diodo **D2** quem assume a corrente da carga, juntamente com o interruptor **S1**. Nesta etapa tem-se uma roda livre na carga.

A terceira etapa é idêntica à primeira etapa.

Na quarta etapa, o interruptor **S1** é bloqueado e o interruptor **S3** é comandado a conduzir, devido o sentido da corrente na carga é o diodo **D3** quem assume a corrente de carga, juntamente com o interruptor **S4**. Nesta etapa tem-se novamente uma roda livre na carga.

Na Fig. 3-2 são apresentadas as quatro primeiras etapas de operação.

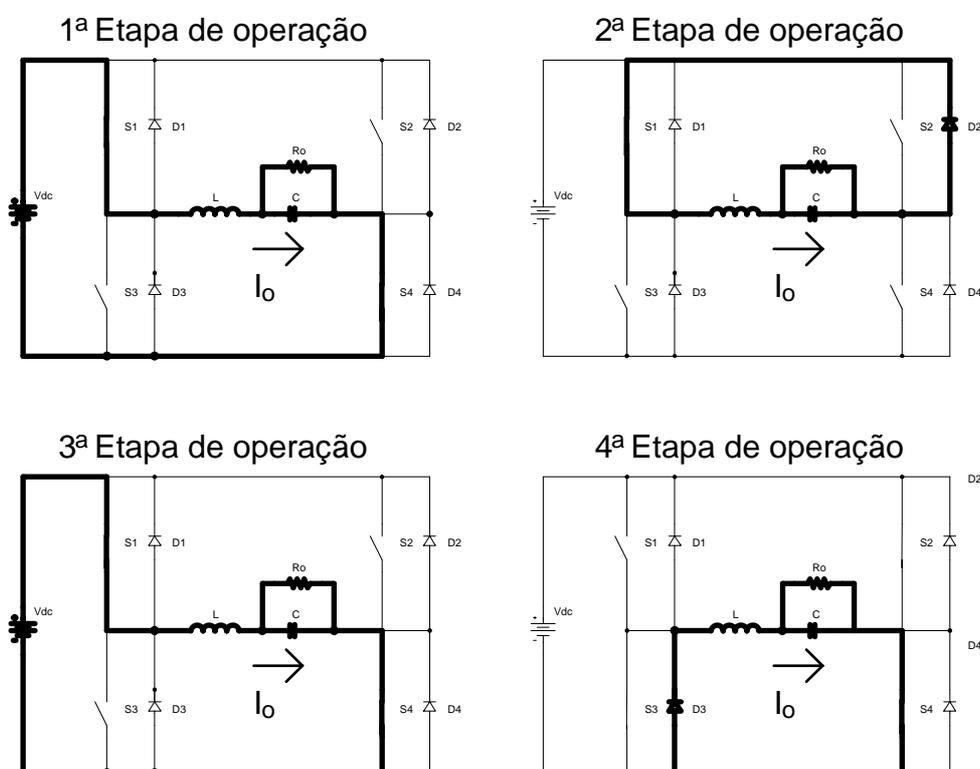


Fig. 3-2-Etapas de operação durante o semiperíodo positivo.

Na quinta etapa de operação, **S2** e **S3** estão conduzindo a corrente de carga, os demais interruptores e diodos estão bloqueados.

Na sexta etapa de operação o interruptor **S2** é bloqueado e o interruptor **S4** é comandado a conduzir, devido o sentido da corrente de carga é o diodo **D4** que conduz a corrente de carga e não o interruptor **S4**. Ocorre assim uma roda livre na carga.

Na sétima etapa de operação o interruptor **S4** é bloqueado e o interruptor **S2** é comandado a conduzir.

Na oitava e ultima etapa, o interruptor **S3** é bloqueado e o interruptor **S1** é comandado a conduzir. Devido o sentido de corrente de carga, o diodo **S1** é quem conduz a corrente de carga e não o interruptor **S1**.

Na Fig. 3-3 são apresentadas as quatro ultimas etapas de operação.

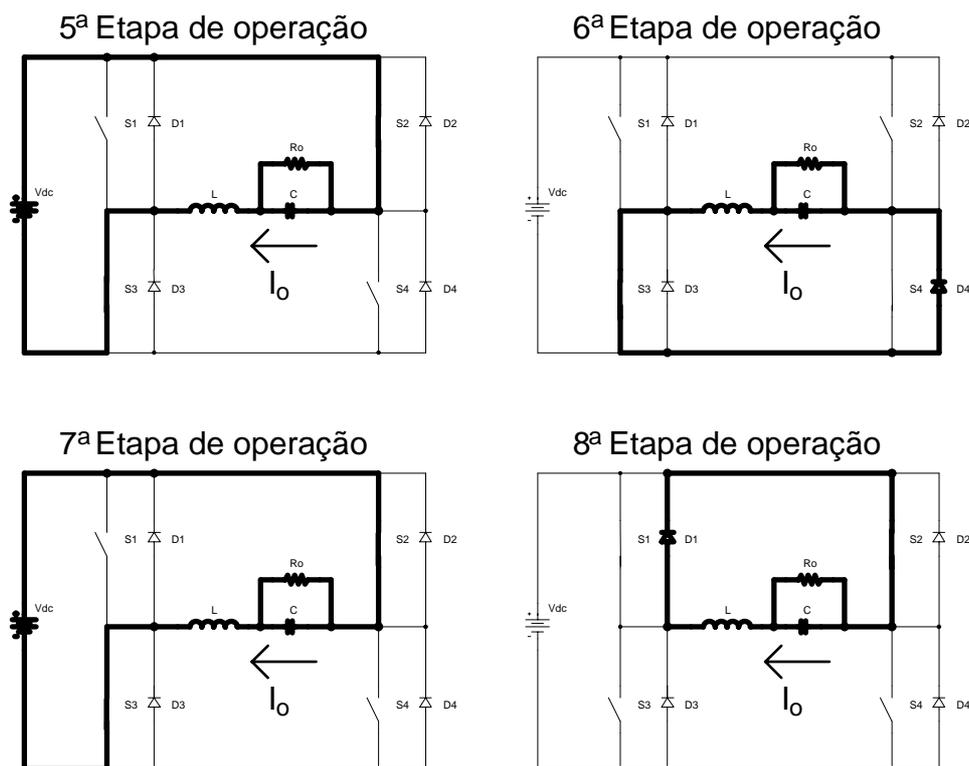


Fig. 3-3-Etapas de operação durante o semiperíodo negativo.

### 3.3. PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA.

As formas de onda apresentadas são para o inversor durante o semiperíodo positivo da tensão de saída com a carga puramente resistiva. Durante o outro semiperíodo as formas

de onda são idênticas. Neste semiperíodo têm-se os interruptores **S1** e **S4** conduzindo a corrente de carga, durante o segundo semiperíodo tem-se os interruptores **S2** e **S3** conduzindo a corrente de carga. Na Fig. 3-4 são apresentadas as principais formas de onda do inversor para o semiperíodo positivo.

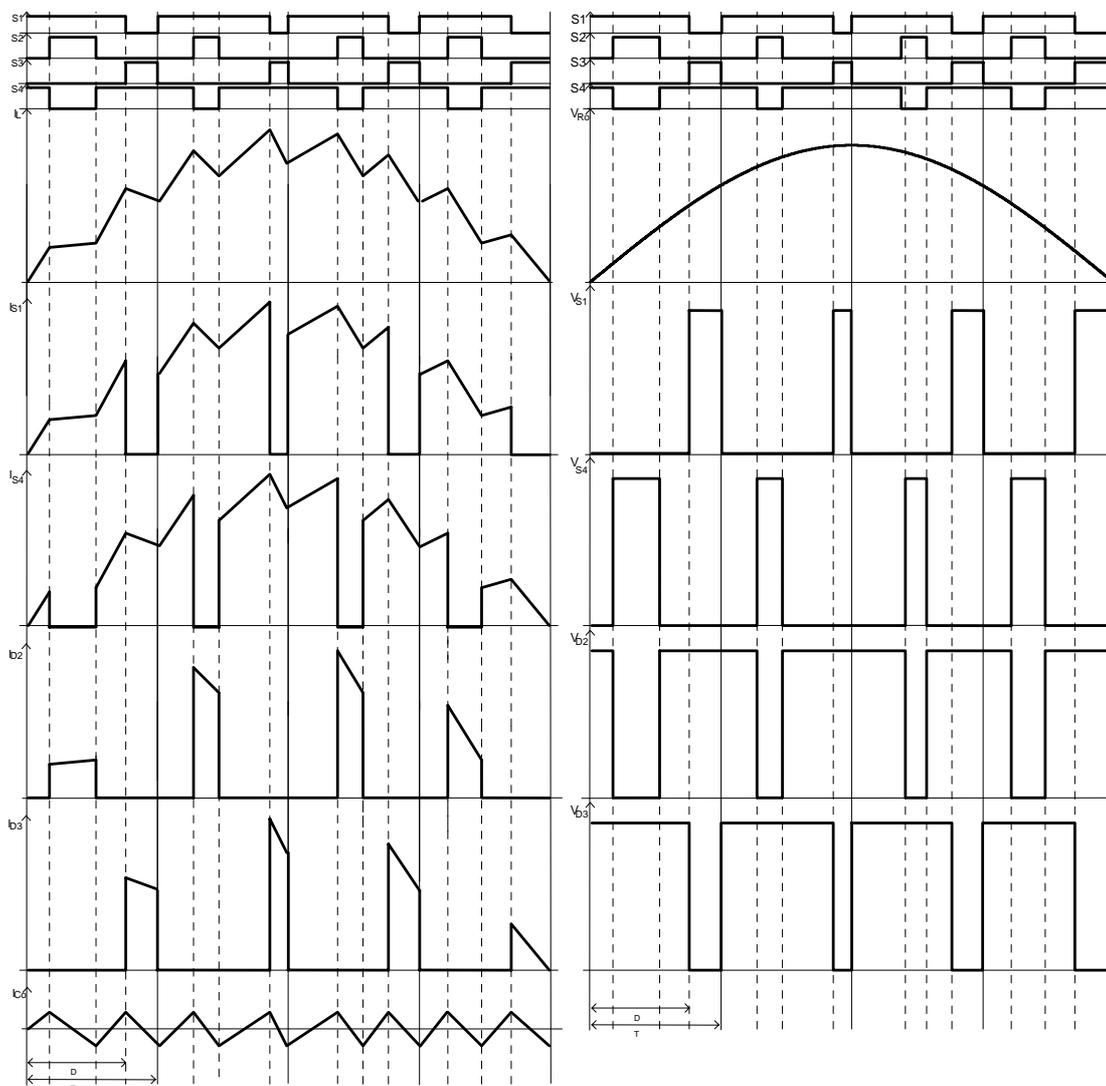


Fig. 3-4-Principais formas de onda durante o semiperíodo positivo.

### 3.4. ANÁLISE GLOBAL.

O índice de modulação teórico é um valor relativo entre o valor de pico da tensão de saída e a tensão de entrada do inversor. Este valor pode variar de zero a unidade. Um índice de modulação próximo da unidade, deve ser evitado, pois os tempos entre as

comutações dos interruptores são limitados. O índice de modulação é definido em [18] e apresentado na eq. (3.1).

$$I_{\text{mod}} = \frac{V_{O_p}}{V_{in}} \quad (3.1)$$

$V_{O_p}$ : tensão de pico na saída do inversor.

$V_{in}$ : tensão de entrada do inversor.

A razão cíclica é definida pela eq. (3.2).

$$D = \frac{ton}{T} \quad (3.2)$$

O valor da resistência de carga para potência nominal é obtido pela eq. (3.3).

$$R_o = \frac{V_{o_{ef}}^2}{P_{out}} \quad (3.3)$$

$V_{o_{ef}}$ : valor eficaz da tensão de saída do inversor.

$P_{out}$ : potência nominal de saída do inversor.

A corrente de pico na carga, considerando apenas a fundamental de tensão, é obtida a partir da eq. (3.4).

$$I_o = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{O_p}}{R_o} \quad (3.4)$$

O filtro LC, responsável pela filtragem dos harmônicos do sinal de tensão de saída, é estudado como um sistema de segunda ordem. A eq. (3.5) determina a função de transferência de um sistema de segunda ordem.

$$F(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \omega_c \cdot s + \omega_c^2} \quad (3.5)$$

$\xi$ : coeficiente de amortecimento.

$\omega_c$ : frequência de ressonância.

O coeficiente de amortecimento determina o sobre-sinal na frequência de ressonância do filtro, seu valor varia de zero a unidade. Quanto menor o coeficiente de amortecimento maior a ressonância do sistema de segunda ordem, ou seja, maior a parte complexa dos pólos do sistema.

A frequência de ressonância delimita a banda passante do filtro, para frequências maiores que esta, o sistema apresenta atenuação de 40dB/dec. Na Fig. 3-5 é apresentado o diagrama de módulo e fase de um sistema de segunda ordem para cinco valores diferentes de  $\xi$ . Observa-se que o ganho na frequência de corte é diferente para diferentes valores de  $\xi$ . A fase apresenta uma queda mais abrupta próximo a frequência de corte para valores menores de  $\xi$ .

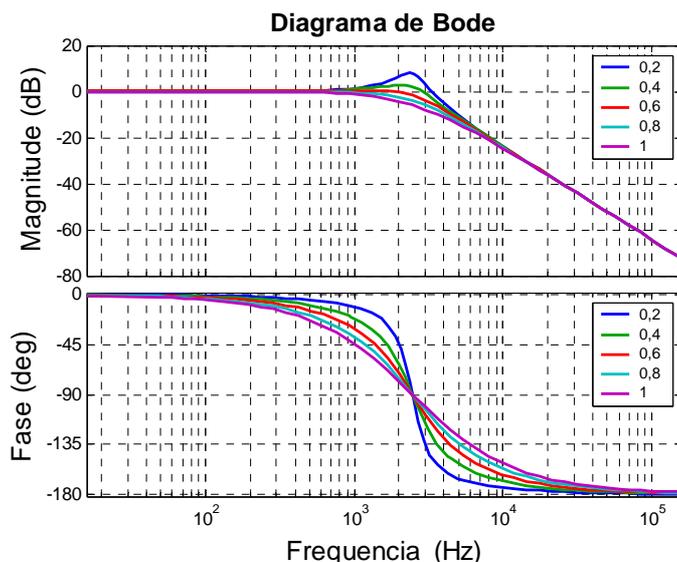


Fig. 3-5-Ganho e fase de um sistema de segunda ordem para valores de  $\xi$ .

Para um filtro de segunda ordem (LC) com uma carga resistiva, tem-se:

$$\xi = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot R_o \cdot C} \quad (3.6)$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (3.7)$$

A frequência de corte do filtro é escolhida em função da frequência de chaveamento, geralmente é utilizada a frequência de corte do filtro em uma década abaixo da frequência do primeiro harmônico. Para a modulação PWM a três níveis, o primeiro harmônico de tensão sobre o filtro encontra-se no dobro da frequência de chaveamento. Esta escolha garante uma boa atenuação dos harmônicos de tensão sobre a carga e minimiza o volume e peso do filtro.

A escolha de um coeficiente de amortecimento pequeno, garante uma indutância pequena e uma capacitância elevada. A obtenção de uma indutância pequena é vantajosa pois diminui o volume e peso do indutor e, no caso de derivadas elevadas de corrente sobre o indutor, a queda de tensão sobre este é menor, fazendo com que a tensão sobre a carga tenha menor distorção durante estes transitórios de corrente. Em contra-partida a escolha de um coeficiente de amortecimento pequeno aumenta o ganho na frequência de corte do filtro, dificultando o projeto de um bom compensador de tensão para o inversor.

Reescrevendo as eq. (3.6) e (3.7) com os valores de  $\xi$  e  $\omega_c$  desejados, obtém-se os valores de  $C$  e  $L$  a partir das eqs. (3.8) e (3.9).

$$C = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot R_o \cdot \xi} \quad (3.8)$$

$$L = \frac{1}{C \cdot \omega_c^2} \quad (3.9)$$

### **3.5. ESFORÇOS NOS COMPONENTES.**

A determinação dos esforços sobre os componentes tem por finalidade possibilitar o correto dimensionamento dos componentes ativos e passivos do conversor.

#### **3.5.1. CORRENTE MÁXIMA SOBRE OS INTERRUPTORES.**

Considerando a corrente sobre o indutor de filtragem ausente de ondulação, a corrente máxima sobre os interruptores é definida pela eq. (3.10).

$$I_{M \max} = I_o \quad (3.10)$$

### 3.5.2. CORRENTE EFICAZ NOS INTERRUPTORES.

A partir da forma de onda da corrente sobre os interruptores, apresentada na Fig. 3-4, é possível determinar a corrente eficaz sobre os interruptores para uma carga resistiva.

Primeiramente deve-se calcular o valor eficaz da corrente em um período de chaveamento. Para tal considera-se a corrente constante em um período de chaveamento. Resolvendo a eq. (3.11) obtém-se a expressão para determinação da corrente eficaz em um período de chaveamento.

$$I_{efM} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{ton} I_M(\theta) \cdot dt \quad (3.11)$$

$$I_{efM} = I_M(\theta) \cdot \sqrt{D} \quad (3.12)$$

O formato da onda de corrente sobre os interruptores, para meio período de 60Hz, é definido pela eq. (3.13). A razão cíclica **D** varia em função do sinal modulado em 60Hz, e é expressa pela equação em [8] e reescrita na eq. (3.14).

$$I_M(\theta) = I_o \cdot \text{sen}(\theta) \quad (3.13)$$

$$D = d(\theta) = \frac{1}{2} \cdot (1 + I_{mod} \cdot \text{sen}(\theta)) \quad (3.14)$$

Substituindo as eqs. (3.13) e (3.14) na eq. (3.12), obtém-se:

$$I_{efM} = I_o \cdot \text{sen}(\theta) \cdot \sqrt{\frac{1}{2} \cdot (1 + I_{mod} \cdot \text{sen}(\theta))} \quad (3.15)$$

Calculando o valor eficaz da eq. (3.15) para meio período de 60Hz, obtém-se a expressão que determina o valor eficaz de corrente sobre cada interruptor.

$$I_{Mef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} \left( (I_o \cdot \text{sen}(\theta))^2 \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot (1 + I_{mod} \cdot \text{sen}(\theta)) \right) \right) \cdot d\theta} \quad (3.16)$$

Resolvendo a eq. (3.16), obtém-se:

$$I_{Mef} = I_o \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{1}{3 \cdot \pi} \cdot I_{mod}} \quad (3.17)$$

### 3.5.3. TENSÃO REVERSA MÁXIMA SOBRE OS INTERRUPTORES.

Analisando a estrutura do inversor de tensão, apresentada na Fig. 3-1, tem-se que a tensão máxima sobre o interruptor é obtida pela eq. (3.18).

$$V_{M \max} = Vin \quad (3.18)$$

### 3.5.4. PERDAS NOS INTERRUPTORES.

A potência dissipada nos interruptores é devido à resistência de condução e a comutação. A perda devido à resistência de condução, também chamada de perda por condução, é obtida a partir da eq. (3.19).

$$P_{condM} = R_{ds} \cdot I_{Mef}^2 \quad (3.19)$$

As perdas por comutação ocorrem devido à existência de corrente e tensão sobre o interruptor durante a entrada em condução e bloqueio do interruptor. A potência média dissipada por comutação em um período de chaveamento é definida pela eq. (2.23).

A corrente sobre o interruptor varia segundo a eq. (3.13). Substituindo a eq. (3.13) na eq. (2.23), obtém-se:

$$P_{comM} = \frac{fs}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_o \cdot \text{sen}(\theta) \cdot Vin \quad (3.20)$$

Integrando a eq. (3.20) em um período de 60Hz, obtém-se a potência média dissipada durante este período. A eq. (3.21) representa a potência dissipada devido à comutação em cada interruptor do inversor de tensão.

$$P_{comM} = \frac{V_{in} \cdot I_o}{2 \cdot \pi} \cdot (t_r + t_f) \cdot fs \quad (3.21)$$

A potência total dissipada no interruptor é definida pela eq. (2.24).

### 3.5.5. CORRENTE MÁXIMA SOBRE OS DIODOS.

Considerando a corrente sobre o indutor de filtragem ausente de ondulação, a corrente máxima sobre os diodos é determinada pela eq. (3.22)

$$I_{D_{max}} = I_o \quad (3.22)$$

### 3.5.6. CORRENTE MÉDIA SOBRE OS DIODOS.

A partir da análise da forma de onda na Fig. 3-4, é possível se determinar a corrente média sobre os diodos.

Primeiramente deve-se determinar o valor médio da corrente em um período de chaveamento. Considera-se a corrente sobre o diodo constante durante um período de chaveamento. Resolvendo a eq. (3.23) determina-se o valor da corrente média em um período de chaveamento.

$$I_{medD} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{ton} I_M(\theta) \cdot dt \quad (3.23)$$

Resolvendo a eq. (3.23), obtém-se:

$$I_{medD} = I_M(\theta) \cdot (1 - D) \quad (3.24)$$

Substituindo as eqs. (3.13) e (3.14) na eq. (3.24), obtém-se:

$$I_{medD} = I_o \cdot \text{sen}(\theta) \cdot \left( 1 - \frac{1}{2} (1 - I_{mod} \cdot \text{sen}(\theta)) \right) \quad (3.25)$$

Calculando o valor médio da eq. (3.25) em um período de 60Hz, obtém-se a equação que determina o valor médio da corrente sobre os diodos.

$$I_{Dmed} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} \left( I_o \cdot \text{sen}(\theta) \cdot \left( 1 - \frac{1}{2} (1 - I_{mod} \cdot \text{sen}(\theta)) \right) \right) \cdot d\theta \quad (3.26)$$

Resolvendo a eq. (3.26), obtém-se:

$$I_{Dmed} = I_o \cdot \left( \frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{1}{8} \cdot I_{mod} \right) \quad (3.27)$$

### 3.5.7. TENSÃO REVERSA MÁXIMA SOBRE OS DIODOS.

Analisando a estrutura do inversor de tensão apresentada na Fig. 3-1, tem-se que a tensão máxima sobre o interruptor é obtida pela eq. (3.28).

$$V_{Dmax} = Vin \quad (3.28)$$

### 3.5.8. PERDAS NOS DIODOS.

As perdas nos diodos estão relacionadas a condução e bloqueio do mesmo. A eq. (2.29) determina a perda por condução.

A potência média dissipada por comutação em um período de chaveamento é definida pela eq. (2.30). Nesta equação,  $V_o'$  deve ser substituído pela tensão de barramento do inversor.

A corrente sobre o diodo varia segundo a eq. (3.13), substituindo a eq. (3.13) na eq. (2.30), obtém-se:

$$P_{comD} = \frac{fs}{2} \cdot t_{rr} \cdot I_{DRmax} \cdot sen(\theta) \cdot Vin \quad (3.29)$$

Integrando a eq. (3.29) em um período de 60Hz, obtém-se a potência média dissipada durante este período. A eq. (3.30) representa a potência dissipada devido à comutação em cada diodo do inversor de tensão.

$$P_{comD} = \frac{Vin \cdot I_{DRmax}}{2 \cdot \pi} \cdot t_{rr} \cdot fs \quad (3.30)$$

A potência total dissipada no diodo é definida pela eq. (2.31).

### 3.5.9. CORRENTE EFICAZ NO CAPACITOR DE FILTRAGEM.

Para a obtenção do valor da corrente eficaz sobre o capacitor foi elaborada uma pequena rotina de cálculo no *Matlab*, na qual é apresentada a forma de onda da corrente sobre o capacitor e calculado o valor eficaz discreto. A implementação desta rotina se fez necessária devido à complexidade de se obter uma função matemática para o cálculo do valor eficaz. A rotina de cálculo é apresentada em [ANEXO F].

Nas Fig. 3-6 e Fig. 3-7 são apresentadas as formas de onda da corrente sobre o capacitor obtida em simulação, no software *Pspice* para uma dada condição de operação, e também a forma de onda obtida a partir da rotina de cálculo para a mesma condição. Os resultados foram obtidos para uma carga do tipo resistiva.

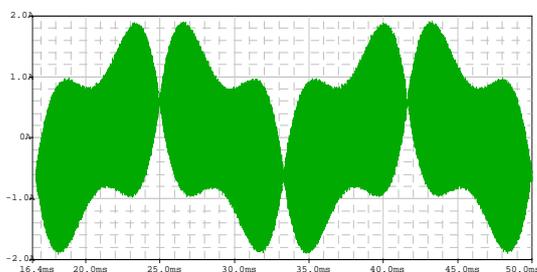


Fig. 3-6-Forma de onda da corrente obtida em simulação.

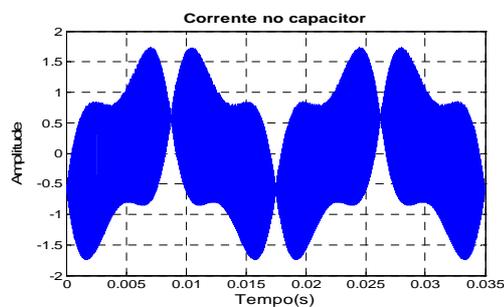


Fig. 3-7-Forma de onda da corrente obtida com rotina de cálculo.

### 3.5.10. CORRENTE EFICAZ NO INDUTOR DE FILTRAGEM.

A corrente eficaz sobre o indutor será considerada isenta de ondulação de forma a simplificar a análise.

A eq. (3.31) define a corrente eficaz sobre o indutor.

$$I_{Lef} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} \quad (3.31)$$

### 3.6. CÁLCULO TÉRMICO.

O cálculo térmico objetiva definir a resistência térmica mínima para o dissipador que será utilizado nos semicondutores. O projeto possibilita estimar a temperatura máxima de junção no semicondutor e definir o dissipador adequado.

Devido ao fato de todos os semicondutores estarem fixados ao mesmo dissipador, a resistência térmica do dissipador é a mesma para todos. Um modelo térmico simplificado da conexão dos semicondutores ao dissipador é apresentado na Fig. 3-8. Neste modelo existem três grupos de semicondutores que dissipam calor. Os interruptores do inversor, os interruptores do conversor *Push-Pull* e os diodos retificadores do mesmo conversor.

Para fim de simplificação, será calculada a temperatura do dissipador para cada um dos grupos. A temperatura do dissipador menor será utilizada para a determinação da resistência térmica do mesmo. A eq. (3.32) determina a temperatura do dissipador.

$$T_D = T_J - P \cdot (R_{eq}) \quad (3.32)$$

$T_D$ : temperatura do dissipador;

$T_J$ : máxima temperatura de junção nos semicondutores;

$P$ : potência dissipada por cada grupo de semicondutores;

A resistência equivalente resultante do paralelismo dos semicondutores ao dissipador é obtida pela eq. (3.33).

$$R_{eq} = \left( \frac{1}{R_{JC1} + R_{CD1}} + \frac{1}{R_{JC2} + R_{CD2}} + \dots + \frac{1}{R_{JCn} + R_{CDn}} \right)^{-1} \quad (3.33)$$

A eq. (3.34) determina a resistência máxima do dissipador para o ambiente de forma que seja garantida a temperatura máxima permitida na junção dos semicondutores.

$$R_{DA} = \frac{T_D - T_A}{P_{total}} \quad (3.34)$$

$T_A$ : temperatura ambiente.

$P_{total}$ : potencia total dissipada nos semicondutores.

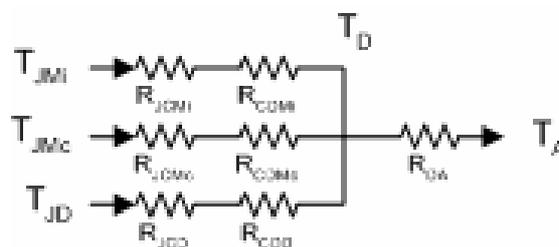


Fig. 3-8-Modelo térmico simplificado.

### 3.7. MODELAGEM DO INVERSOR.

A modelagem do inversor de tensão tem por finalidade a obtenção da função de transferência do inversor para que, a partir do modelo do conversor, seja possível projetar o compensador do mesmo.

#### 3.7.1. MODELAGEM VO/D.

A partir da função de transferência é possível se projetar o compensador de tensão. Este compensador tem a finalidade de melhorar a resposta dinâmica do inversor, garantindo assim menor distorção harmônica da tensão de saída durante transitórios de carga e erro nulo à tensão de referência. Novamente será utilizado o método de modelagem proposto em [16].

O inversor de tensão, com modulação a três níveis, pode ser analisado como um conversor *Buck*. Assim sendo, a modelagem em tensão é idêntica a modelagem do conversor *Push-Pull* já apresentada no capítulo anterior. Como resultado, obtém-se:

$$\frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{V_o \cdot R_o \cdot (1 + s \cdot RSE \cdot C)}{s^2 \cdot (L \cdot C \cdot R_o + L \cdot C \cdot RSE) \cdot D + s \cdot (L + RSE \cdot R_o \cdot C) \cdot D + R_o \cdot D} \quad (3.35)$$

Tendo que o ganho estático do conversor *Buck*, é dado pela eq. (3.36).

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D \quad (3.36)$$

Isolando  $V_o$  na eq. (3.36), e substituindo na eq. (3.35), obtém-se:

$$\frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{V_{in} \cdot R_o \cdot (1 + s \cdot RSE \cdot C)}{s^2 \cdot (L \cdot C \cdot R_o + L \cdot C \cdot RSE) + s \cdot (L + RSE \cdot R_o \cdot C) + R_o} \quad (3.37)$$

A eq. (3.37) representa a função de transferência de  $V_o(s)/d(s)$  do inversor de tensão.

## 3.8. PROJETO DO INVERSOR DE TENSÃO.

A partir das especificações do inversor, e fazendo uso das equações já deduzidas, será apresentado o projeto do inversor de tensão.

### 3.8.1. ESPECIFICAÇÕES.

Com as especificações e utilizando a metodologia de projeto, é possível determinar os componentes para o inversor.

- Potência de saída:  $P_{out}=1000VA;$
- Tensão de saída:  $V_o=110V_{ef};$
- Tensão de entrada:  $V_{in}=200V;$
- Frequência de chaveamento:  $f_s=22kHz.$

### 3.8.2. PROJETO.

A resistência de carga é obtida pela eq. (3.3):

$$R_o = \frac{V_{o_{ef}}^2}{P_{out}} = \frac{(110V)^2}{1000W} = 12,1\Omega \quad (3.38)$$

O índice de modulação teórico é obtido a partir da eq. (3.1):

$$I_{mod} = \frac{V_{o_p}}{V_{in}} = \frac{155,57V}{200V} = 0,778 \quad (3.39)$$

A corrente máxima na carga é obtida a partir da eq. (3.4):

$$I_o = \frac{\sqrt{2} \cdot V_o}{R_o} = \frac{\sqrt{2} \cdot 110V}{12,1\Omega} = 12,85A \quad (3.40)$$

A frequência de corte do filtro ( $\omega_c$ ) de saída será adotada sendo 15393rad/s. Esta frequência encontra-se abaixo de uma década da frequência do primeiro harmônico da tensão de saída (276460rad/s). Este valor para a frequência de corte garante um sinal com pouca distorção harmônica.

Para o coeficiente de amortecimento ( $\xi$ ) do filtro será adotado 0,27. Este valor garante uma indutância baixa, o que diminui a distorção da tensão sobre a carga durante transitórios de corrente na mesma.

Substituindo os valores de  $\xi$  e  $\omega_c$  na eq. (3.5), obtém-se:

$$F(s) = \frac{15393^2}{s^2 + 2 \cdot 0,27 \cdot 15393 \cdot s + 15393^2} \quad (3.41)$$

A Fig. 3-9 apresenta o diagrama de bode da função de transferência do filtro com os parâmetros escolhidos.

Aplicando a eq. (3.8) obtém-se o valor de C.

$$C = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot R_o \cdot \xi} = \frac{1}{2 \cdot 15393 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \cdot 12,1\Omega \cdot 0,27} = 10\mu F \quad (3.42)$$

Aplicando a eq. (3.9), obtém-se o valor de L.

$$L = \frac{1}{C \cdot \omega_c^2} = \frac{1}{10\mu F \cdot \left(15393 \frac{\text{rad}}{\text{s}}\right)^2} = 424\mu H \quad (3.43)$$

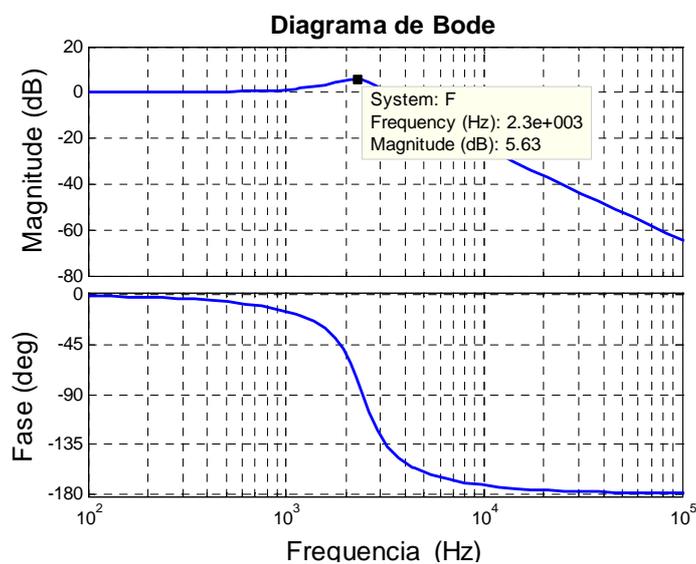


Fig. 3-9-Diagrama de Bode do filtro.

A corrente máxima sobre os interruptores é obtida com o emprego da eq. (3.10).

$$I_{M\max} = I_o = 12,85 A \quad (3.44)$$

A corrente eficaz sobre os interruptores é calculada a partir da eq. (3.17).

$$I_{Mef} = I_o \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{1}{3 \cdot \pi} \cdot I_{mod}} = 12,85A \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{1}{3 \cdot \pi} \cdot 0,778} = 5,85A \quad (3.45)$$

Empregando a eq. (3.18), obtém-se a tensão reversa máxima sobre os interruptores.

$$V_{Mmax} = Vin = 200V \quad (3.46)$$

A partir dos valores de corrente eficaz e tensão direta sobre o interruptor, optou-se por utilizar o interruptor **IRF644**. A utilização em paralelo de dois interruptores visa diminuir a resistência de condução e assim obtém-se um maior rendimento. Este interruptor apresenta as características apresentadas na Tabela 3-1.

<b>Especificação do interruptor IRF644</b>	<b>Valor</b>
Máxima tensão direta	250V
Máxima corrente média	14A
tr	24ns
tff	49ns
Resistência de condução(Rds <sub>on</sub> )/100°C	560mΩ
Resistência térmica (Rth <sub>jc</sub> )	1°C/W
Resistência térmica (Rth <sub>ja</sub> )	62°C/W

*Tabela 3-1-Principais características do interruptor IRF644.*

O tempo de entrada em condução e bloqueio do interruptor é determinado pelo *driver*. Este tempo será ajustado para 200ns.

A potência dissipada na condução é obtida pela eq. (3.19).

$$P_{condM} = R_{ds} \cdot I_{Mef}^2 = 0,56\Omega \cdot \left(\frac{5,85A}{2}\right)^2 = 4,79W \quad (3.47)$$

A potência dissipada na comutação é obtida a partir da eq. (3.21).

$$P_{comM} = \frac{V_{in} \cdot I_o}{2 \cdot \pi} \cdot (t_r + t_f) \cdot f_s = \quad (3.48)$$

$$\frac{200V}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{12,85A}{2} \cdot (200ns + 200ns) \cdot 22kHz = 1,79W$$

A potência total dissipada por MOSFET é obtida pela eq. (2.24).

$$P_{totalM} = P_{condM} + P_{comM} = 4,79W + 1,79W = 6,59W \quad (3.49)$$

A corrente máxima sobre os diodos intrínsecos é obtida com a eq. (3.22)

$$I_{Dmax} = I_o = 12,85A \quad (3.50)$$

A eq. (3.27) determina a corrente média sobre os diodos.

$$I_{Dmed} = I_o \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{1}{8} \cdot I_{mod}\right) = 12,85A \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{1}{8} \cdot 0,778\right) = 0,795A \quad (3.51)$$

A tensão reversa máxima sobre os diodos intrínsecos é obtida na eq. (3.28).

$$V_{Dmax} = V_{in} = 200V \quad (3.52)$$

O diodo intrínseco do MOSFET apresenta as características mostradas na Tabela 3-2.

A potência dissipada devido à condução é obtida pela eq. (2.29).

$$P_{condD} = V_d \cdot I_{Dmed} = 1,8V \cdot 0,795A = 1,43W \quad (3.53)$$

A corrente de recuperação reversa do diodo intrínseco do MOSFET não é fornecida pelo fabricante. Neste caso, esta foi obtida a partir da aquisição em laboratório. Na Fig. 3-10 é apresentada a forma de onda da corrente sobre o diodo de um MOSFET para carga nominal, no pico máximo da corrente.

Especificação do diodo intrínseco do interruptor IRF644	Valor
Máxima tensão reversa	250V
Máxima corrente média	14A
trr	500ns
Tensão direta	1,8V

Tabela 3-2-Principais características do diodo intrínseco do interruptor IRF644.

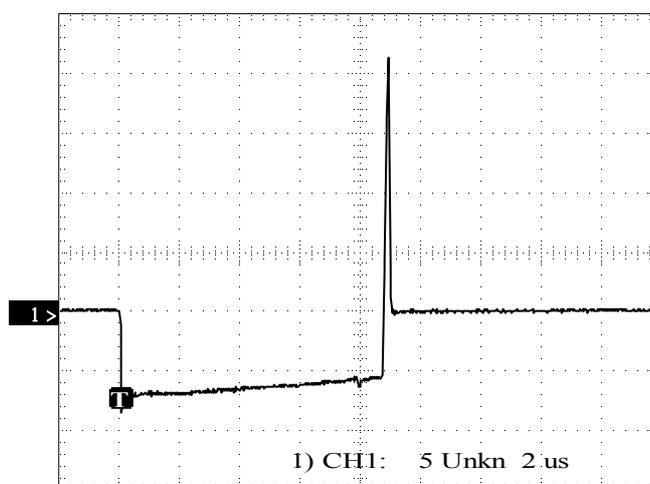


Fig. 3-10-Corrente de recuperação reversa no diodo intrínseco.

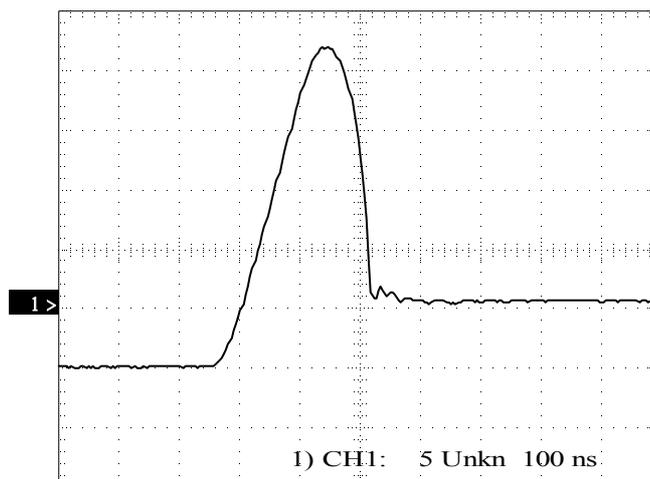


Fig. 3-11-Detalhe da corrente de recuperação reversa do diodo.

A potência dissipada devido à recuperação reversa de cada diodo é obtida a partir da eq. (3.30).

$$P_{comM} = \frac{V_{in} \cdot I_{DRmax}}{2 \cdot \pi} \cdot t_{rr} \cdot f_s = \frac{200V \cdot 22A}{2 \cdot \pi} \cdot 200ns \cdot 22kHz = 3,08W \quad (3.54)$$

A potência total dissipada nos diodos é determinada pela eq. (2.31).

$$P_{totalD} = P_{condD} + P_{comD} = 1,43W + 3,08W = 4,51W \quad (3.55)$$

### ➤ Projeto do Indutor.

Para o cálculo do indutor admite-se uma densidade de fluxo máxima ( $B_{max}$ ) igual a 0,25T. A metodologia de projeto do indutor é baseado no catálogo da *Magnetics* [23].

Para se determinar o produto  $A_e A_w$  do núcleo do indutor, aplica-se a eq. (3.56).

$$A_e \cdot A_w = \frac{I_p \cdot I_{ef} \cdot L}{K_w \cdot J \cdot B_{max}} = \frac{28A \cdot 9,09A \cdot 424\mu H}{0,7 \cdot 450 \frac{A}{cm^2} \cdot 0,3T} = 12,77cm^4 \quad (3.56)$$

Utilizando o resultado obtido na eq. (3.56) e fazendo uso da tabela de núcleos da *Magnetics*, obtém-se o núcleo **KollM $\mu$  77440A7**. Para se utilizar este núcleo é preciso

utilizar dois núcleos em paralelo para aumentar a área da secção transversal. As especificações são apresentadas na Tabela 2-5.

O número de espiras do indutor pode ser obtido pela eq. (3.57)

$$n = \sqrt{\frac{L \cdot 10^6}{2 \cdot A_l}} = \sqrt{\frac{424 \mu H \cdot 10^6}{2 \cdot 59 \cdot 10^{-3} H}} = 60 \quad (3.57)$$

Substituindo as variáveis da eq. (2.75), obtém-se a área de fio necessária para conduzir a corrente eficaz no indutor.

$$S_F = \frac{I_{ef}}{J} = \frac{9,09 A}{450 \frac{A}{cm^2}} = 0,02 cm^2 \quad (3.58)$$

Utilizando uma tabela de fabricante de fio esmaltado e fazendo uso do resultado obtido na eq. (3.58), encontra-se o fio **AWG14**. Na Tabela 3-3 é apresentado as especificações do condutor **AWG14**.

Especificação do condutor AWG14	Valor
Área de cobre	0,020811 cm <sup>2</sup>
Área do fio	0,023800 cm <sup>2</sup>
Resistência (Ω/cm) 100°C	0,000111 Ω/cm

Tabela 3-3-Especificações do condutor AWG14.

Para verificar a possibilidade de execução do magnético se utiliza a eq. (2.66).

$$A_{W_{utilizada}} = \frac{1}{K_W} \cdot \sum_{e=1}^j n_e \cdot n_{condutores} \cdot S_{efio} = \frac{1}{0,7} (60 \cdot 1 \cdot 0,023800) = 2,04 cm^2 \quad (3.59)$$

Utilizando a eq. (2.67), tem-se:

$$\frac{Aw_{utilizado}}{Aw} = \frac{2,04}{4,27} = 0,477 \quad (3.60)$$

Para se determinar a potência dissipada no enrolamento, deve-se primeiramente calcular o comprimento total do enrolamento por (2.68), posteriormente calcula-se a resistência do enrolamento aplicando (2.69)

$$l_{chicote} = n \cdot l_T = 60 \cdot 6,78cm = 406cm \quad (3.61)$$

$$R_{cobre} = \frac{R_{fio} \cdot l_{chicote}}{n_{condutores}} = \frac{0,000111\Omega \cdot 406cm}{1} = 0,0451\Omega \quad (3.62)$$

A potência dissipada no enrolamento é obtida aplicando (2.70) :

$$P_{cobre} = R_{cobre} \cdot I_{ef}^2 = 0,0451\Omega \cdot (9,09A)^2 = 3,73W \quad (3.63)$$

Para se obter a potência dissipada no núcleo, utiliza-se a eq. (2.162).

$$P_{nucleo} = P_V \cdot V_{nucleo} = 20 \frac{mW}{cm^3} \cdot 42,6cm^3 = 0,852W \quad (3.64)$$

A elevação de temperatura do filtro é obtida por.

$$\Delta T = \left[ \frac{(P_{cobre} + P_{nucleo}) \cdot 10^3}{A_s} \right]^{0,833} = \left[ \frac{(3,73W + 0,852W) \cdot 10^3}{94,3cm^2} \right]^{0,833} = 25,40^\circ C \quad (3.65)$$

### ➤ Especificação do Capacitor.

O capacitor escolhido para o filtro deve ter como característica mais importante baixa resistência série equivalente. O capacitor adotado no projeto é **B32669** da Epcos. As características mais importantes são apresentadas na Tabela 3-4.

Especificação do capacitor B32669	Valor
Tensão	250V
Capacitância	10 $\mu$ F
RSE (1kHz)	0,031m $\Omega$

Tabela 3-4-Especificações do capacitor B32669.

### 3.9. CÁLCULO TÉRMICO.

A resistência térmica equivalente dos interruptores do inversor é obtida pela eq. (3.33)

$$R_{eq} = \left( \frac{1}{R_{JC1} + R_{CD1}} + \frac{1}{R_{JC2} + R_{CD2}} + \dots + \frac{1}{R_{JCn} + R_{CDn}} \right)^{-1} = \left( \frac{8}{1,5 \frac{^{\circ}C}{W}} \right)^{-1} = 0,1875 \frac{^{\circ}C}{W} \quad (3.66)$$

A temperatura do dissipador é obtida pela eq. (3.32)

$$T_D = T_J - P \cdot R_{eq} = 120^{\circ}C - 88,8W \cdot 0,1875 \frac{^{\circ}C}{W} = 103,35^{\circ}C \quad (3.67)$$

A resistência térmica equivalente dos interruptores do conversor *Push-Pull* é obtida pela eq. (3.33)

$$R_{eq} = \left( \frac{1}{R_{JC1} + R_{CD1}} + \frac{1}{R_{JC2} + R_{CD2}} + \dots + \frac{1}{R_{JCn} + R_{CDn}} \right)^{-1} = \left( \frac{8}{1,4 \frac{^{\circ}C}{W}} \right)^{-1} = 0,175 \frac{^{\circ}C}{W} \quad (3.68)$$

A temperatura do dissipador é obtida pela eq. (3.32)

$$T_D = T_J - P \cdot R_{eq} = 120^\circ C - 143,68W \cdot 0,175 \frac{^\circ C}{W} = 94,85^\circ C \quad (3.69)$$

A resistência térmica equivalente dos diodos retificadores do conversor *Push-Pull* é obtida pela eq. (3.33)

$$R_{eq} = \left( \frac{1}{R_{JC1} + R_{CD1}} + \frac{1}{R_{JC2} + R_{CD2}} + \dots + \frac{1}{R_{JCn} + R_{CDn}} \right)^{-1} =$$

$$\left( \frac{4}{1,8 \frac{^\circ C}{W}} \right)^{-1} = 0,45 \frac{^\circ C}{W} \quad (3.70)$$

A temperatura do dissipador é obtida pela eq. (3.32)

$$T_D = T_J - P \cdot R_{eq} = 120^\circ C - 20,56W \cdot 0,45 \frac{^\circ C}{W} = 110,74^\circ C \quad (3.71)$$

A partir da menor temperatura obtida para o dissipador e utilizando a eq. (3.34), obtém-se a resistência térmica do dissipador para o ambiente.

$$R_{DA} = \frac{T_D - T_A}{P_{total}} = \frac{94,85^\circ C - 50^\circ C}{253W} = 0,177 \frac{^\circ C}{W} \quad (3.72)$$

### 3.10. COMANDO DOS INTERRUPTORES.

O circuito de comando dos interruptores é equacionado e descrito em [12]. Este circuito apresenta isolamento óptico para possibilitar o comando em referências de tensão distintas e um *driver* de corrente cuja finalidade é possibilitar a entrada em condução e bloqueio dos interruptores mais rapidamente.

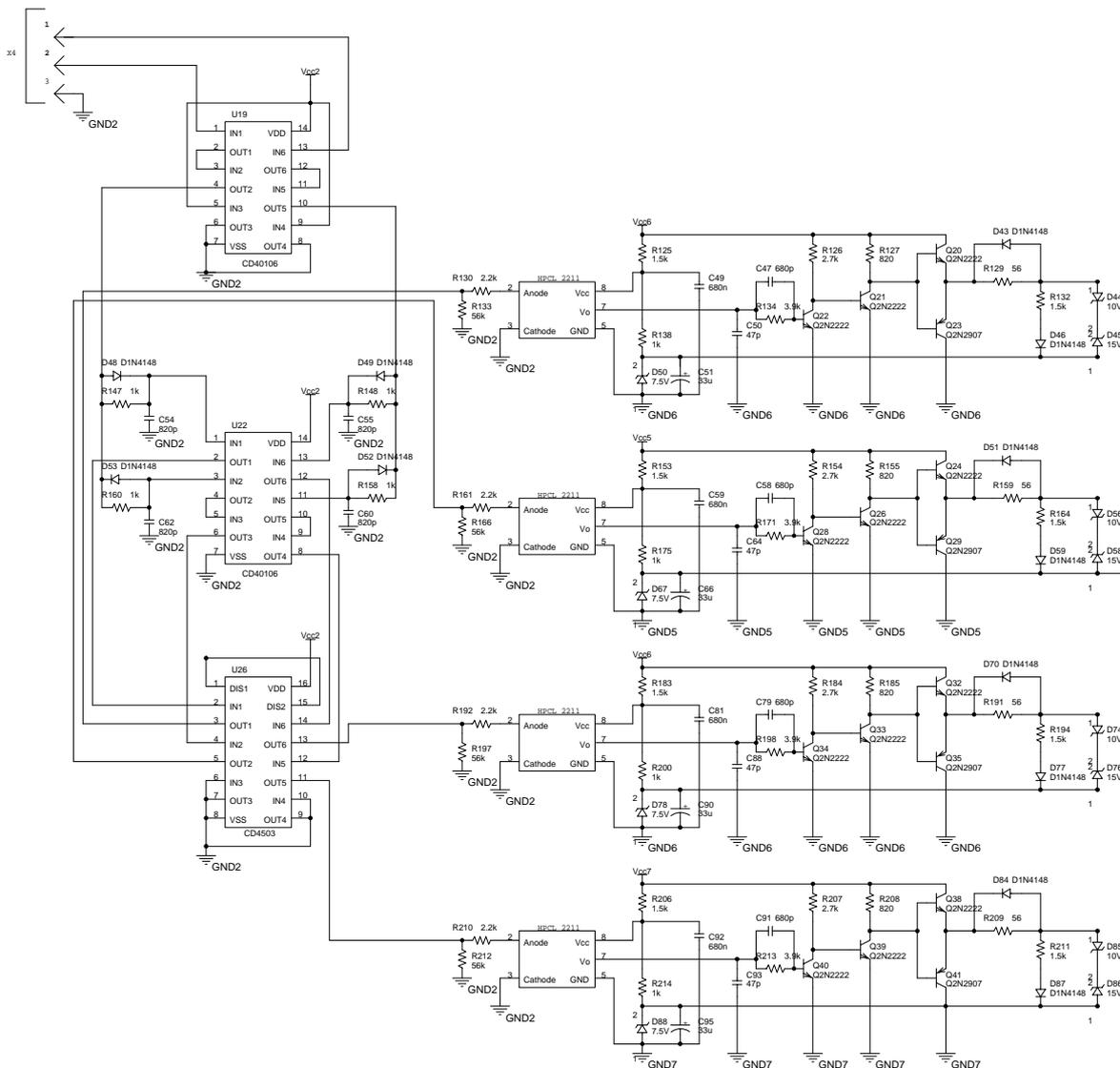


Fig. 3-12- Esquema elétrico do circuito de comando dos interruptores do inversor de tensão.

Um circuito digital é utilizado para gerar o tempo morto entre os comandos dos interruptores do mesmo braço, evitando assim curto de braço. A eq. (3.73) determina o tempo morto gerado.

$$t_{morte} = R \cdot C \cdot \ln\left(1 - \frac{V_{T+}}{V_{cc}}\right) \tag{3.73}$$

$V_{T+}$ : tensão de mudança do estado da porta lógica.

$V_{DD}$ : tensão de alimentação do circuito lógico.

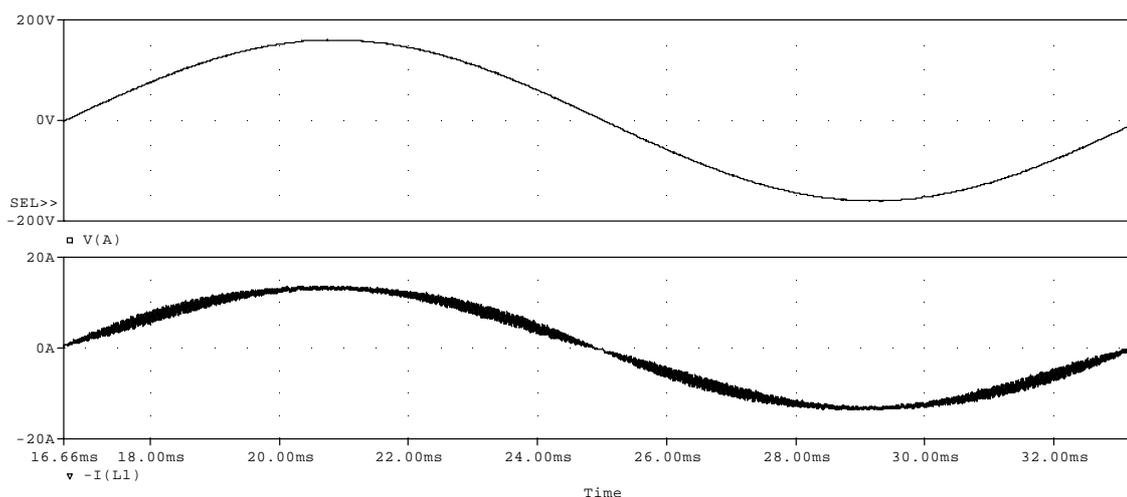
Os valores utilizados em projeto são apresentados no circuito de comando visualizado na Fig. 3-12.

### 3.11. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.

A partir dos resultados de simulação é possível verificar o correto funcionamento da estrutura e também fazer correções dos parâmetros adotados de forma a se obter uma resposta satisfatória.

#### 3.11.1. RESULTADOS COM CARGA RESISTIVA.

Na Fig. 3-13 é visualizado a tensão sobre a carga e a corrente sobre o indutor de filtragem. As formas de onda foram obtidas para uma carga resistiva. A potência processada é de 1000W.



*Fig. 3-13-Tensão de saída e corrente no indutor.*

Na Fig. 3-14 é apresentado o espectro harmônico da tensão sobre o filtro do inversor e da corrente sobre o indutor. Nesta figura verifica-se a existência do primeiro harmônico em 44kHz, coincidindo com o dobro da frequência de chaveamento do inversor. Esta característica já era esperada devido à modulação a três níveis.

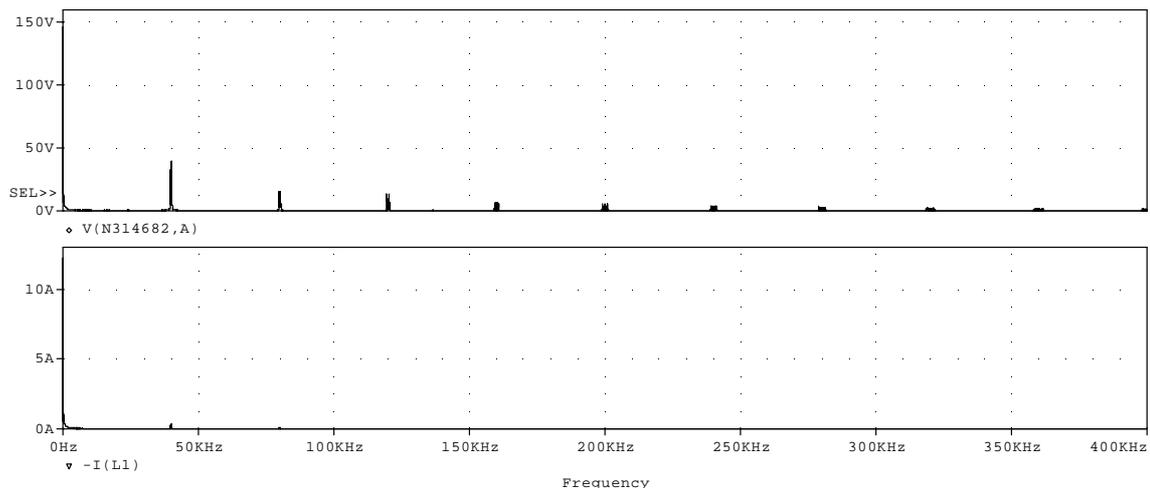


Fig. 3-14-Espectro harmônico da tensão sobre o filtro e corrente no indutor.

A distorção harmônica total do sinal de tensão de saída do inversor é de 0,24%, obtida no software *Pspice*.

### 3.11.2. RESULTADOS COM CARGA TIPO RETIFICADOR CAPACITIVO.

O esquema elétrico da carga do tipo retificador capacitivo é apresentado na Fig. 2-48. Na Fig. 3-15 é apresentada a forma de onda da tensão sobre a carga e a corrente no indutor de filtragem. Na Fig. 3-16 é visualizado o conteúdo harmônico da tensão na carga e corrente no indutor de filtragem.

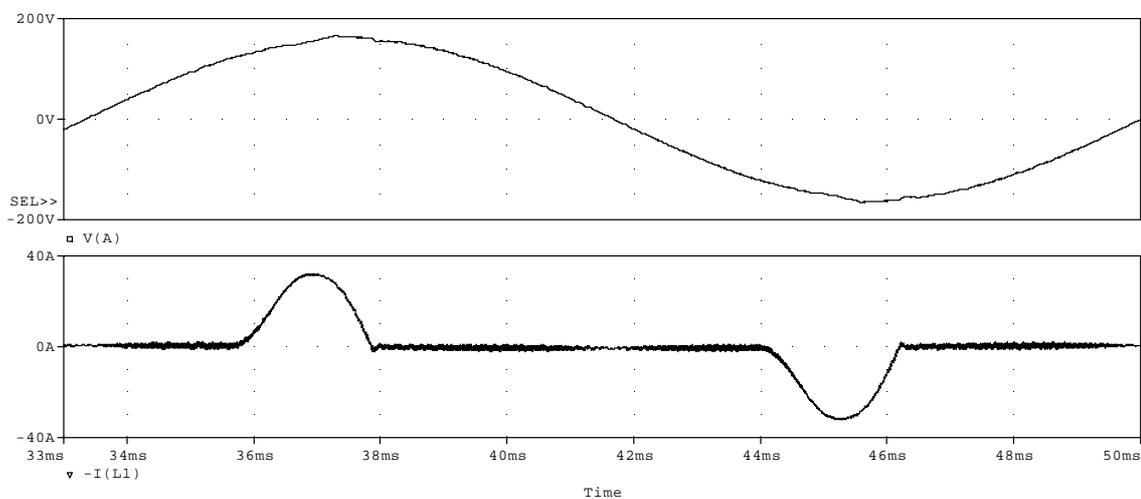


Fig. 3-15-Tensão de saída e corrente no indutor.

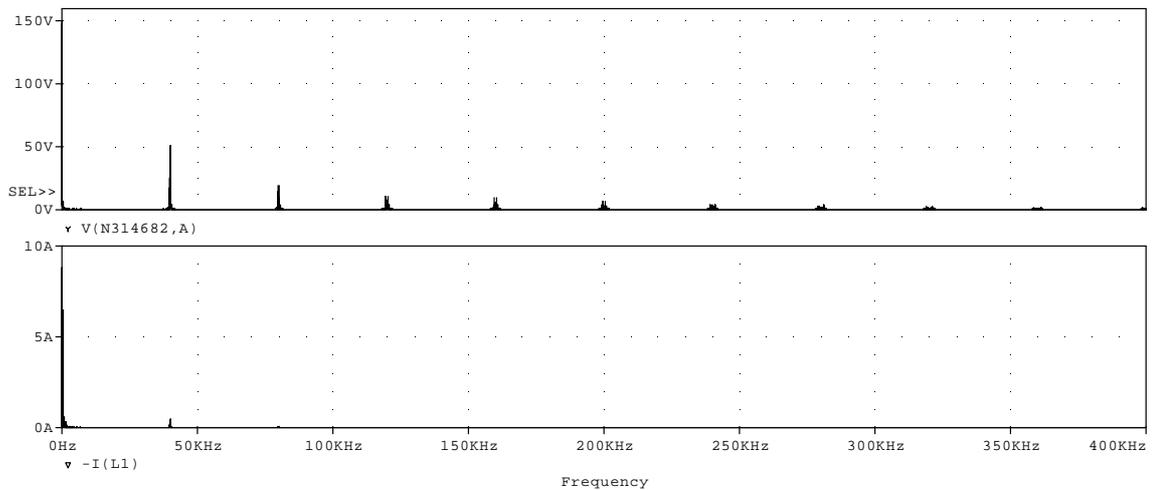


Fig. 3-16-Espectro harmônico da tensão no filtro e corrente no indutor.

A distorção harmônica total da tensão de saída do inversor é de 1,34%, obtida no software *Pspice*.

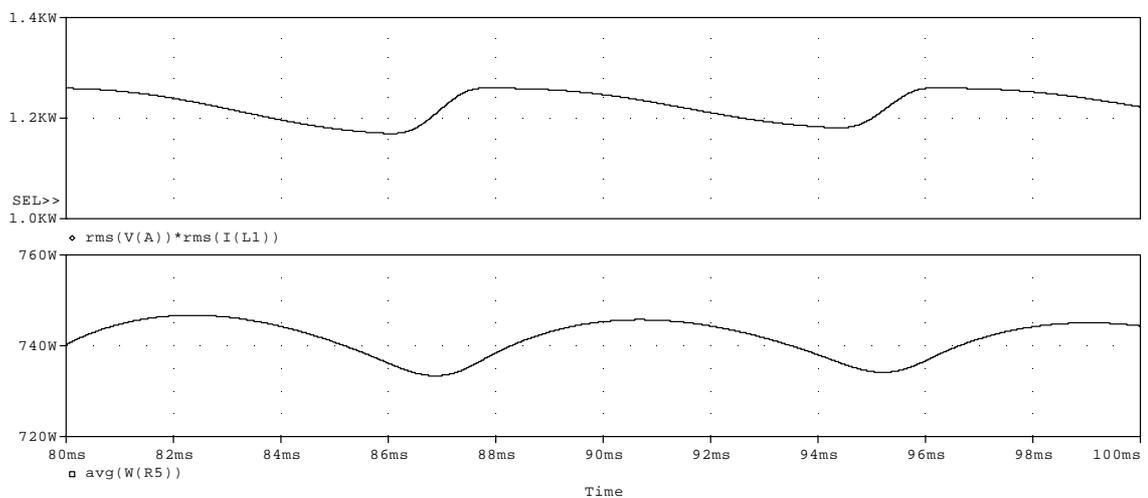


Fig. 3-17-Potência aparente e ativa no inversor.

### 3.12. RESULTADOS EXPERIMENTAIS.

Estes resultados visam validar, a partir do protótipo, o equacionamento e metodologia de projeto apresentado anteriormente.

### 3.12.1. RESULTADOS COM CARGA RESISTIVA.

As formas de onda da tensão e corrente na carga são apresentadas na Fig. 3-18. A corrente está atenuada por um fator de 10.

A partir da análise harmônica, Fig. 3-19, é possível verificar a baixa distorção harmônica da tensão de saída do inversor. Esta distorção reduzida é garantida pelo compensador de tensão do inversor. Novamente a corrente está atenuada de um fator 10 e conseqüentemente a potência também está.

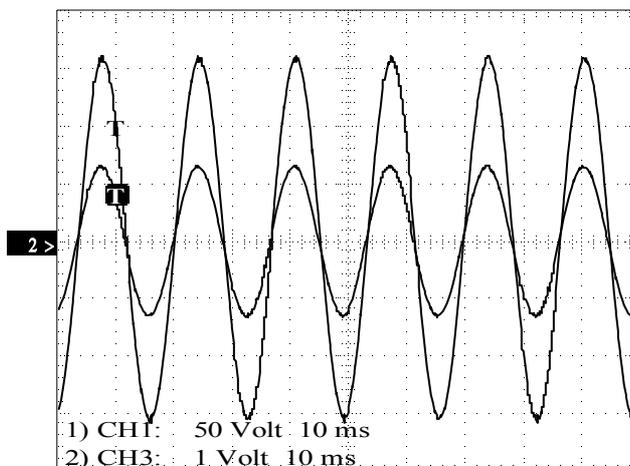


Fig. 3-18-Tensão de saída e corrente na carga.Traço maior tensão(50V/div, 10ms). Traço menor corrente(10A/div, 10mV).

	Freq	Voltage RMS	Voltage % F	Voltage Phase	Current RMS	Current % F	Current Phase
<b>Fundamental</b>	60.1 Hz	111 V	100.00%	0.0	922 mA	100.00%	0.0
Harmonic 2	120 Hz	292 mV	0.26%	101	1.52 mA	0.16%	114
Harmonic 3	180 Hz	188 mV	0.17%	156	2.98 mA	0.32%	122
Harmonic 4	241 Hz	41.3 mV	0.04%	106	424 $\mu$ A	0.05%	50.9
Harmonic 5	301 Hz	33.5 mV	0.03%	139	863 $\mu$ A	0.09%	125
Harmonic 6	361 Hz	21.1 mV	0.02%	-164	945 $\mu$ A	0.10%	-97.1
Harmonic 7	421 Hz	58.1 mV	0.05%	-48	478 $\mu$ A	0.05%	-49.3
Harmonic 8	481 Hz	9.57 mV	0.01%	91.1	634 $\mu$ A	0.07%	98
Harmonic 9	541 Hz	99.9 mV	0.09%	-117	296 $\mu$ A	0.03%	-55.8
Harmonic 10	601 Hz	63.5 mV	0.06%	-71.1	446 $\mu$ A	0.05%	-58.7
Harmonic 11	661 Hz	54.3 mV	0.05%	-39.8	792 $\mu$ A	0.09%	-8.45
Harmonic 12	722 Hz	8.88 mV	0.01%	20.1	471 $\mu$ A	0.05%	91.7
Harmonic 13	782 Hz	54.4 mV	0.05%	-102	233 $\mu$ A	0.03%	-120
Harmonic 14	842 Hz	18.1 mV	0.02%	-30.2	150 $\mu$ A	0.02%	166
Harmonic 15	902 Hz	41.3 mV	0.04%	-113	795 $\mu$ A	0.09%	-798 m
Harmonic 16	962 Hz	36.4 mV	0.03%	104	284 $\mu$ A	0.03%	-145
Harmonic 17	1.02 kHz	65.5 mV	0.06%	-74.2	295 $\mu$ A	0.03%	71
Harmonic 18	1.08 kHz	45 mV	0.04%	-78.2	122 $\mu$ A	0.01%	166
Harmonic 19	1.14 kHz	66.8 mV	0.06%	-29.8	561 $\mu$ A	0.06%	-2.49
Harmonic 20	1.2 kHz	22.9 mV	0.02%	124	137 $\mu$ A	0.01%	29
Harmonic 21	1.26 kHz	31.7 mV	0.03%	-106	375 $\mu$ A	0.04%	17.5
Harmonic 22	1.32 kHz	29.7 mV	0.03%	-155	74.4 $\mu$ A	0.01%	-103
Harmonic 23	1.38 kHz	65.3 mV	0.06%	-58.1	112 $\mu$ A	0.01%	31.2

Fig. 3-19-Análise harmônica da tensão e corrente na carga.

### 3.12.2. RESULTADOS COM CARGA DO TIPO RETIFICADOR CAPACITIVO.

Na Fig. 3-20 é visualizado a tensão e corrente na carga do tipo retificador capacitivo. Este tipo de carga caracteriza-se por apresentar uma corrente com elevado valor eficaz e baixo fator de potência. O circuito utilizado como carga no ensaio é apresentado na Fig. 2-48. A corrente está atenuada de um fator 10.

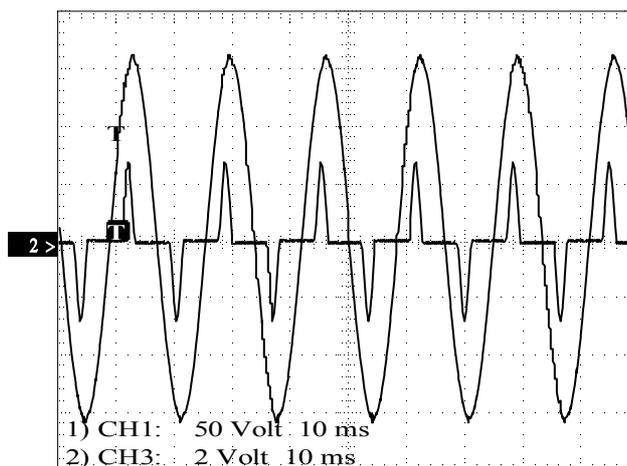


Fig. 3-20-Tensão e corrente na carga. .Traço maior tensão(50V/div, 10ms). Traço menor corrente(20A/div, 10mV).

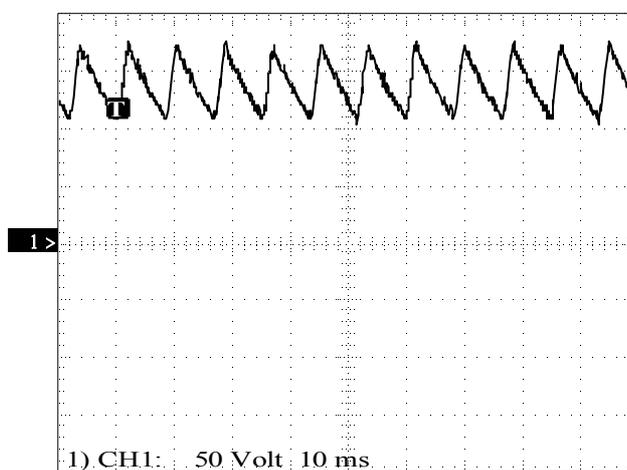


Fig. 3-21-Tensão sobre o resistor de carga.

A Fig. 3-21 apresenta a forma de onda de tensão sobre o resistor do retificador capacitivo.

A análise harmônica apresentada na Fig. 3-22 verifica-se o baixo fator de potência característico deste tipo de carga. A corrente está atenuada por um fator de 10 e as potências também estão atenuadas pelo mesmo fator.

	Freq	Voltage RMS	Voltage % F	Voltage Phase	Current RMS	Current % F	Current Phase
Fundamental	60.2 Hz	111 V	100.00%	0.0	635 mA	100.00%	0.0
Harmonic 2	120 Hz	439 mV	0.40%	101	7.97 mA	1.26%	82.4
Harmonic 3	181 Hz	284 mV	0.26%	73.6	557 mA	87.84%	-8.55
Harmonic 4	241 Hz	84 mV	0.08%	-6.26	2.91 mA	0.46%	-65.7
Harmonic 5	301 Hz	390 mV	0.35%	165	416 mA	65.56%	-177
Harmonic 6	361 Hz	91.1 mV	0.08%	134	3.68 mA	0.58%	-76.4
Harmonic 7	421 Hz	239 mV	0.22%	-47.4	256 mA	40.37%	13.8
Harmonic 8	481 Hz	76 mV	0.07%	-55.6	8.34 mA	1.31%	131
Harmonic 9	542 Hz	130 mV	0.12%	124	116 mA	18.22%	-157
Harmonic 10	602 Hz	91.6 mV	0.08%	90.1	10.4 mA	1.64%	-29.6
Harmonic 11	662 Hz	118 mV	0.11%	15.7	21.8 mA	3.43%	18.1
Harmonic 12	722 Hz	67.7 mV	0.06%	-121	8.29 mA	1.31%	-180
Harmonic 13	782 Hz	138 mV	0.12%	166	24.5 mA	3.87%	68.1
Harmonic 14	843 Hz	75.5 mV	0.07%	39.8	5.95 mA	0.94%	34.2
Harmonic 15	903 Hz	165 mV	0.15%	-33.8	29.2 mA	4.61%	-102
Harmonic 16	963 Hz	63.1 mV	0.06%	-156	3.93 mA	0.62%	-89.9
Harmonic 17	1.02 kHz	163 mV	0.15%	88.6	16.2 mA	2.55%	104
Harmonic 18	1.08 kHz	31.3 mV	0.03%	-78.2	3.49 mA	0.55%	157
Harmonic 19	1.14 kHz	47.8 mV	0.04%	-108	7.24 mA	1.14%	16.7
Harmonic 20	1.2 kHz	40.1 mV	0.04%	-113	2.84 mA	0.45%	5.67
Harmonic 21	1.26 kHz	44 mV	0.04%	-17.3	9.84 mA	1.55%	-99.9
Harmonic 22	1.32 kHz	39.7 mV	0.04%	14.5	2.1 mA	0.33%	-100
Harmonic 23	1.38 kHz	37 mV	0.03%	-112	8.46 mA	1.33%	113

Fig. 3-22-Análise harmônica da tensão e corrente na carga.

### 3.12.3. RENDIMENTO.

Na Fig. 3-23 é apresentada a curva de rendimento do inversor juntamente com o conversor *Push-Pull* e a placa de controle, alimentando uma carga do tipo resistiva, para oito valores distintos da potência da saída.

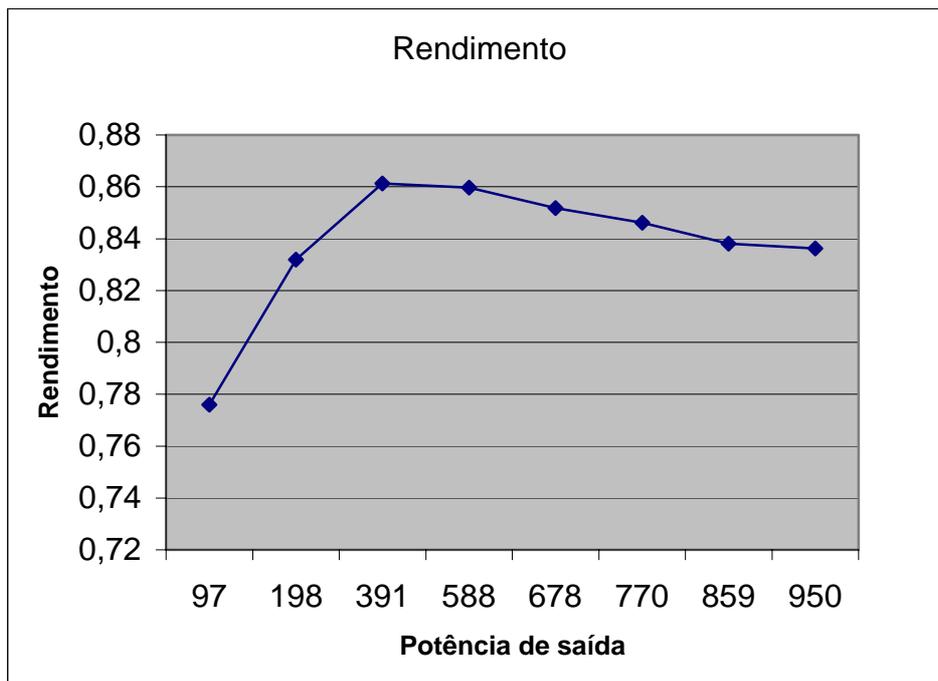


Fig. 3-23-Curva de rendimento.

### 3.13. CONCLUSÃO.

Neste capítulo foi apresentado o equacionamento, metodologia de projeto e projeto do inversor de tensão.

Resultados de simulação foram apresentados com o intuito de comprovar o funcionamento da estrutura e possibilitar possíveis ajustes antes da implementação prática.

Os resultados obtidos com o protótipo permitiram validar o equacionamento e metodologia de projeto da estrutura. A partir da análise harmônica da forma de onda de tensão fica evidenciado o funcionamento satisfatório do compensador de tensão do inversor.

## CAPÍTULO 4 - FONTE AUXILIAR.

### 4.1. INTRODUÇÃO.

A fonte auxiliar tem por finalidade fornecer as tensões adequadas para os circuitos de comando, supervisão e proteção do inversor.

A fonte auxiliar é composta de dois conversores conectados em cascata. O primeiro conversor é um *Flyback* com controle na tensão de saída. O segundo conversor é um conversor *Forward* sem filtro de saída.

### 4.2. FONTE FLYBACK.

O conversor *Flyback* é bastante utilizado em fontes auxiliares devido sua simplicidade e facilidade de controle. Apresenta apenas um interruptor o que facilita o comando. Geralmente esta estrutura é utilizada para pequenas potências.

#### 4.2.1. ESTRUTURA.

A estrutura do conversor *Flyback* é apresentada na Fig. 4-1.

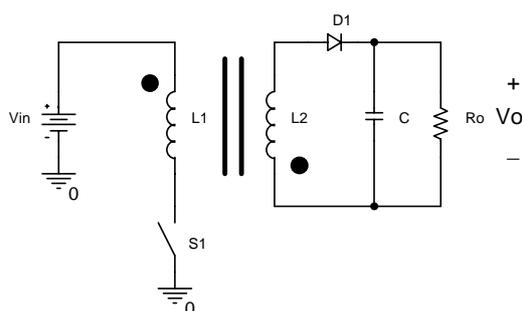
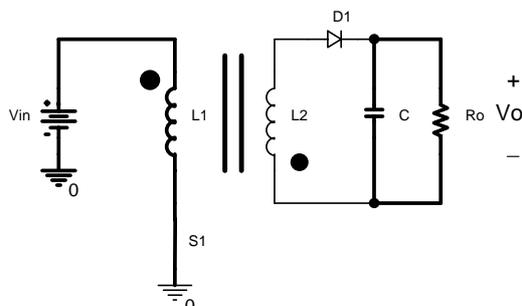


Fig. 4-1-Estrutura do conversor *Flyback*.

#### 4.2.2. ETAPAS DE OPERAÇÃO.

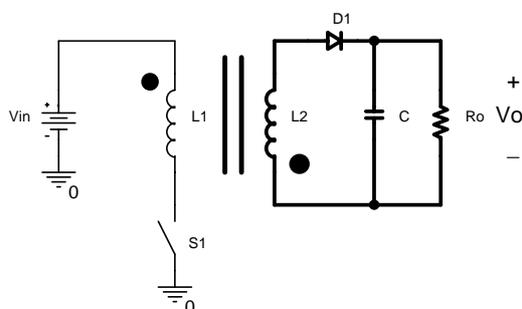
As etapas de operação apresentadas são para o conversor operando no modo de condução descontínua.

Na primeira etapa de operação o interruptor **S1** está fechado e é armazenada energia no transformador a partir do enrolamento primário. O capacitor **C** é quem fornece energia para a carga durante esta etapa de operação. Na Fig. 4-2 é apresentado o caminho da corrente durante a primeira etapa.



*Fig. 4-2-Caminho da corrente durante a primeira etapa de operação.*

Na segunda etapa de operação o interruptor é bloqueado e o fluxo magnético armazenado na primeira etapa, no transformador, é descarregado pelo secundário. O secundário fornece energia para o capacitor **C** e a carga **Ro** durante esta etapa. Na Fig. 4-3 é apresentado o caminho da corrente durante a segunda etapa de operação.



*Fig. 4-3-Caminho da corrente durante a segunda etapa de operação.*

Na terceira etapa de operação o interruptor continua bloqueado e a energia armazenada no transformador terminou, assim sendo é o capacitor o responsável por alimentar a carga. Na Fig. 4-4 é apresentado esta etapa de operação.

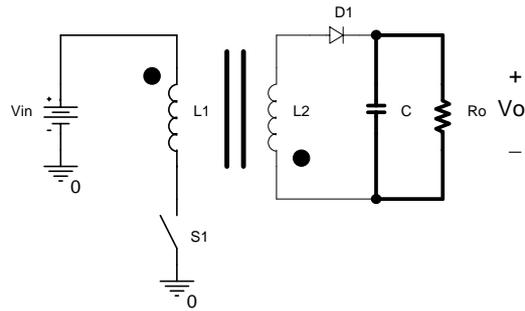


Fig. 4-4-Caminho da corrente durante a terceira etapa de operação.

### 4.2.3. PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA.

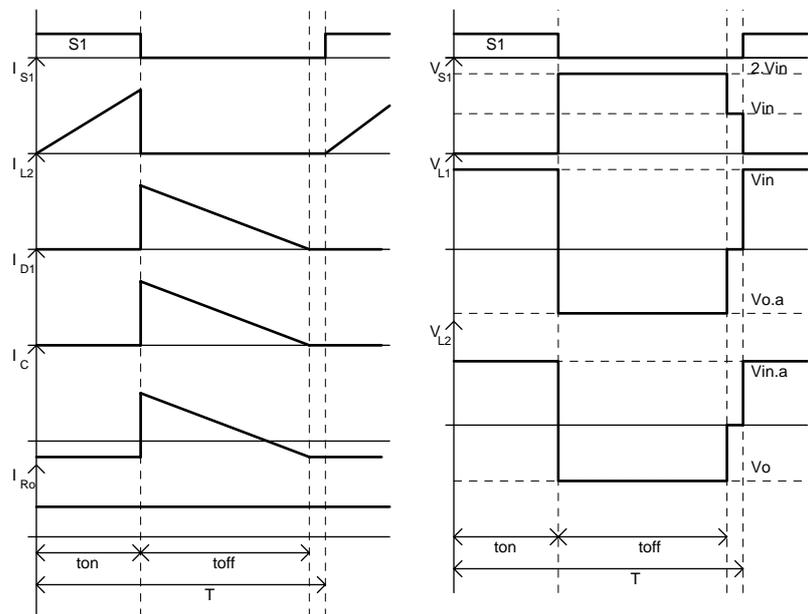


Fig. 4-5-Principais formas de onda do conversor Flyback.

### 4.2.4. ANÁLISE GLOBAL.

Definindo a razão cíclica **D** como:

$$D = \frac{ton}{T} \quad (4.1)$$

A fim de garantir a condução descontínua, é definida uma razão cíclica de desmagnetização que equivale ao tempo no qual o diodo do conversor está em condução. Esta razão cíclica é chamada de  $D_{\text{desm}}$ .

Reescrevendo a eq. (2.6), tem-se.

$$V_L = \frac{L \cdot \Delta I_L}{\Delta t} \quad (4.2)$$

O transformador do conversor *Flyback* opera como indutores acoplados, desta forma durante o intervalo em que o interruptor está conduzindo, a eq. (4.2) pode ser reescrita como:

$$V_{in} = \frac{L_1 \cdot \Delta I_L}{D \cdot T} \quad (4.3)$$

Devido ao fato do conversor operar no modo de condução descontínua, a corrente máxima sobre o primário é a própria ondulação de corrente sobre primário. Reescrevendo a eq. (4.3) obtém-se:

$$I_p = \frac{V_{in} \cdot D}{f_s \cdot L_1} \quad (4.4)$$

$I_p$ : corrente de pico no primário.

A corrente de pico máxima sobre o primário ocorre para a razão cíclica máxima, assim sendo, tem-se:

$$I_{p_{\max}} = \frac{V_{in} \cdot D_{\max}}{f_s \cdot L_1} \quad (4.5)$$

Devido ao fato de a energia transferida para a carga ser a energia armazenada na indutância do primário durante o intervalo  $t_{on}$ , é necessário determinar a indutância de primário capaz de armazenar esta energia. A energia armazenada no indutor primário é definida na eq. (4.6).

$$E_{L1} = \frac{1}{2} I_p^2 \cdot L_1 \quad (4.6)$$

Tendo que a potência é definida por:

$$P = \frac{E}{t} \quad (4.7)$$

Substituindo a eq. (4.7) e (4.5) na eq. (4.6), obtém-se:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}^2 \cdot D_{\max}^2}{f_s \cdot L_1} \quad (4.8)$$

Substituindo a eq. (2.45) na eq. (4.8) e isolando  $L_1$ , obtém-se:

$$L_1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}^2 \cdot D_{\max}^2 \cdot \eta}{P_{out} \cdot f_s} \quad (4.9)$$

O conversor *Flyback* é o conversor *Buck-Boost* com isolamento galvânico (transformador) [11]. Assim sendo o ganho estático é dado por:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{n_s}{n_p} \cdot \frac{D}{1-D} \quad (4.10)$$

A corrente no secundário é obtida por:

$$I_s = \frac{n_p}{n_s} \cdot I_p \quad (4.11)$$

A fim de se garantir a condução descontínua, a variação do fluxo magnético na primeira etapa de operação deve ser igual a da segunda etapa de operação. A eq. (2.38) pode ser reescrita para as duas etapas de operação.

$$V_{in} = n_p \cdot \frac{d\phi_1}{dt} \quad (4.12)$$

$n_p$ : numero de espiras do primário.

$$V_o = n_s \cdot \frac{d\phi_2}{dt} \quad (4.13)$$

$n_s$ : numero de espiras do secundário.

Reescrevendo a eq. (4.12) obtém-se:

$$\Delta\phi_1 = \frac{V_{in} \cdot t_{on}}{n_p} \quad (4.14)$$

E reescrevendo a eq. (4.13), tem-se:

$$\Delta\phi_2 = \frac{V_o \cdot t_{off}}{n_s} \quad (4.15)$$

Igualando as eqs.(4.14) e (4.15), obtém-se:

$$V_o = \frac{n_s}{n_p} \cdot V_{in} \cdot \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} \quad (4.16)$$

Para que a condução descontínua seja garantida é necessário que:

$$V_o > \frac{n_s}{n_p} \cdot V_{in} \cdot \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} \quad (4.17)$$

A eq. (2.11) define a corrente sobre o capacitor. Reescrevendo esta equação, obtém-se:

$$I_c = C \cdot \frac{\Delta V_c}{\Delta t} \quad (4.18)$$

Durante o intervalo em que o interruptor esta conduzindo, a corrente do capacitor é a própria corrente na carga, assim sendo tem-se:

$$I_o = C \cdot \frac{\Delta V_c}{t_{on}} \quad (4.19)$$

Substituindo  $t_{on}$  da eq. (4.1) na eq. (4.19) e isolando  $C$ , obtém-se:

$$C = \frac{I_o \cdot D}{f_s \cdot \Delta V_c} \quad (4.20)$$

A corrente que circula sobre o capacitor é a corrente do secundário ( $I_s$ ) menos a corrente sobre a carga. Esta corrente gera ondulação de tensão sobre o capacitor devido à resistência série equivalente (RSE) deste. Esta ondulação é obtida por:

$$\Delta V_c = RSE \cdot I_s \quad (4.21)$$

Reescrevendo a eq. (4.21), obtém-se a resistência série equivalente máxima permitida para o capacitor.

$$RSE = \frac{\Delta V_c}{I_s} \quad (4.22)$$

## 4.2.5. ESFORÇOS NOS COMPONENTES.

Com a finalidade de dimensionar corretamente os componentes do conversor *Flyback*, será feita a análise dos esforços sobre os componentes do mesmo.

### 4.2.5.1 CORRENTE MÉDIA NA CARGA.

A corrente média na carga é obtida a partir da eq. (2.17).

### 4.2.5.2 CORRENTE MÁXIMA SOBRE O INTERRUPTOR.

A corrente sobre o interruptor é a mesma que a corrente sobre o primário do transformador. A eq. (4.5) determina seu valor.

### 4.2.5.3 CORRENTE EFICAZ NO INTERRUPTOR.

A partir da função que define a corrente sobre o primário do interruptor é obtida a corrente eficaz no interruptor.

$$I_{Mef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{ton} \left( \frac{Vin}{fs \cdot L_1} \cdot t \right)^3 dt} \quad (4.23)$$

Resolvendo a eq. (4.23), obtém-se:

$$I_{Mef} = \frac{Vin}{fs \cdot L_1} \sqrt{\frac{D^3}{3}} \quad (4.24)$$

### 4.2.5.4 TENSÃO MÁXIMA SOBRE O INTERRUPTOR.

A tensão máxima sobre o interruptor ocorre durante o intervalo em que existe corrente no secundário do transformador. Durante este intervalo a tensão de entrada é somada à tensão de saída do conversor refletida ao primário. Assim sendo, obtém-se.

$$V_{Mmax} = Vin + Vo \cdot \frac{n_p}{n_s} \quad (4.25)$$

### 4.2.5.5 PERDAS NO INTERRUPTOR.

A perda no interruptor, devido à condução, é obtida pela eq. (2.22).

As perdas por comutação só ocorrem durante o bloqueio do interruptor, pois o conversor em estudo deverá operar em condução descontínua. Assim sendo, a perda por comutação é obtida por:

$$P_{comM} = \frac{f_s}{2} \cdot t_f \cdot I_{M\max} \cdot Vin \quad (4.26)$$

As perdas totais no interruptor são obtidas pela eq. (2.24).

#### 4.2.5.6 CORRENTE EFICAZ NO ENROLAMENTO PRIMÁRIO.

A corrente eficaz no enrolamento primário é a mesma que a sobre o interruptor, definida na eq. (4.24).

#### 4.2.5.7 CORRENTE MÁXIMA SOBRE O DIODO.

A corrente máxima sobre o diodo é mesma que a sobre o secundário. Seu valor é obtido pela eq. (4.11).

#### 4.2.5.8 CORRENTE MÉDIA NO DIODO.

A corrente média sobre o diodo é obtida a partir da área da função que define a corrente sobre o enrolamento secundário.

$$I_{Dmed} = \frac{I_s \cdot toff}{2 \cdot T} \quad (4.27)$$

A eq. (4.27) pode ser reescrita por:

$$I_{Dmed} = \frac{n_p}{n_s} \cdot \frac{Vin \cdot D \cdot D_{desm}}{2 \cdot f_s \cdot L_1} \quad (4.28)$$

#### 4.2.5.9 TENSÃO REVERSA MÁXIMA SOBRE O DIODO.

A tensão reversa máxima sobre o diodo ocorre durante a primeira etapa de operação. Durante este intervalo de tempo, a tensão sobre o diodo é definida por:

$$V_{D_{\max}} = \frac{n_s}{n_p} \cdot V_{in} + V_{out} \quad (4.29)$$

#### 4.2.5.10 PERDAS NO DIODO.

As perdas no diodo são provenientes da condução e do bloqueio. Como o conversor *Flyback* em estudo deve operar em condução descontínua, a perda no bloqueio do diodo será desprezada.

A perda por condução é definida pela eq. (2.29). Portanto a perda total no diodo é obtida por:

$$P_{totalD} = P_{condD} \quad (4.30)$$

#### 4.2.5.11 CORRENTE EFICAZ NO ENROLAMENTO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR.

A corrente eficaz no secundário do transformador é obtida a partir da resolução da equação a seguir.

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{toff} \left( I_s - I_s \cdot \frac{t}{toff} \right)^2 \cdot dt} \quad (4.31)$$

Resolvendo a eq. (4.31) obtém-se:

$$I_{S_{ef}} = I_s \cdot \sqrt{\frac{D_{desm}}{3}} \quad (4.32)$$

#### 4.2.5.12 CORRENTE EFICAZ NO CAPACITOR DE FILTRAGEM.

A corrente eficaz sobre o capacitor de filtragem é a corrente eficaz sobre o secundário do transformador menos a corrente média de saída. Assim sendo esta é obtida por:

$$I_{cef} = \sqrt{I_{s_{ef}}^2 - I_o^2} \quad (4.33)$$

#### 4.2.5.13 PERDAS NO CAPACITOR DE FILTRAGEM.

A perda no capacitor de filtragem é obtida pela eq. (2.36).

#### 4.2.6. CÁLCULO TÉRMICO.

O cálculo térmico objetiva determinar a necessidade ou não da utilização de dissipador nos semicondutores, bem como estimar a resistência térmica máxima do dissipador no caso da necessidade da sua utilização.

A resistência térmica total é obtida a partir da eq. (4.34).

$$R_{term} = \frac{T_J - T_A}{P_{total}} \quad (4.34)$$

A resistência do dissipador para o ambiente é obtida pela eq. (4.35).

$$R_{DA} = R_{term} - R_{JC} - R_{CD} \quad (4.35)$$

#### 4.2.7. PROJETO DO TRANSFORMADOR *FLYBACK*.

O transformador Flyback trata-se de dois ou mais indutores acoplados. Este transformador necessita de entreferro para operar, pois é na relutância que será armazenada a maior parte da energia magnética transferida do primário para o secundário do transformador.

Tendo que:

$$I_{p_{ef}} = I_{Mef} = I_p \cdot \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (4.36)$$

E que:

$$I_p = \frac{2 \cdot I_{p_{med}}}{D} \quad (4.37)$$

$I_{p_{med}}$ : corrente média no primário.

Reescrevendo a eq. (4.37), obtém-se a corrente média no primário do transformador.

$$I_{p_{med}} = \frac{I_p \cdot D}{2} \quad (4.38)$$

Substituindo a eq. (4.37) na eq. (4.36), tem-se:

$$I_{p_{ef}} = I_{p_{med}} \cdot \sqrt{\frac{4}{3} \cdot D} \quad (4.39)$$

Substituindo a eq. (4.39) na eq. (2.44), obtém-se:

$$A_w = \frac{n \cdot I_{p_{med}}}{K_w \cdot K_p \cdot J} \cdot \sqrt{\frac{4}{3} \cdot D} \quad (4.40)$$

Reescrevendo a eq. (2.40)

$$V_{in} = n \cdot \frac{\Delta B}{\Delta t} \cdot A_e \quad (4.41)$$

Sabendo que  $\Delta t$  equivale a **ton**, substituindo a eq. (4.1) na eq. (4.41) e isolando **Ae**, obtém-se:

$$A_e = \frac{V_{in} \cdot D}{n \cdot \Delta B \cdot fs} \quad (4.42)$$

Multiplicando a eq. (4.40) pela eq. (4.42), tem-se:

$$A_e \cdot A_w = \frac{V_{in} \cdot I_{p_{med}}}{\Delta B \cdot K_p \cdot K_w \cdot J \cdot fs} \cdot \sqrt{\frac{4}{3} \cdot D} \quad (4.43)$$

Substituindo a eq. (2.46) na eq. (2.45), obtém-se:

$$P_{out} = \eta \cdot V_{in} \cdot I_{p_{med}} \quad (4.44)$$

Substituindo a eq. (4.44) na eq. (4.43), tem-se o produto das áreas do transformador dado por:

$$A_e \cdot A_w = \frac{P_{out}}{\Delta B \cdot K_p \cdot K_w \cdot J \cdot fs \cdot \eta} \cdot \sqrt{\frac{4}{3} \cdot D} \quad (4.45)$$

Sabendo que a variação da energia no indutor primário é definida por:

$$\Delta W = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_p^2 \quad (4.46)$$

ou:

$$\Delta W = \Delta B \cdot H \cdot V_{\text{entreferro}} \quad (4.47)$$

$V_{\text{entreferro}}$ : volume do entreferro.

Tendo que:

$$H = \frac{\Delta B}{\mu_0} \quad (4.48)$$

E que:

$$V_{\text{entreferro}} = Ae \cdot l_{\text{entreferro}} \quad (4.49)$$

Substituindo as eqs.(4.49) e (4.48) na eq. (4.47) e isolando  $l_{\text{entreferro}}$ , obtém-se:

$$l_{\text{entreferro}} = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot \Delta W}{\Delta B^2 \cdot Ae} \quad (4.50)$$

A variação da energia em um período de operação é igual a:

$$\Delta W = \frac{Pin}{fs} \quad (4.51)$$

Substituindo  $P_{in}$  da eq. (4.51) pela eq. (2.45), obtém-se:

$$\Delta W = \frac{P_{out}}{\eta \cdot fs} \quad (4.52)$$

Substituindo a eq. (4.52) na eq. (4.50), obtém-se:

$$l_{entreferro} = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot P_{out}}{\Delta B^2 \cdot Ae \cdot \eta \cdot fs} \quad (4.53)$$

Substituindo a eq. (4.51) na eq. (4.50) obtém-se:

$$l_{entreferro} = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot P_{in}}{\Delta B^2 \cdot Ae \cdot fs} \quad (4.54)$$

Substituindo as eqs.(2.46) e (4.42) na eq. (4.54), tem-se:

$$l_{entreferro} = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot I_{p_{med}} \cdot n}{\Delta B \cdot D} \quad (4.55)$$

Substituindo a eq. (4.37) na eq. (4.55) e isolando  $n$ , obtém-se o número de espiras do primário dado por:

$$n = \frac{\Delta B \cdot l_{entreferro}}{\mu_0 \cdot I_p} \quad (4.56)$$

Reescrevendo a eq. (4.16):

$$V_o = \frac{n_s}{n_p} \cdot V_{in} \cdot \frac{D_{\max}}{1 - D_{\max}} \quad (4.57)$$

Considerando a queda de tensão sobre o diodo retificador no secundário e substituindo  $D_{\max}$  na eq. (4.57) por  $D_{\text{desm}}$ , de forma a se garantir a desmagnetização do transformador, reescreve-se a equação anterior isolando-se  $n_s$  obtendo-se a equação que determina o número de espiras no secundário.

$$n_s = n_p \cdot \frac{V_o + V_f}{V_{in}} \cdot \frac{1 - D_{\text{desm}}}{D_{\text{desm}}} \quad (4.58)$$

$n_p$ : número de espiras do primário.

#### 4.2.7.1 POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO.

A verificação da possibilidade de execução visa verificar se o núcleo escolhido para o magnético dispõe de área de janela suficiente para acomodar os enrolamentos.

A área total ocupada pelos enrolamentos é obtida pela eq. (2.66).

Para que seja possível a acomodação é necessário que a eq. (2.67) resulte em um valor menor que 1.

#### 4.2.7.2 CÁLCULO TÉRMICO.

O cálculo térmico visa estimar a elevação máxima de temperatura do núcleo causada pelas perdas no núcleo e no cobre.

O comprimento total do condutor de cobre é obtido pela eq. (2.68). A resistência total do condutor de cobre é obtida pela eq. (2.69). A perda no condutor de cobre é determinada pela eq. (2.70).

A perda no núcleo é obtida pela eq. (2.71). A resistência térmica do núcleo é determinada pela eq. (2.72).

A elevação de temperatura no núcleo do magnético é calculada pela eq. (2.73).

### 4.2.7.3 DETERMINAÇÃO DOS CONDUTORES.

Os condutores do magnético são determinados levando em consideração a máxima densidade de corrente e o efeito *Skin*.

A máxima penetração da corrente em um condutor de cobre é determinada pela eq. (2.74).

A área do fio necessária para conduzir a corrente é obtida pela eq. (2.75). O número de condutores em paralelo é determinado pela eq. (2.76).

### 4.2.8. PROJETO DO GRAMPEADOR.

Devido a existência de indutâncias de dispersão no transformador, ao se bloquear o interruptor estas indutâncias causarão sobretensão no interruptor. Esta sobretensão deve ser controlada a fim de que não ultrapasse o limite de operação do interruptor, para tal faz-se uso do circuito grampeador sobre o interruptor do conversor *Flyback*.

Na Fig. 4-6 é apresentado o circuito grampeador para o conversor *Flyback*.

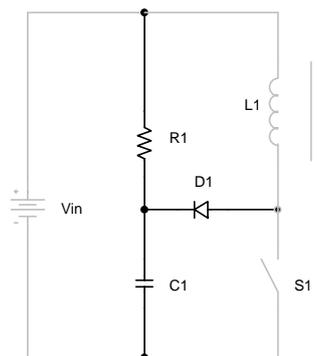


Fig. 4-6-Esquema elétrico do grampeador.

O capacitor do grampeador é determinado pela eq. (2.79).

Reescrevendo a eq. (2.87):

$$\frac{1}{2} \cdot L_D \cdot I_L^2 = \frac{[(V_C - V_{in})^2] \cdot \Delta t}{R_1} + \frac{[V_{in} \cdot (V_C - V_{in})] \cdot \Delta t}{R_1} \quad (4.59)$$

O intervalo de tempo  $\Delta t$  é o intervalo de tempo no qual ocorre a descarga do capacitor, este intervalo é igual a **ton**. Substituindo **ton** na eq. (4.59) pela eq. (4.1) e isolando **R<sub>1</sub>**, obtém-se:

$$R_1 = \frac{2 \cdot V_C \cdot (V_C - V_{in}) \cdot D}{L_D \cdot I_L^2 \cdot f_s} \quad (4.60)$$

Os valores do capacitor e resistor servem como uma primeira aproximação, estes devem ser ajustados em simulação numérica.

#### 4.2.9. MODELAGEM DO CONVERSOR.

A modelagem aproximada do conversor *Flyback* objetiva possibilitar o projeto do compensador de tensão do mesmo.

Sabendo que a potência média de entrada é dada por:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}^2 \cdot D^2}{f_s \cdot L_1} \quad (4.61)$$

E que a potência média de saída é:

$$P_{out} = I_o^2 \cdot R_o \quad (4.62)$$

Considerando o rendimento de 100%, podem-se igualar as eqs.(4.61) e (4.62). Isolando **I<sub>o</sub>**, obtém-se:

$$I_o = \frac{V_{in}}{\sqrt{2 \cdot L_1 \cdot R_o \cdot f_s}} \cdot D \quad (4.63)$$

A saída do conversor *Flyback* pode ser representada como na Fig. 4-7.

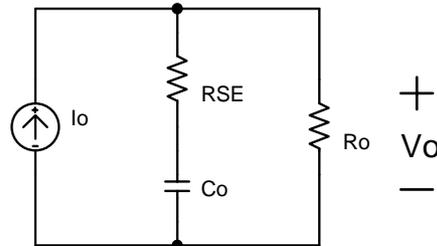


Fig. 4-7-Esquema de saída do conversor *Flyback*.

A corrente  $I_o$  é equacionada por:

$$I_o = C \cdot \frac{dV_c}{dt} + \frac{V_o}{R_o} \quad (4.64)$$

A tensão de saída pode ser equacionada por:

$$V_o = C \cdot \frac{dV_c}{dt} \cdot R_{SE} + V_c \quad (4.65)$$

Aplicando a transformada de *Laplace* as duas equações obtêm-se:

$$I_o = s \cdot C \cdot V_c(s) + \frac{V_o(s)}{R_o} \quad (4.66)$$

$$V_o(s) = s \cdot C \cdot R_{SE} \cdot V_c(s) + V_c(s) \quad (4.67)$$

Substituindo  $V_c(s)$  da eq. (4.67) na eq. (4.66) obtêm-se:

$$I_o = V_o \cdot \left( \frac{1}{R_o} + \frac{s \cdot C}{s \cdot C \cdot R_{SE} + 1} \right) \quad (4.68)$$

Substituindo  $I_o$  da eq. (4.68) pela eq. (4.63), obtém-se:

$$\frac{V_{in}}{\sqrt{2 \cdot L_1 \cdot R_o \cdot f_s}} \cdot D = \left( \frac{s \cdot C \cdot RSE + 1 + s \cdot C \cdot R_o}{R_o \cdot (s \cdot C \cdot RSE + 1)} \right) \quad (4.69)$$

Substituindo  $D$  da eq. (4.69) pela eq. (2.167) e isolando  $V_o(s)/V_c(s)$ , obtém-se a função de transferência do conversor *Flyback*.

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{V_{in}}{V_t \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot L_1 \cdot f_s}{R_o}}} \cdot \left( \frac{RSE}{(R_o + RSE)} \cdot \frac{s + \frac{1}{C \cdot RSE}}{s + \frac{1}{C \cdot (R_o + RSE)}} \right) \quad (4.70)$$

## 4.2.10. PROJETO DO CONVERSOR *FLYBACK*.

A partir das especificações do conversor e fazendo uso das equações deduzidas anteriormente, será apresentado o projeto do conversor *Flyback*.

### 4.2.10.1 ESPECIFICAÇÕES.

As especificações do conversor *Flyback* são apresentadas a seguir.

- Potência de saída:  $P_{out}=13,5W$ ;
- Tensão de saída:  $V_o=15V$ ;
- Ondulação da tensão de saída:  $\Delta V_o=1\%$ ;
- Tensão de entrada:  $V_{in}=30V$ ;
- Variação da tensão de entrada:  $\Delta V_{in}=6V$ ;
- Frequência de chaveamento:  $f_s=100kHz$ ;
- Razão cíclica máxima:  $D_{max}=0,45$ ;
- Queda de tensão no diodo:  $V_d=1V$ .

### 4.2.10.2 PROJETO.

A corrente média na carga é obtida pela eq. (2.17).

$$I_o = \frac{P_{out}}{V_o} = \frac{13,5W}{15V} = 0,9A \quad (4.71)$$

Para a determinação adequada do núcleo a ser utilizado no projeto do transformador será levado em consideração as seguintes especificações:

- Densidade de fluxo máxima:  $B=0,2T$ ;
- Densidade de corrente:  $J=450A/cm^2$ ;
- Rendimento teórico:  $\eta=0,8$ ;
- Fator de ocupação da janela:  $K_w=0,4$ ;
- Fator de ocupação do primário:  $K_p=0,5$ ;

A indutância de primário é obtida pela eq. (4.9).

$$L_1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}^2 \cdot D_{max}^2 \cdot \eta}{P_{out} \cdot f_s} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(30V - 6V)^2 \cdot 0,45^2 \cdot 0,8}{13,5W \cdot 100kHz} = 34,56\mu H \quad (4.72)$$

A corrente de pico no primário é obtida pela eq. (4.5).

$$I_{p_{max}} = \frac{V_{in} \cdot D_{max}}{f_s \cdot L_1} = \frac{(30V - 6V) \cdot 0,45}{100kHz \cdot 34,56\mu H} = 3,125A \quad (4.73)$$

O produto de áreas do transformador ( $A_e A_w$ ) é determinado pela eq. (4.45).

$$A_e \cdot A_w = \frac{P_{out}}{\Delta B \cdot K_p \cdot K_w \cdot J \cdot f_s \cdot \eta} \cdot \sqrt{\frac{4}{3} \cdot D} = \frac{13,5W}{0,2T \cdot 0,5 \cdot 0,4 \cdot 450 \frac{A}{cm^2} \cdot 100kHz \cdot 0,8} \cdot \sqrt{\frac{4}{3} \cdot 0,45} = 0,073cm^4 \quad (4.74)$$

A partir do produto das áreas obtidos, o núcleo do transformador escolhido é o **Thornton E20** cujas características estão apresentadas na Tabela 4-1.

O entreferro no transformador é determinado pela eq. (4.53).

$$l_{entreferro} = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot P_{out}}{\Delta B^2 \cdot A_e \cdot \eta \cdot f_s} = \frac{2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 13,5W}{0,2T^2 \cdot 0,312cm^2 \cdot 0,8 \cdot 100kHz} = 0,34mm \quad (4.75)$$

O número de espiras no primário é obtido pela eq. (4.56)

$$n_p = \frac{\Delta B \cdot l_{entreferro}}{\mu_0 \cdot I_p} = \frac{0,2T \cdot 0,34mm}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 3,125A} = 18esp \quad (4.76)$$

<b>Especificação do núcleo de ferrite</b>	<b>Valor</b>
Produto de áreas(AeAw)	0,0811cm <sup>4</sup>
Área da perna central(Ae)	0,312cm <sup>2</sup>
Volume	1,340cm <sup>3</sup>
<b>Especificação do carretel (CE-20/10/5-1/0-POM)</b>	<b>Valor</b>
Comprimento médio da espira	3,8cm/esp
Área da janela(Aw)	0,26cm <sup>2</sup>

Tabela 4-1-Especificações do núcleo e carretel utilizados.

A corrente eficaz no primário é determinada pela eq. (4.24).

$$I_{Mef} = \frac{V_{in}}{f_s \cdot L_1} \sqrt{\frac{D^3}{3}} = \frac{(30V - 6V)}{100kHz \cdot 34,56\mu H} \sqrt{\frac{0,45^3}{3}} = 1,21A \quad (4.77)$$

A fim de se determinar a máxima penetração da corrente no condutor (efeito *skin*), utiliza-se a eq. (2.74)

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{fs}} = \frac{7,5}{\sqrt{100kHz}} = 0,024cm \quad (4.78)$$

A partir da eq. (4.78) determina-se a máxima espessura do condutor para a passagem da corrente. O condutor escolhido é o **AWG26**. As características deste fio são apresentadas na Tabela 4-2.

Especificação do condutor AWG26	Valor
Área de cobre	0,001287cm <sup>2</sup>
Área do fio	0,001671cm <sup>2</sup>
Resistência (Ω/cm) 100°C	0,001789Ω/cm

Tabela 4-2-Especificações do condutor AWG26.

A área de cobre necessária para conduzir a corrente é obtida pela eq. (2.75).

$$A_{cobre} = \frac{I_{ef}}{J} = \frac{1,21A}{450A/cm^2} = 0,00268cm^2 \quad (4.79)$$

O número de condutores em paralelo é obtido pela eq. (2.76).

$$n_{condutores} = \frac{A_{cobre}}{A_{fio}} = \frac{0,00268cm^2}{0,001287cm^2} \approx 2 \quad (4.80)$$

Para que a desmagnetização do transformador seja garantida, determina-se a razão cíclica de desmagnetização como sendo:  $D_{desm} = 0,5$ .

O número de espiras do secundário é obtido pela eq. (4.58).

$$n_s = n_p \cdot \frac{V_o + Vf}{V_{in}} \cdot \frac{1 - D_{desm}}{D_{desm}} = 18 \cdot \frac{15V + 1V}{30V - 6V} \cdot \frac{1 - 0,5}{0,5} = 12esp \quad (4.81)$$

A corrente de pico no secundário é obtida a partir da eq. (4.11).

$$I_s = \frac{n_p}{n_s} \cdot I_p = \frac{18}{12} \cdot 3,125 A = 4,687 A \quad (4.82)$$

A corrente eficaz no secundário é determinada pela eq. (4.32).

$$I_{s_{ef}} = I_s \cdot \sqrt{\frac{D_{desm}}{3}} = 4,687 A \cdot \sqrt{\frac{0,5}{3}} = 1,89 A \quad (4.83)$$

A partir da eq. (4.78) determina-se a máxima espessura do condutor para a passagem da corrente. O condutor escolhido é o **AWG26**. As características deste fio são apresentadas na Tabela 4-2.

A área de cobre necessária para conduzir a corrente é obtida pela eq. (2.75).

$$A_{cobre} = \frac{I_{ef}}{J} = \frac{1,89 A}{450 \frac{A}{cm^2}} = 0,0042 cm^2 \quad (4.84)$$

O número de condutores em paralelo é obtido pela eq. (2.76).

$$n_{condutores} = \frac{A_{cobre}}{A_{fio}} = \frac{0,0042 cm^2}{0,001287 cm^2} \approx 3 \quad (4.85)$$

A área total ocupada pelos enrolamentos é determinada pela eq. (2.66).

$$A_{w_{utilizada}} = \frac{1}{K_w} \cdot \sum_{k=1}^n n_k \cdot n_{k_{condutores}} \cdot S_{k_{fio}} = \quad (4.86)$$

$$\frac{1}{0,4} \cdot (12 \cdot 3 \cdot 0,001671 cm^2 + 18 \cdot 2 \cdot 0,001671 cm^2) = 0,12031 cm^2$$

Para se verificar a possibilidade de execução, aplica-se a eq. (2.67).

$$\frac{A_{w_{utilizada}}}{A_w} = \frac{0,1203 cm^2}{0,26 cm^2} = 0,46 \quad (4.87)$$

Como o resultado da eq. (4.87) é menor que 1, é possível acomodar todos os enrolamentos no carretel.

Dada a potência baixa processada pela fonte auxiliar, a elevação de temperatura do transformador será verificada apenas no protótipo em funcionamento.

A corrente eficaz no interruptor é obtida pela eq. (4.77).

A tensão máxima sobre o interruptor é obtida pela eq. (4.25)

$$V_{M\max} = V_{in} + V_o \cdot \frac{n_p}{n_s} = (30V + 6V) + 15V \cdot \frac{18}{12} = 58,5V \quad (4.88)$$

O interruptor escolhido foi o **IRF540**. As principais características deste interruptor são apresentadas na Tabela 4-3.

<b>Especificação do interruptor IRF540</b>	<b>Valor</b>
Máxima tensão direta	100V
Máxima corrente média	33A
tr	35ns
tff	39ns
Resistência de condução(R <sub>ds(on)</sub> )/100°C	88mΩ
Resistência térmica (R <sub>th(jc)</sub> )	1,15°C/W
Resistência térmica (R <sub>th(ja)</sub> )	62°C/W

*Tabela 4-3 -Características do interruptor MOSFET IRF540.*

A perda por condução no interruptor é obtida pela eq. (2.22).

$$P_{condM} = R_{ds} \cdot I_{Mef}^2 = 88m\Omega \cdot 1,21A^2 = 0,128W \quad (4.89)$$

A perda por comutação no interruptor é obtida pela eq. (4.26). O tempo de bloqueio do interruptor ( $t_f$ ) será admitido de 200ns devido ao *driver* utilizado para comando.

$$P_{comM} = \frac{f_s}{2} \cdot t_f \cdot I_{Mmax} \cdot Vin = \frac{100kHz}{2} \cdot 200ns \cdot 3,125A \cdot (30V - 6V) = 0,75W \quad (4.90)$$

A perda total no interruptor é determinada pela eq. (2.24).

$$P_{totalM} = P_{condM} + P_{comM} = 0,128W + 0,75W = 0,878W \quad (4.91)$$

A resistência térmica total é obtida a partir da eq. (4.34)

$$R_{term} = \frac{T_J - T_A}{P_{total}} = \frac{120^\circ C - 50^\circ C}{0,878W} = 79,72^\circ C/W \quad (4.92)$$

Como a resistência térmica total é menor que a resistência da junção para o ambiente, não se faz necessário o uso de dissipador neste componente.

A corrente média sobre o diodo é obtida pela eq. (4.28)

$$I_{Dmed} = \frac{n_p}{n_s} \cdot \frac{Vin \cdot D \cdot D_{desm}}{2 \cdot f_s \cdot L_1} = \frac{18}{12} \cdot \frac{(30V - 6V) \cdot 0,45 \cdot 0,5}{2 \cdot 100kHz \cdot 34,56\mu H} = 1,171A \quad (4.93)$$

A tensão reversa máxima sobre o diodo é determinada pela eq. (4.29).

$$V_{Dmax} = \frac{n_s}{n_p} \cdot Vin + Vout = \frac{12}{18} \cdot (30V + 6V) + 15V = 39V \quad (4.94)$$

A partir dos valores obtidos anteriormente, o diodo escolhido é o **MUR110**. As características relevantes deste componente são apresentadas na Tabela 4-4.

A perda por condução no diodo é obtida pela eq. (2.29)

$$P_{condD} = V_d \cdot I_{Dmed} = 1,05V \cdot 1,17A = 1,22W \quad (4.95)$$

A perda total no diodo é determinada pela eq. (4.30).

$$P_{totalD} = P_{condD} = 1,17W \quad (4.96)$$

A resistência térmica total é obtida pela eq. (4.34).

$$R_{term} = \frac{T_J - T_A}{P_{total}} = \frac{150^\circ C - 50^\circ C}{1,17W} = 85,47^\circ C/W \quad (4.97)$$

Como a resistência térmica total é menor que a resistência da junção para o ambiente, não se faz necessário o uso de dissipador neste componente.

Especificação do diodo MUR110	Valor
Máxima tensão reversa	100V
Máxima corrente média	1A
trr	75ns
Tensão direta ( $V_d$ )	1,05V
Resistência térmica ( $R_{thja}$ )	52°C/W

Tabela 4-4- Características do diodo retificador MUR110.

### ➤ Capacitor.

Para se obter o valor RSE do capacitor de filtragem, faz-se uso da eq. (4.22)

$$RSE = \frac{\Delta V_c}{I_s} = \frac{1V}{4,68A} = 0,213\Omega \quad (4.98)$$

O capacitor escolhido foi o B41821. As características mais importantes deste capacitor são apresentadas na Tabela 4-5.

Especificação do capacitor B41821	Valor
Tensão	25V
Capacitância	1000 $\mu$ F
RSE(120Hz)	0,27m $\Omega$

Tabela 4-5-Principais características do capacitor B41821.

### 4.2.10.3 GRAMPEADOR.

Para o projeto do grampeador é necessário que o transformador esteja construído, devido a necessidade de se conhecer a indutância de dispersão do primário do transformador. A partir da medição, o valor da dispersão obtido foi:  $L_D = 0,95\mu H$ .

Aplicando a eq. (2.79), obtém-se o valor do capacitor. O valor de  $\Delta V_c$  é utilizado como sendo de aproximadamente 20% da tensão máxima de grampeamento. Como o interruptor utilizado é de 100V, será utilizada uma tensão de grampeamento de 80V.

$$C_1 = \frac{L_D \cdot I_L^2}{\Delta V_c^2} = \frac{0,95\mu H \cdot 3,125 A^2}{16V^2} = 11,5nF \quad (4.99)$$

O resistor do grampeador é obtido a partir da eq. (4.60).

$$R_1 = \frac{2 \cdot V_c \cdot (V_c - V_{in}) \cdot D}{L_D \cdot I_L^2 \cdot f_s} = \frac{2 \cdot 80V \cdot (80V - 36V) \cdot 0,45}{0,95\mu H \cdot 3,125 A^2 \cdot 100kHz} = 3,4k\Omega \quad (4.100)$$

### 4.2.10.4 COMPENSADOR.

O compensador utilizado se destina a controlar a tensão no conversor Flyback, fazendo com que esta apresente erro nulo em regime e uma boa rejeição a perturbação. Uma rotina de cálculo foi implementada no *Matlab* para auxiliar o projeto do controle. Esta rotina encontra-se no ANEXO C.

Reescrevendo a função de transferência, dada pela eq. (4.70) e substituindo as variáveis, pelos valores obtidos no projeto do conversor, obtém-se o modelo do conversor.

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{V_{in}}{V_t \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot L_1 \cdot f_s}{R_o}}} \cdot \left( \frac{RSE}{(R_o + RSE)} \cdot \frac{s + \frac{1}{C \cdot RSE}}{s + \frac{1}{C \cdot (R_o + RSE)}} \right) \quad (4.101)$$

Fazendo a substituição dos valores na eq. (4.101), obtém-se:

$$\frac{V_o(s)}{V_t(s)} = 0,248 \cdot \left( \frac{s + 3571 \frac{rad}{s}}{s + 59 \frac{rad}{s}} \right) \quad (4.102)$$

Pela análise da função de transferência observa-se que a planta apresenta um zero, devido a RSE, e um pólo.

Um compensador do tipo **PI** deve proporcionar boa resposta para o sistema em malha fechada, ou seja erro nulo da tensão em regime e rejeição a perturbações. A função de transferência do compensador é apresentada na eq. (2.191). A metodologia de projeto já foi apresentada no CAPÍTULO 2 .

Com o auxílio do software *RLTOOL* é feito o ajuste do zero e ganho do compensador. Após a utilização do software ajustou-se o zero do compensador em:  $Z=40\text{krad/s}$  e o ganho do compensador como sendo:  $K=1$ .

Na Fig. 4-8 é apresentado o lugar das raízes do sistema em malha fechada, juntamente com os pólos de malha fechada. No lugar das raízes do sistema é possível verificar que este está estável para o ajuste do compensador.

Na Fig. 4-9 é apresentado o diagrama de *Bode* do sistema em malha aberta. Verifica-se que a frequência de cruzamento é inferior a  $\frac{1}{4}$  da frequência de chaveamento do conversor.

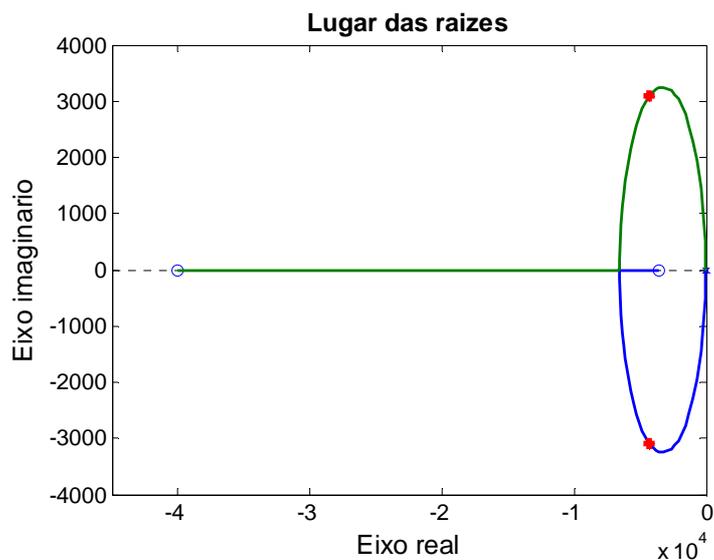


Fig. 4-8-Lugar das raizes do sistema em malha fechada.

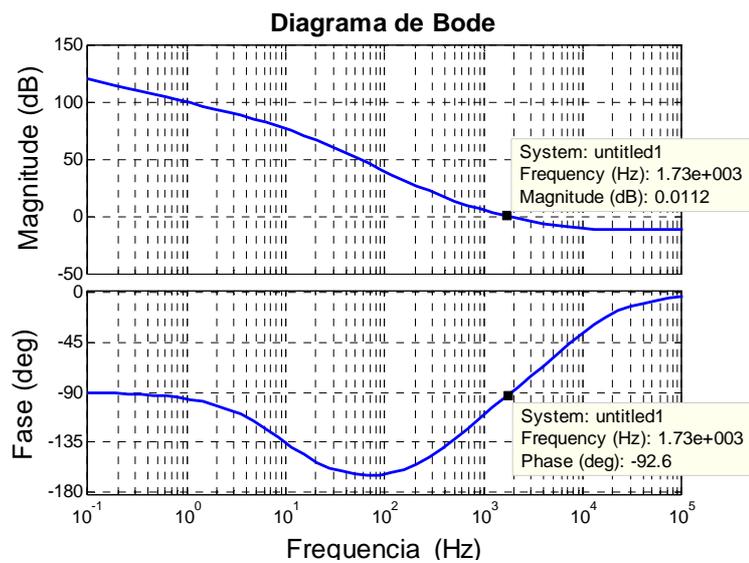


Fig. 4-9-Diagrama de Bode do sistema em malha aberta.

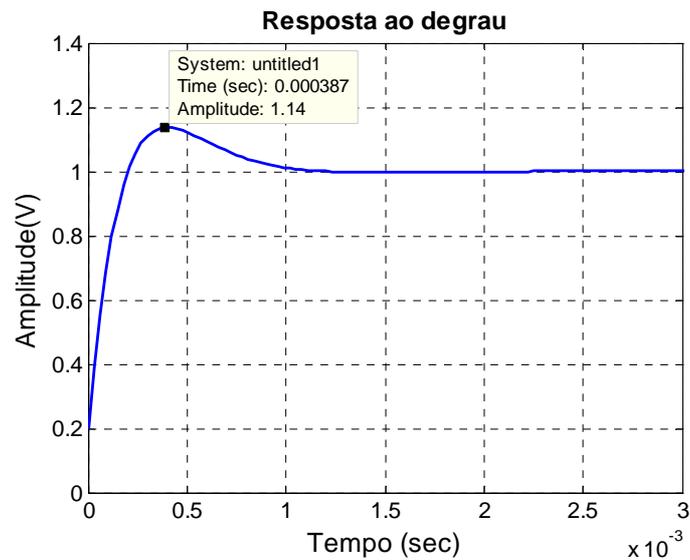


Fig. 4-10-Resposta ao degrau unitário do sistema em malha fechada.

A função de transferência do compensador ajustado é apresentada na eq. (4.103)

$$C(s) = \frac{s + 40k \frac{rad}{s}}{s} \quad (4.103)$$

O circuito elétrico responsável pela implementação do compensador é apresentado na Fig. 2-32.

A função de transferência do compensador em função dos parâmetros do circuito é apresentada na eq. (2.193).

Arbitrando o resistor  $R_2$  do compensador com o valor de:  $R_2=10k\Omega$ , o resistor  $R_1$  é obtido com o emprego da eq. (2.194).

$$R_1 = \frac{R_2}{K} = \frac{10k\Omega}{1} = 10k\Omega \quad (4.104)$$

O capacitor do compensador é obtido a partir da eq. (2.195).

$$C_1 = \frac{1}{R_2 \cdot Z} = \frac{1}{10k\Omega \cdot 40k \frac{rad}{s}} = 2,5nF \quad (4.105)$$

Na Fig. 4-11 é visualizado o esquema elétrico da fonte *Flyback*.

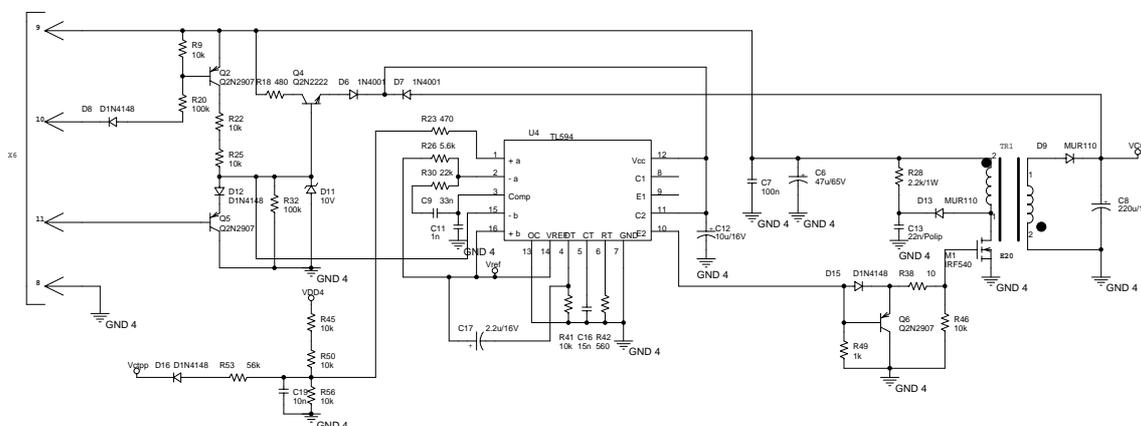


Fig. 4-11-Esquema elétrico da fonte *Flyback*.

### 4.3. FONTE FORWARD SEM FILTRO.

Esta fonte é destinada a alimentar os *drivers* de comando do inversor e alguns circuitos analógicos. Devido a ausência de um filtro na saída, apenas um capacitor, esta fonte é indicada para pequenas potências.

Por não apresentar filtro de saída, a tensão de saída é aproximadamente igual a tensão de entrada, multiplicada pela relação de transformação do transformador. Desta forma, a única maneira de se alterar a tensão de saída é alterando a tensão de entrada.

#### 4.3.1. ESTRUTURA.

A estrutura da fonte *Forward* utilizada é apresentada na Fig. 4-12. Esta fonte *Forward* apresenta dois interruptores. Esta característica torna desnecessária a utilização do enrolamento de desmagnetização e a tensão sobre cada interruptor é igual a tensão de entrada. O número de saídas é apenas ilustrativo, a fonte projetada terá um número maior de saídas.

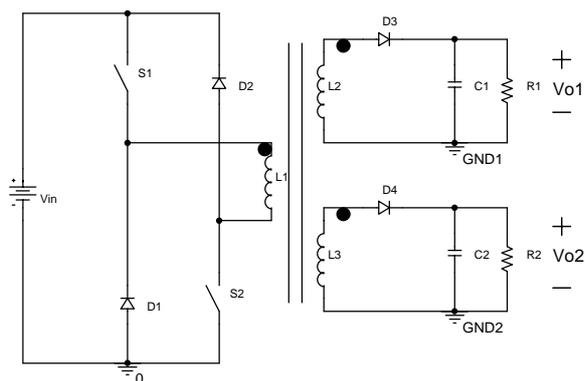


Fig. 4-12-Estrutura do conversor Forward.

### 4.3.2. ETAPAS DE OPERAÇÃO.

Durante a primeira etapa, os interruptores **S1** e **S2** estão conduzindo, os diodos **D1** e **D2** estão bloqueados e os diodos nas saídas estão conduzindo. A energia da fonte **V<sub>in</sub>** é transferida para a carga. Na Fig. 4-13 é apresentado em **negrito** o caminho da corrente durante esta etapa de operação.

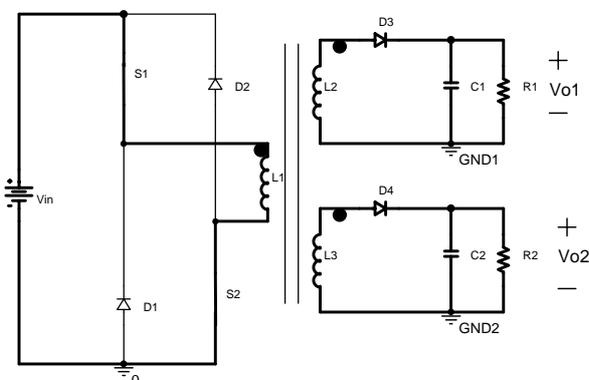


Fig. 4-13-Caminho da corrente durante a primeira etapa de operação.

Durante a segunda etapa de operação, os interruptores **S1** e **S2** estão bloqueados e os diodos **D1** e **D2** conduzem a corrente de desmagnetização do transformador. Os diodos da saída estão bloqueados e os capacitores fornecem energia para a carga. Na Fig. 4-14 é apresentado em **negrito** o caminho da corrente durante esta etapa de operação.

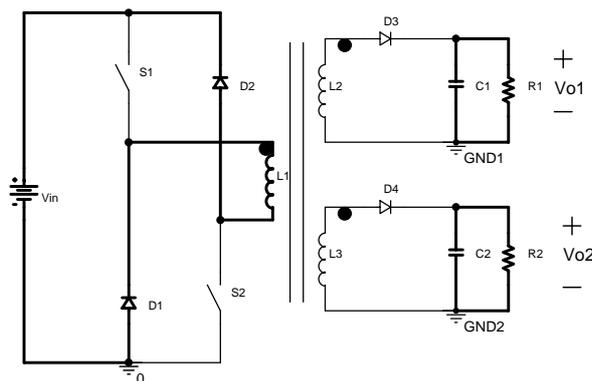


Fig. 4-14-Caminho da corrente durante a segunda etapa de operação.

### 4.3.3. PROJETO DA FONTE *FORWARD*.

Devido à ausência de filtro de saída, a corrente nos secundários do transformador só é limitada pelas resistências e indutâncias parasitas do circuito. Este fato torna a análise e equacionamento do conversor oneroso. Dado a potência processada por este conversor e sua aplicação como fonte auxiliar, os valores de esforços nos componentes e ajuste dos mesmos, são obtidos por simulação numérica no *Pspice* [ANEXO K].

Para fim de projeto apenas o transformador será determinado de forma usual, ou seja, por projeto teórico.

Multiplicando-se a eq. (4.42) pela eq. (2.44) obtém-se a equação que determina o produto de áreas.

$$A_e \cdot A_w = \frac{V_{in} \cdot D \cdot I_{p_{ef}}}{\Delta B \cdot f_s \cdot K_p \cdot K_w \cdot J} \quad (4.106)$$

#### 4.3.3.1 ESPECIFICAÇÕES.

As especificações do conversor *Forward* são apresentadas a seguir.

- Tensão de entrada:  $V_{in}=15V$ ;
- Variação da tensão de entrada:  $\Delta V_{in}=1,2V$ ;
- Frequência de chaveamento:  $f_s=100kHz$ ;
- Razão cíclica :  $D=0,38$ ;
- Numero de saídas: 6;

- Potência total de saída:  $P_{out}=13,5W$ ;
- Tensão das saídas 1 e 2 :  $V_{O12}=15V$ ;
- Potência da saída 1:  $P_{O1}=1,05W$ ;
- Potência da saída 2 (tensão simétrica):  $P_{O2}=0,7W$ ;
- Tensão das saídas 3, 4 e 5:  $V_{O345}=22,5V$ ;
- Potência das saídas 3 e 5:  $P_{O35}=1,125W$ ;
- Potência da saída 4:  $P_{O4}=2,25W$ ;
- Ondulação da tensão de saída:  $\Delta V_o=1\%$ ;
- Queda de tensão no diodo:  $V_d=1V$ .

A partir da simulação numérica a corrente eficaz no primário obtida foi:  $I_{p_{ef}}=1A$ . Aplicando a eq. (4.106) obtém-se a relação entre áreas.

Para a determinação adequada do núcleo a ser utilizado no projeto do transformador será levado em consideração as seguintes especificações:

- Densidade de fluxo máxima:  $B=0,2T$ ;
- Densidade de corrente:  $J=450A/cm^2$ ;
- Fator de ocupação da janela:  $K_w=0,4$ ;
- Fator de ocupação do primário:  $K_p=0,5$ ;

$$A_e \cdot A_w = \frac{V_{in} \cdot D \cdot I_{p_{ef}}}{\Delta B \cdot f_s \cdot K_p \cdot K_w \cdot J} = \frac{16,2V \cdot 0,38 \cdot 1A}{0,2T \cdot 100kHz \cdot 0,5 \cdot 0,4 \cdot 450 \frac{A}{cm^2}} = 0,0342cm^4 \quad (4.107)$$

A partir do produto das áreas obtidos, o núcleo do transformador escolhido é o **Thornton E16/7,2/5** cujas características estão apresentadas na Tabela 4-6.

Isolando **n** na eq. (4.42), obtém-se o número de espiras do primário.

$$n = \frac{V_{in} \cdot D}{A_e \cdot \Delta B \cdot f_s} = \frac{16,2V \cdot 0,38}{0,186cm^2 \cdot 0,2T \cdot 100kHz} = 16esp \quad (4.108)$$

Especificação do núcleo de ferrite	Valor
Produto de áreas(AeAw)	0,07493cm <sup>4</sup>
Área da perna central(Ae)	0,186m <sup>2</sup>
Volume	0,662cm <sup>3</sup>
Especificação do carretel	Valor
Comprimento médio da espira	3,2cm/esp
Área da janela(Aw)	0,27137cm <sup>2</sup>

Tabela 4-6-Especificação do núcleo e carretel utilizado.

O fio a ser utilizado, devido efeito *skin* é apresentado na Tabela 4-2.

A área de cobre necessária para conduzir a corrente é obtida pela eq. (2.75).

$$A_{cobre} = \frac{I_{ef}}{J} = \frac{1A}{450 \frac{A}{cm^2}} = 0,00222cm^2 \quad (4.109)$$

O número de condutores em paralelo é obtido pela eq. (2.76).

$$n_{condutores} = \frac{A_{cobre}}{A_{fio}} = \frac{0,00222cm^2}{0,001287cm^2} \approx 2 \quad (4.110)$$

O número de espiras para as saídas é obtido a partir da eq. (4.111)

$$n_s = n \cdot \frac{V_{out} + V_d}{V_{in} - V_{nid}} \quad (4.111)$$

V<sub>nid</sub>: queda de tensão devido à queda de tensão entre coletor e emissor no primário.

Para as saídas com tensão de 15V, o número de espiras é:

$$n_s = 16 \cdot \frac{15V + 1V}{15V - 1,6V} = 19esp \quad (4.112)$$

Para as saídas com tensão de 22,5V, o número de espiras é:

$$n_s = 16 \cdot \frac{22,5V + 1V}{15V - 1,6V} = 28esp \quad (4.113)$$

Por facilidade de construção do transformador, o fio adotado nos secundários será o mesmo. Para isto observou-se em simulação a saída com corrente cujo valor eficaz é maior. Assim sendo a corrente eficaz de maior valor é de 0,148A.

Para esta corrente o fio escolhido é o **AWG31**. As características de deste condutor estão apresentadas na Tabela 4-7.

Especificação do condutor AWG31	Valor
Secção transversal	0,000404cm <sup>2</sup>
Área do fio	0,000568cm <sup>2</sup>
Resistência (Ω/cm) 100°C	0,005704Ω/cm

Tabela 4-7- Características do condutor AWG31.

O circuito completo da fonte *Forward* sem filtro é apresentado na Fig. 4-15. A tensão negativa da saída 1 é obtida durante a etapa de desmagnetização do transformador. Para a simetria da tensão de saída 2, optou-se por utilizar dois enrolamentos, desta forma obtém-se tensões mais equilibradas.

O sinal da triangular utilizado neste circuito é obtido do modulador PWM que é utilizado na fonte *Flyback*, assim com o sinal de tensão **Vref**, que corresponde ao sinal de referência do mesmo modulador (5.1V).

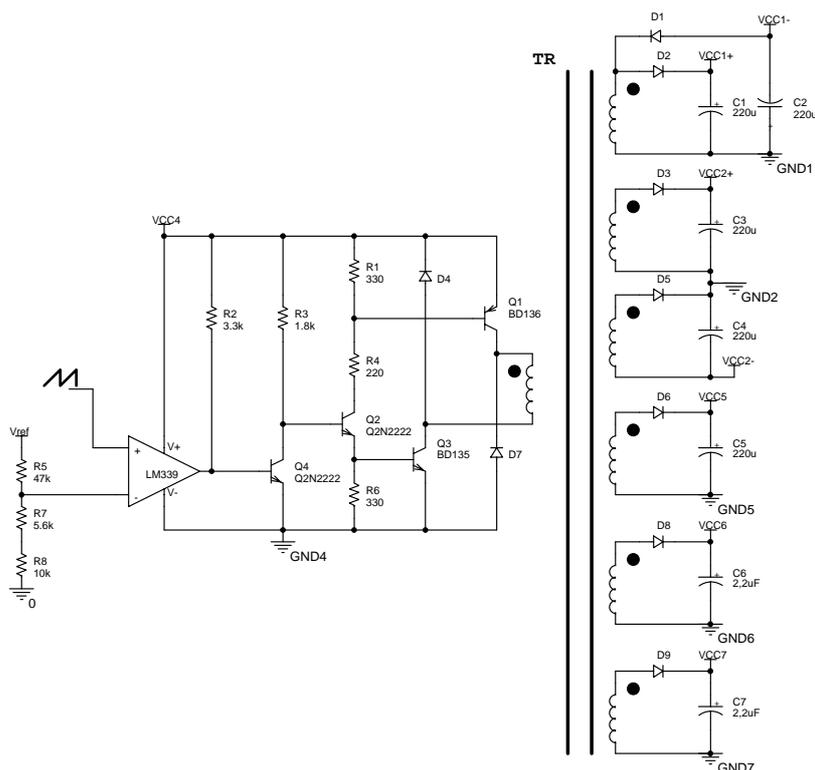


Fig. 4-15-Esquema elétrico da fonte Forward.

#### 4.4. CONCLUSÃO.

Neste capítulo foram apresentados a estrutura, equacionamento e metodologia de projeto das fontes auxiliares utilizadas na placa de potência. Por se tratar de duas topologias já dominadas na literatura e não constar nenhuma característica relevante, as formas de onda de simulação e práticas foram omitidas.

Ambas as fontes apresentaram desempenho satisfatório no protótipo.

## CAPÍTULO 5 -PROTEÇÕES.

### 5.1. INTRODUÇÃO.

As proteções do circuito de potência têm a finalidade de, no caso de falhas de operação, isolar o conversor do barramento. A seguir é apresentado um fluxograma simplificado cuja finalidade é demonstrar de forma simples o funcionamento das proteções.

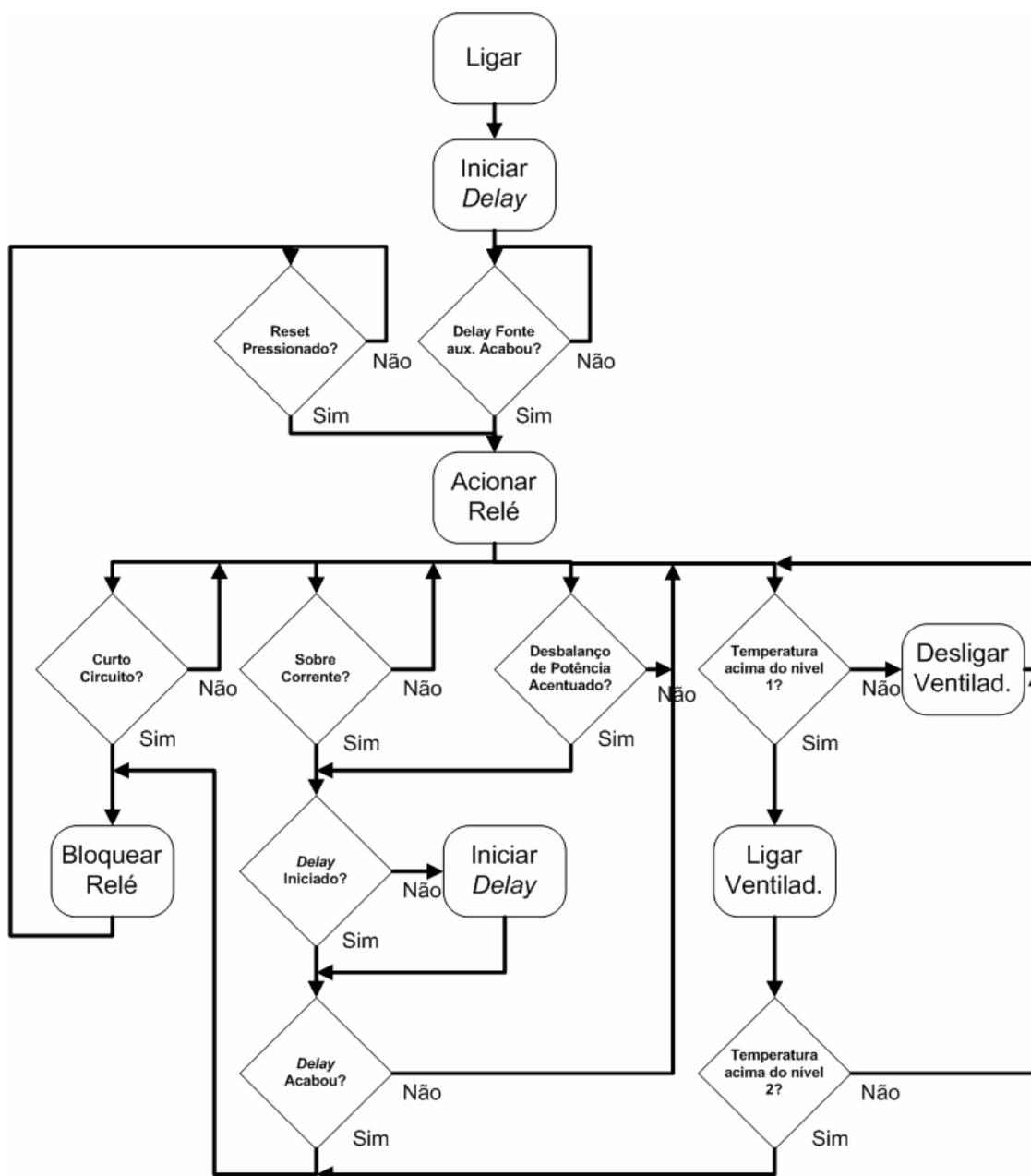


Fig. 5-1-Fluxograma das proteções.

## 5.2. RETARDO DE ATUAÇÃO.

Ao se ligar o sistema, a proteção mantém o inversor desconectado da carga durante o tempo necessário para que a fonte auxiliar tenha sua tensão estabilizada. Caso a fonte VCC2 não apresente o nível de tensão adequada o sistema permanece bloqueado ou é bloqueado se ocorrer falha desta fonte durante a operação.

Durante este transitório de partida das fontes VCC2 e VCC4 o relé de carga fica desabilitado. O circuito responsável por esta proteção é apresentado na Fig. 5-2.

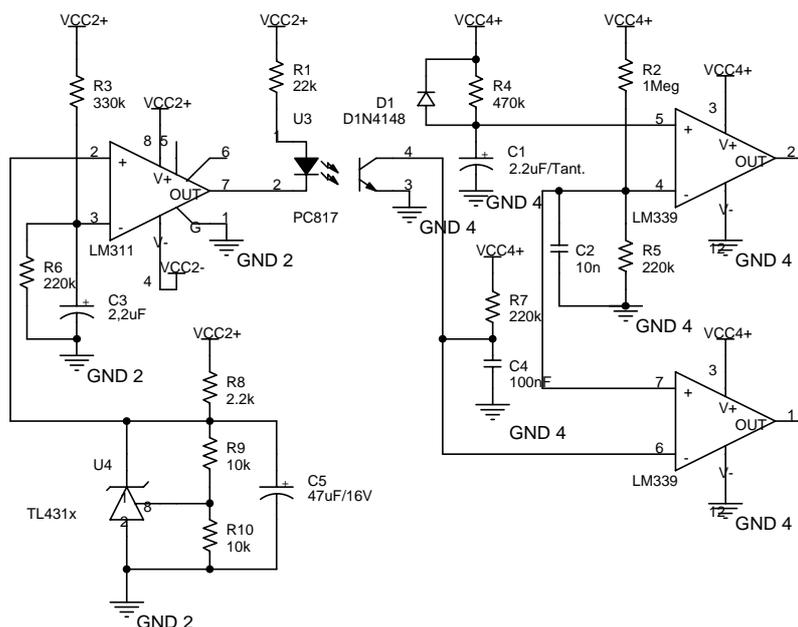


Fig. 5-2-Circuito de atraso das fontes auxiliares.

A tensão de referência para a mudança do estado do amplificador operacional, na referência de tensão VCC4, é definida por uma rede resistiva. Esta tensão é obtida pela eq. (5.1).

$$V_{ref} = V_{cc} \cdot \frac{R_5}{R_5 + R_2} \quad (5.1)$$

O tempo necessário para liberar o relé é definido pelo circuito RC, conforme a eq. (5.2).

$$t = -R_4 \cdot C_1 \cdot \ln\left(1 - \frac{V_{ref}}{V_{cc}}\right) \quad (5.2)$$

A tensão de referência para a mudança do estado do *amplificador operacional* na referência de tensão **VCC2** é obtida pela eq. (5.3).

$$V_{ref} = V_{cc} \cdot \frac{R_6}{R_6 + R_3} \quad (5.3)$$

O tempo necessário para liberar o relé é definido pelo circuito RC conforme a eq. (5.4).

$$t = -\frac{R_3 \cdot R_6}{R_3 + R_6} \cdot C_3 \cdot \ln\left(1 - \frac{V_{ref}}{V_{cc}}\right) \quad (5.4)$$

O tempo utilizado nos temporizadores é em torno de 0,2s, tempo suficiente para terminar o transitório das fontes auxiliares. Este tempo também protege a carga do transitório da fonte *Push-Pull*, que por sua vez, demanda tempo para terminar o transitório e estabilizar a tensão de saída em seus terminais.

Os valores adotados em projeto estão na Fig. 5-2.

### 5.3. PROTEÇÃO DE CURTO CIRCUITO.

Esta proteção tem por finalidade proteger os conversores de um possível curto circuito na carga. Ao se detectar um curto circuito, a proteção bloqueia a modulação no inversor e isola o inversor da carga a partir do relé. Para se restabelecer o funcionamento do conversor é necessário pressionar o botão de *reset*.

A partir de um resistor *shunt*, o circuito de proteção monitora a corrente no indutor do inversor de tensão, quando esta corrente ultrapassa um valor pré-definido, o sistema atua. O circuito de proteção é apresentado na Fig. 5-3.

Durante o semiciclo negativo da corrente, o circuito equivalente da Fig. 5-4 monitora a corrente. Durante o semiciclo positivo o circuito equivalente da Fig. 5-5 é responsável pelo monitoramento da corrente.

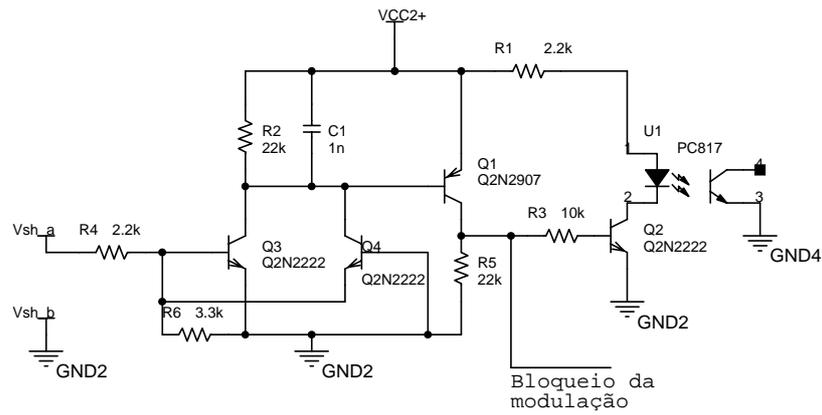


Fig. 5-3-Circuito de proteção de curto circuito.

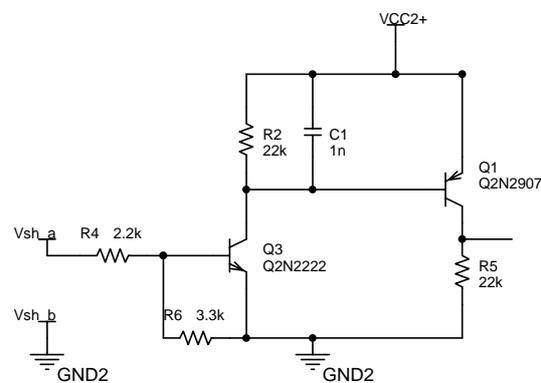


Fig. 5-4-Circuito de proteção para o semiciclo negativo.

As equações a seguir definem um método de projeto para obtenção dos componentes utilizados na proteção durante o semiciclo negativo.

$$I_{C3} = \frac{\beta_{f3} \cdot (R_4 + R_6)}{R_4 \cdot R_6} \cdot \left( \frac{V_{sh} \cdot R_6}{R_4 + R_6} - 0,7 \right) \quad (5.5)$$

$$I_{B1} = I_{C3} - \frac{0,7}{R_2} \quad (5.6)$$

$$I_{C5} = \frac{\beta_{f5} \cdot R_4 \cdot \beta_{f1} \cdot I_{B1}}{R_4 + R_5} \quad (5.7)$$

A tensão no coletor do transistor  $Q_1$  é obtida pela eq. (5.8).

$$V_{Q1} = I_{C1} \cdot R_5 \quad (5.8)$$

Os resultados obtidos devem ser refinados por simulação a fim de se obter a proteção para a corrente especificada.

Os valores utilizados no projeto estão presente na Fig. 5-4.

Para o semiciclo positivo, o circuito e equações pertinentes são apresentados a seguir.

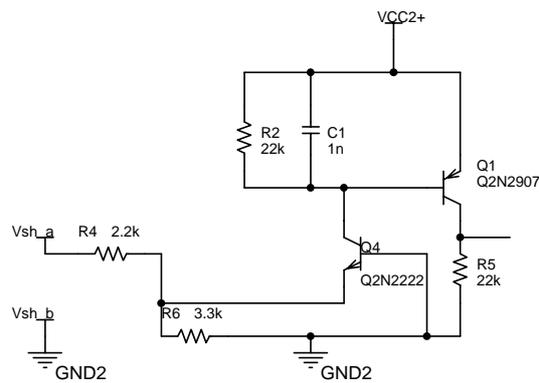


Fig. 5-5-Circuito de proteção de curto circuito para o semiciclo positivo.

As equações que definem os parâmetros dos componentes são apresentadas a seguir.

$$I_{C4} = \frac{\beta_{f4}}{\beta_{f4} + 1} \cdot \left( \frac{R_4 + R_6}{R_6 \cdot R_4} \right) \cdot \left( \frac{V_{sh} \cdot R_6}{R_4 + R_6} - 0,7 \right) \quad (5.9)$$

$$I_{B1} = I_{C4} - \frac{0,7}{R_2} \quad (5.10)$$

$$I_{C5} = \frac{\beta_{f5} \cdot R_4 \cdot \beta_{f1} \cdot I_{B1}}{R_4 + R_5} \quad (5.11)$$

A tensão sobre o coletor do transistor  $Q_1$  é apresentada na eq. (5.8).

## 5.4. PROTEÇÃO DE SOBRECORRENTE.

Esta proteção tem por objetivo retirar o inversor do barramento caso a corrente entregue pela carga, durante um tempo pré-determinado, seja maior que o valor nominal.

Ao término do tempo (aprox. 5s) o relé é comandado a bloquear, isolando o inversor do barramento de carga.

Este dispositivo de proteção só faz a leitura durante o semiciclo positivo da corrente no indutor de filtro do inversor de tensão.

O circuito de proteção é apresentado na Fig. 5-6.

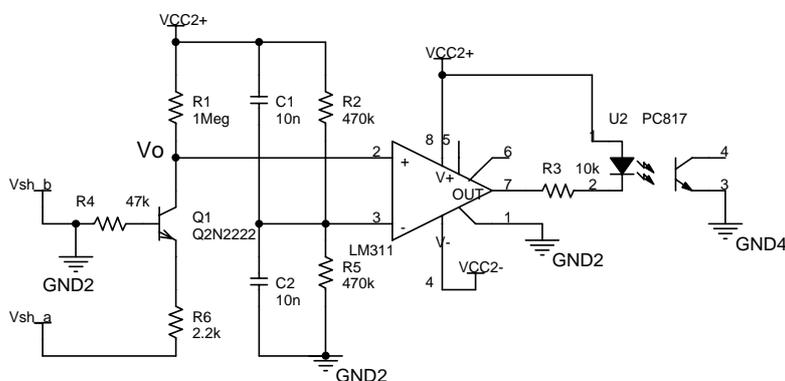


Fig. 5-6-Circuito de proteção de sobrecorrente.

Os resistores  $R_2$  e  $R_5$  geram uma tensão de referência segundo a eq. (5.12). Este valor de referência é comparado com o valor de tensão obtido no coletor do transistor  $Q_1$  e uma vez a tensão sobre o coletor sendo menor que a tensão de referência, o amplificador operacional satura em  $V_{sat-}$ . Como a saturação ocorre apenas durante um determinado tempo no semiciclo negativo da senóide, um sinal modulado é gerado na saída do amplificador operacional, onde a largura do pulso depende do valor máximo da corrente do inversor.

Esta modulação é aplicada sobre um filtro, cujo valor de saída é diminuída à medida que a corrente aumenta. O valor de tensão na saída do filtro é comparado com outro valor de referência e quando esta tensão é menor que o valor de referência, o relé é bloqueado.

Este método possibilita que o inversor opere acima de sua potência nominal, durante um intervalo de tempo pré-definido, de forma a suprir para a carga uma potência maior durante o transitório de partida da mesma, por exemplo.

Tanto o filtro, quanto o segundo comparador utilizado serão apresentados mais adiante.

As eqs. (5.13) e (5.14) são utilizadas para determinar os componentes do circuito de proteção de sobrecorrente.

$$V_{ref} = V_{cc} \cdot \frac{R_5}{R_5 + R_2} \quad (5.12)$$

$$I_{C1} = \frac{(V_{sh} - 0,7) \cdot \beta_{f1}}{R_4 + R_6 \cdot (1 - \beta_{f1})} \quad (5.13)$$

$$V_o = V_{cc} - R_1 \cdot \beta \cdot I_B \quad (5.14)$$

Os valores adotados para projeto constam na Fig. 5-6.

## 5.5. PROTEÇÃO PARA DESBALANÇO DE POTÊNCIA.

Esta proteção tem por finalidade desconectar o inversor do barramento da carga, caso a potência fornecida pelo inversor seja menor que a maior potência fornecida por outro inversor, conectado ao mesmo barramento, caso persista este desequilíbrio por um período de tempo. O tempo para ocorrer o bloqueio é definido pelo mesmo circuito utilizado na proteção de sobrecorrente.

Uma vez o relé bloqueado, o inversor só é reconectado ao barramento pressionando-se o pino de *reset*.

A Fig. 5-7 apresenta o circuito elétrico responsável pela comparação de potências.

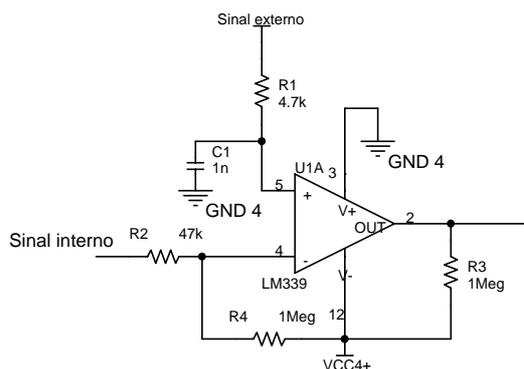


Fig. 5-7-Esquema elétrico da proteção de desbalanço de potência .

No ponto **Sinal Externo**, é disposto um valor de tensão proporcional à corrente do inversor que está processando a maior potência. No ponto **Sinal Interno**, é disposto um sinal de tensão proporcional à corrente do próprio inversor.

Um filtro RC é colocado em cada pino de entrada de forma a se atenuar ruídos. A frequência de corte destes filtros pode ser obtida com o uso da eq. (5.15).

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad (5.15)$$

$f_c$ : frequência de corte do filtro.

Os valores adotados em projeto encontram-se na Fig. 5-7

## 5.6. PROTEÇÃO DE SOBRETENPERATURA.

Este circuito tem por finalidade proteger a placa de potência de danos causados pela temperatura elevada. A proteção atua em duas etapas. Na primeira etapa, onde a temperatura é menor, é acionada a ventilação forçada. Na segunda etapa, em um patamar maior de temperatura, o inversor é isolado do barramento através do bloqueio do relé.

A temperatura é medida através de um circuito integrado (LM35), cuja temperatura é convertida em um sinal de tensão proporcional a temperatura (10mV/°C). Este valor de tensão é então comparado a dois valores de referência.

Na Fig. 5-8 é apresentado o circuito completo de proteção térmica.

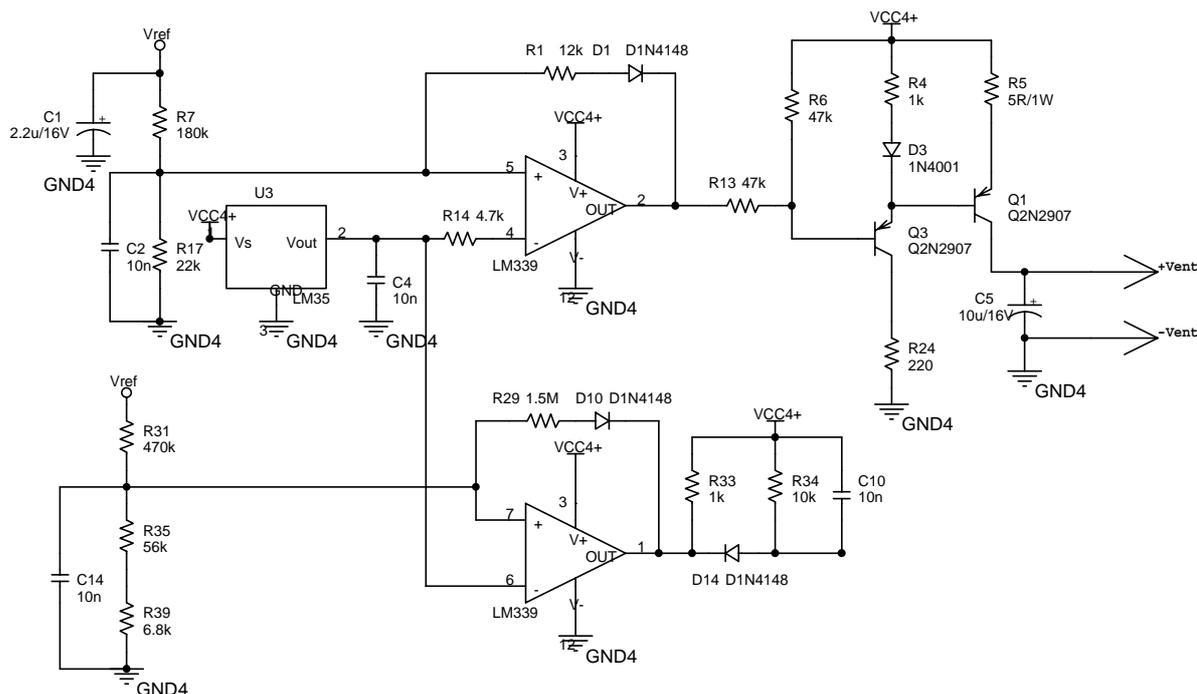


Fig. 5-8-Circuito de proteção térmica.

Os valores utilizados no projeto estão apresentados na Fig. 5-8.

## 5.7. CIRCUITO DE ATRASO PARA SOBRECORRENTE E DESBALANÇO DE POTÊNCIA.

Este circuito possibilita que caso tenha-se o inversor operando em sobrecorrente ou com um desequilíbrio de potência, seja possível operar nesta situação durante um intervalo de tempo pré-determinado, até que a situação se normalize. Caso o problema permaneça, o inversor é desconectado do barramento da carga.

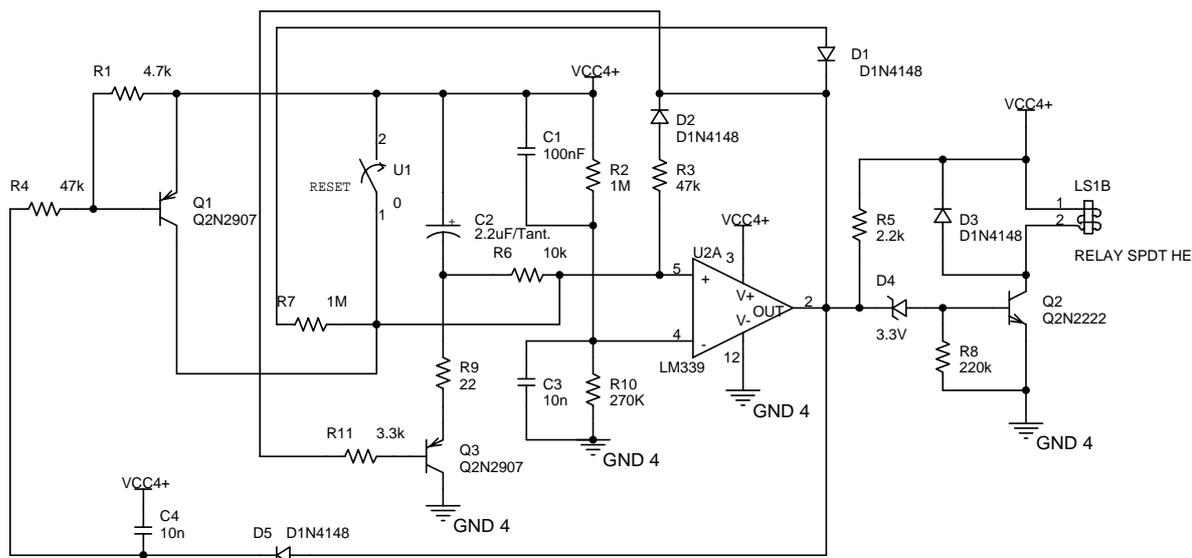


Fig. 5-9-Esquema elétrico do atraso para sobrecorrente e desbalanço de potência.

O capacitor  $C_2$ , e os resistores  $R_6$  e  $R_7$  formam o circuito RC para temporização do *atraso*. Quando o anodo do diodo  $D_1$  é colocado para GND, o capacitor  $C_2$  começa a se carregar, fazendo com que a tensão sobre o pino (+) do amplificador operacional diminua. Quando esta tensão torna-se menor que a tensão de referência, o *amplificador operacional* satura em  $V_{cc-}$  bloqueando o relé.

A tensão de referência é gerada pelos resistores  $R_2$  e  $R_{10}$ . Os capacitores  $C_3$  e  $C_1$  são utilizados para evitar comandos espúrios do relé quando o circuito é energizado. A eq. (5.16) determina o valor da tensão de referência.

Para se determinar o tempo de bloqueio utiliza-se a eq. (5.17).

O transistor  $Q_1$  tem por finalidade impedir que o capacitor  $C_2$  se carregue durante o *atraso* de estabilização da fonte auxiliar.

O transistor  $Q_2$  tem por finalidade carregar o capacitor  $C_2$  rapidamente de forma que no caso de qualquer anomalia que necessite um bloqueio rápido do relé, este ocorra em tempo suficientemente pequeno de forma a proteger o conversor.

Ao se pressionar o botão de *reset*, o capacitor  $C_2$  é descarregado e o relé é reativado.

$$V^- = V_{CC} \cdot \frac{R_{10}}{R_{10} + R_2} \quad (5.16)$$

$$t = -(R_6 + R_7) \cdot C_2 \cdot \ln \left( \frac{R_6 + R_7}{R_7} \cdot \frac{V^- - V_z - 0,7}{V_{cc} - V_z - 0,7} \right) \quad (5.17)$$

$V_z$ : tensão sobre o diodo zener;

Os valores dos componentes utilizados estão apresentados no esquema elétrico na Fig. 5-9.

## 5.8. CIRCUITO DE COMANDO DO RELÉ.

Este circuito destina-se a comandar o relé, bloqueando-o caso alguma anomalia seja detectada pelas proteções, ou mantendo-o acionado caso contrário. Quando o pino **bloqueio** é colocado em GND o relé é bloqueado. A Fig. 5-10 apresenta o circuito de comando do relé.

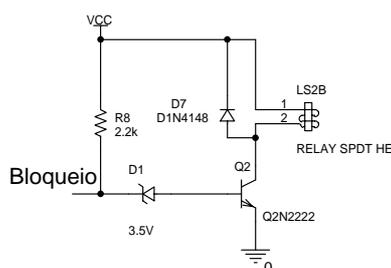


Fig. 5-10-Circuito de acionamento do relé.

Os valores dos componentes utilizados estão presentes no esquema elétrico da Fig. 5-10.

## 5.9. INTERCONEXÃO.

Este tópico tem por finalidade apresentar o esquema elétrico completo do sistema de proteção com suas interconexões de forma a desempenharem suas funções em conjunto.

Um detalhe a ser observado é a presença do diodo **D<sub>35</sub>**, cuja finalidade é manter o capacitor carregado após o bloqueio do relé. Desta forma o relé só é acionado novamente pressionado o pino de *reset*.

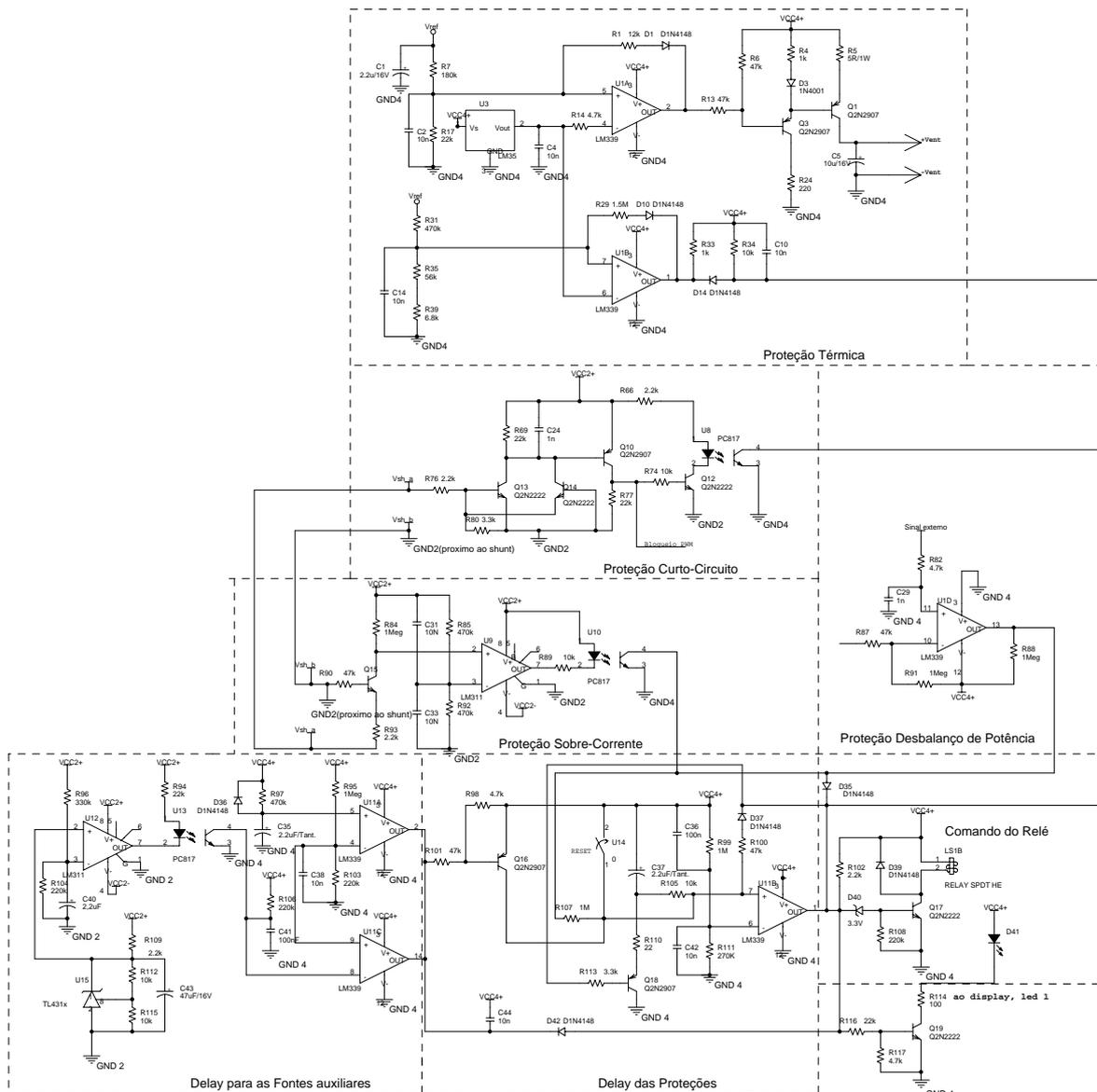


Fig. 5-11-Interconexão das proteções

### 5.10. CONCLUSÃO.

Neste capítulo foram apresentados os circuitos responsáveis pelas proteções do inversor. As principais equações e o funcionamento de cada proteção também foram apresentados.

Por se tratarem de proteções analógicas, estas são muito susceptíveis a variações paramétricas dos componentes utilizados e a ruídos provenientes da parte de potência. Uma solução para se minimizar estes problemas é a utilização de um microcontrolador para a implementação das proteções.

A utilização de componentes cuja variação paramétrica seja menor, como resistores de precisão, e o distanciamento dos circuitos de proteção da parte de potência também contribuem para um melhor funcionamento dos mesmos.

## CAPÍTULO 6 -CIRCUITOS DE CONTROLE.

### 6.1. INTRODUÇÃO.

Os circuitos controle são responsáveis pela geração dos pulsos de comando dos inversores de tensão e por bloquear os conversores, caso a tensão de entrada dos conversores esteja fora dos níveis pré-estabelecidos.

A utilização de um circuito de controle se faz necessária devido ao método de paralelismo adotado, uma vez que a modulação PWM é a mesma para todos os inversores conectados no barramento.

### 6.2. APRESENTAÇÃO DOS MÓDULOS.

Cada módulo será descrito separadamente apresentando sua função, equacionamento quando relevante e esquema elétrico. Na Fig. 6-1 é apresentado um esquema na forma de diagrama de blocos que visualiza a conexão entre cada bloco juntamente com a alimentação requerida por cada bloco.

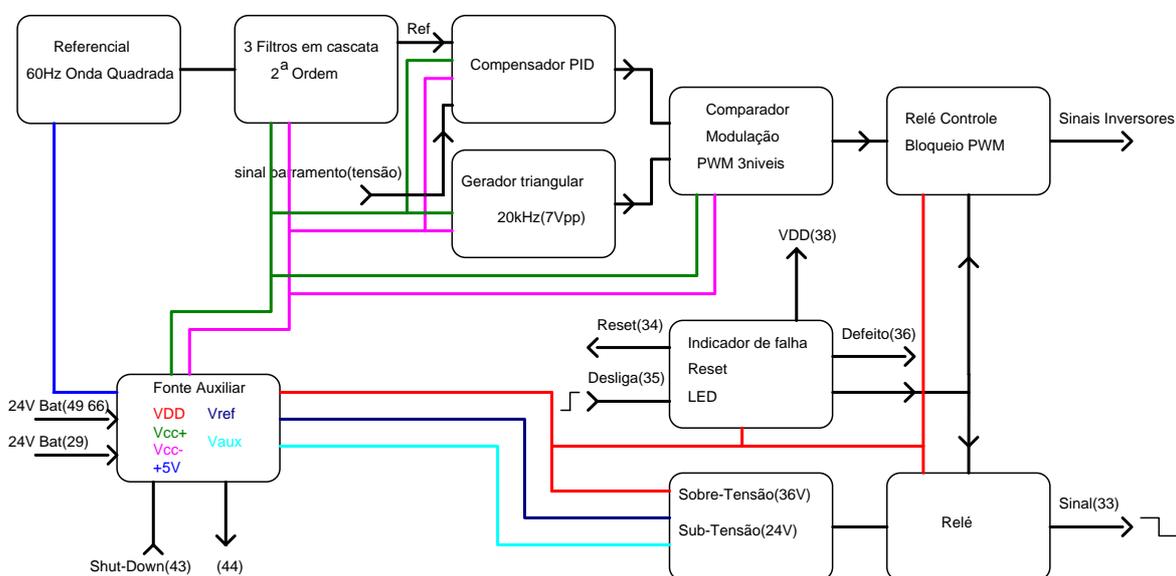


Fig. 6-1- Diagrama de blocos dos circuitos de controle do inversor.

### 6.2.1. OSCILADOR 60Hz.

Este módulo tem por finalidade gerar o sinal de referência para o inversor de tensão. A frequência é ajustada por um cristal de 1,966MHz. O sinal utilizado é a frequência do cristal dividida por  $2^{15}$ . O sinal obtido é uma onda quadrada com nível TTL (5V). O sinal utilizado é atenuado por uma rede de resistores cujo ganho é 0,926 e a resistência Thèvenin é 7.32k $\Omega$ . A seguir é apresentado o circuito.

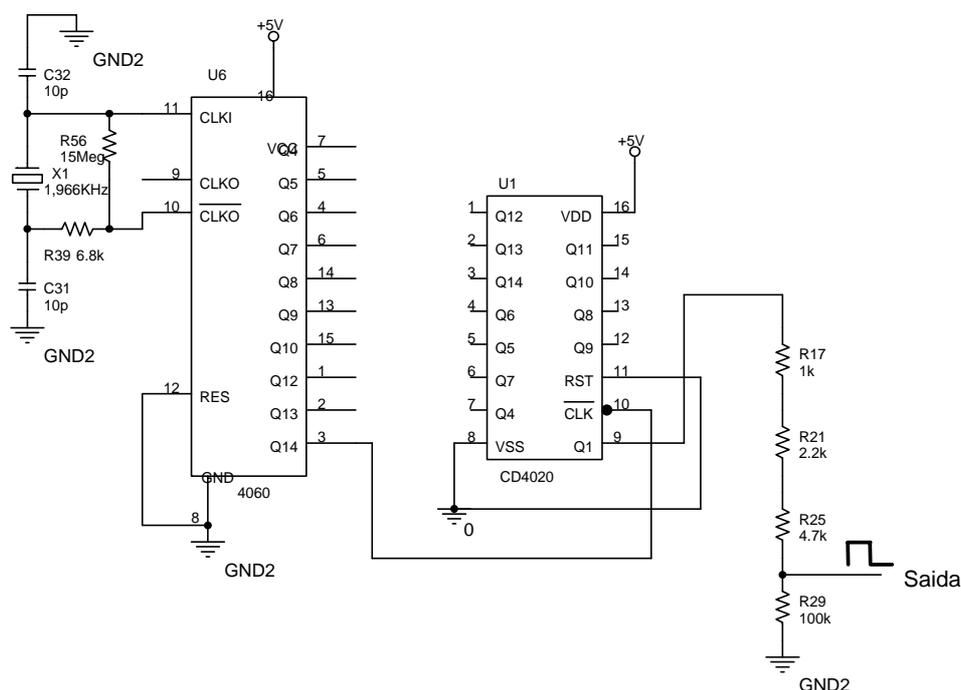


Fig. 1-Esquema elétrico do oscilador 60Hz.

A alimentação é feita por um regulador linear, cujo ponto neutro está na referência GND2.

### 6.2.2. FILTRO DA REFERÊNCIA.

Devido ao fato do sinal de referência ser uma onda quadrada com nível TTL, atenuado pela rede resistiva e o sinal de referência para a modulação deve ser uma senóide, são utilizados três filtros de segunda ordem em cascata de forma a atenuar as harmônicas de ordem superior e se obter um sinal senoidal.

Estes filtros apresentam a frequência de corte em torno de 60Hz com um índice de qualidade bastante baixo, de forma a se obter um ganho no sinal de saída em relação a amplitude da harmônica da ordem de 60Hz.

Após a filtragem um capacitor em série garante o bloqueio da componente DC, imposta pelo sinal de entrada. Na Fig. 6-2 é apresentado o esquema elétrico do filtro de referência.

As equações e metodologia de projeto são baseadas em [15].

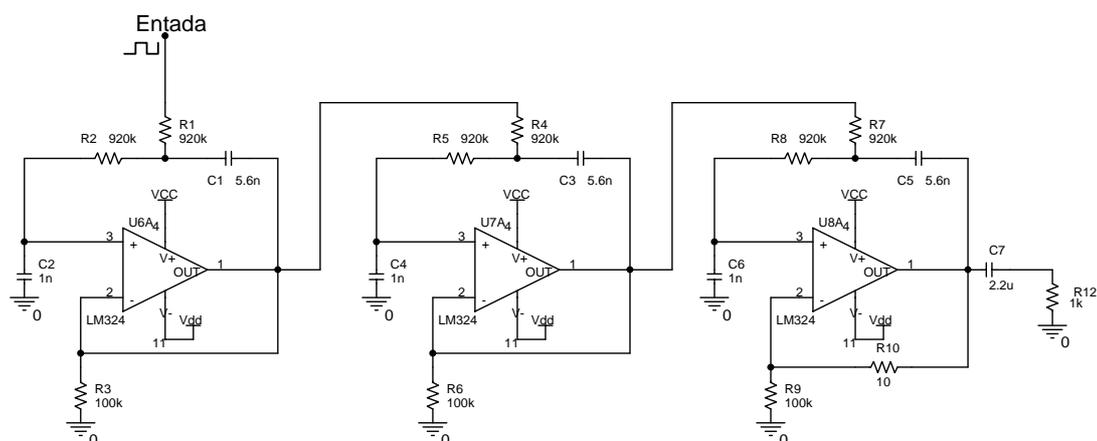


Fig. 6-2- Esquema elétrico dos filtros para referência.

A obtenção do filtro se faz a partir de um quadripólo, apresentado na Fig. 6-3, juntamente com o auxílio da transformação complementar. O filtro primeiramente colocado na realimentação negativa do amplificador operacional, é deslocado para o terminal positivo.

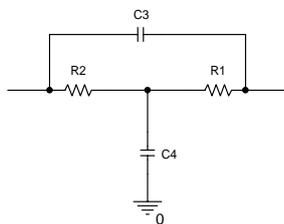


Fig. 6-3- Quadripolo utilizado.

Este quadripólo possibilita o posicionamento de dois zeros reais e distintos e dois pólos complexos conjugados.

Na Fig. 6-4 são apresentados os passos para se realizar a transformação complementar.

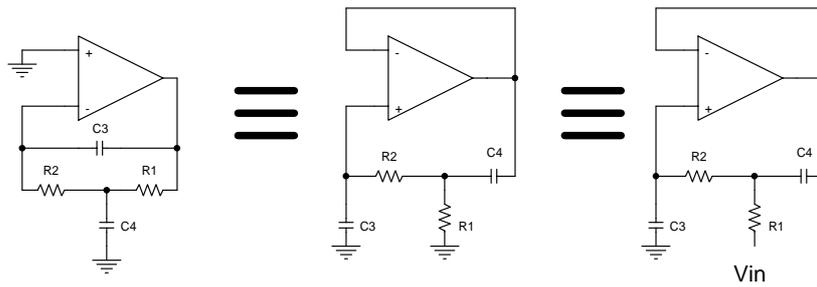


Fig. 6-4- Esquema elétrico do filtro descrevendo a transformação complementar.

A função de transferência do quadripolo é apresentada na eq. (6.1).

$$T(s) = \frac{s^2 + s \cdot \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \cdot \frac{1}{C_4} + \frac{1}{C_3 \cdot C_4 \cdot R_1 \cdot R_2}}{s^2 + s \cdot \left( \frac{1}{C_4 \cdot R_1} + \frac{1}{C_4 \cdot R_2} + \frac{1}{C_3 \cdot R_2} \right) + \frac{1}{C_3 \cdot C_4 \cdot R_1 \cdot R_2}} \quad (6.1)$$

O fator de qualidade (Q) e a frequência de corte do filtro são obtidos pelas eqs.(6.2) e (6.3).

$$Q = \left[ \frac{\sqrt{C_3 \cdot C_4 \cdot R_1 \cdot R_2}}{C_4} \cdot \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \right]^{-1} \quad (6.2)$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{C_3 \cdot C_4 \cdot R_1 \cdot R_2}} \quad (6.3)$$

Os valores utilizados no projeto são apresentados na Fig. 6-2.

A resposta em frequência do módulo do filtro é apresentado na Fig. 6-5. Na Fig. 6-6 é apresentado a forma de onda da tensão de referência antes e depois da filtragem.

Na Fig. 6-7 é apresentado o sinal de referência do inversor de tensão após a filtragem, obtido no protótipo. Na Fig. 6-8 é visualizada a tabela da análise harmônica do sinal de referência.

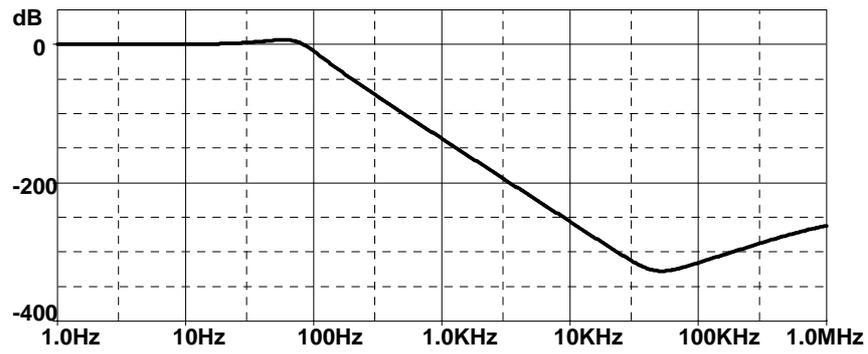


Fig. 6-5- Resposta em freqüência dos três filtros em cascata.

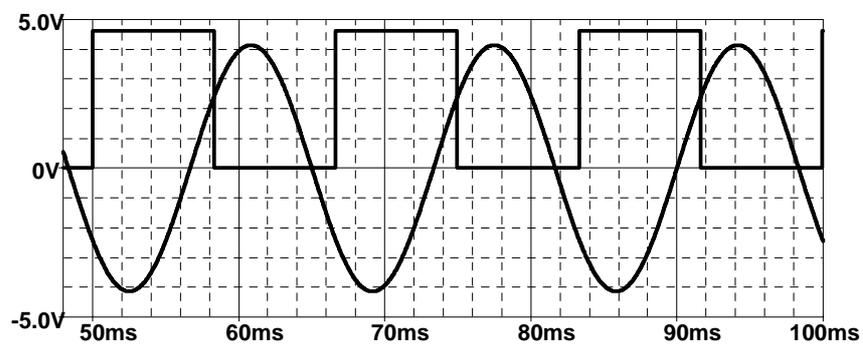


Fig. 6-6- Forma de onda do sinal TTL e após a filtragem.

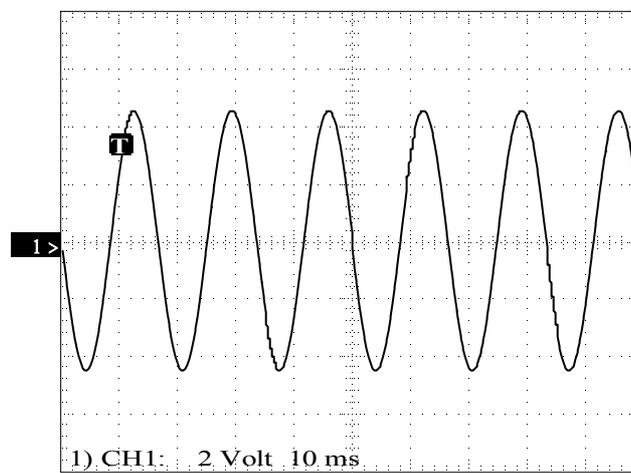


Fig. 6-7-Forma de onda do sinal de referência.

	Freq	Voltage RMS	Voltage % F	Voltage Phase	Current RMS	Current % F	Current Phase
Fundamental	60 Hz	3.21 V	100.00%	0.0			
Harmonic 2	120 Hz	6.02 mV	0.19%	-78.7			
Harmonic 3	180 Hz	4.04 mV	0.13%	119			
Harmonic 4	240 Hz	766 $\mu$ V	0.02%	126			
Harmonic 5	300 Hz	1.49 mV	0.05%	5.59			
Harmonic 6	360 Hz	978 $\mu$ V	0.03%	-118			
Harmonic 7	420 Hz	320 $\mu$ V	0.01%	-169			
Harmonic 8	480 Hz	376 $\mu$ V	0.01%	140			
Harmonic 9	540 Hz	449 $\mu$ V	0.01%	-709 m			
Harmonic 10	600 Hz	276 $\mu$ V	0.01%	159			
Harmonic 11	660 Hz	210 $\mu$ V	0.01%	-167			
Harmonic 12	720 Hz	862 $\mu$ V	0.03%	-101			
Harmonic 13	780 Hz	940 $\mu$ V	0.03%	656 m			
Harmonic 14	840 Hz	1.12 mV	0.03%	101			
Harmonic 15	900 Hz	729 $\mu$ V	0.02%	-177			
Harmonic 16	960 Hz	1.11 mV	0.03%	-96.4			
Harmonic 17	1.02 kHz	192 $\mu$ V	0.01%	-1.4			
Harmonic 18	1.08 kHz	689 $\mu$ V	0.02%	105			
Harmonic 19	1.14 kHz	198 $\mu$ V	0.01%	-9.19			
Harmonic 20	1.2 kHz	338 $\mu$ V	0.01%	-119			
Harmonic 21	1.26 kHz	344 $\mu$ V	0.01%	-274 m			
Harmonic 22	1.32 kHz	1.25 mV	0.04%	-92.7			
Harmonic 23	1.38 kHz	737 $\mu$ V	0.02%	1.71			

Fig. 6-8-Tabela da análise harmônica do sinal de referência.

### 6.2.3. COMPENSADOR DOS INVERSORES.

A partir do estudo da função de transferência  $V_o/D$  do inversor de tensão é possível determinar o melhor compensador a ser utilizado e também fazer os ajustes em seus parâmetros.

A eq. (3.37) representa a função de transferência do conversor. Observa-se a existência de um zero no semiplano lateral esquerdo e dois pólos também no semiplano lateral esquerdo.

$$\frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{V_{in} \cdot R_o \cdot (1 + s \cdot RSE \cdot C)}{s^2 \cdot (L \cdot C \cdot R_o + L \cdot C \cdot RSE) + s \cdot (L + RSE \cdot R_o \cdot C) + R_o} \quad (6.4)$$

O controle da razão cíclica é obtido a partir de um sinal de tensão que é comparada a uma onda triangular. Assim sendo, é conveniente obter a função de transferência de  $V_o/V_c$ . A relação entre  $V_c$  e  $D$  é definida pela eq. (2.167).

Para que o sinal de saída do conversor possa ser utilizado na realimentação, ele deve ser atenuado. Para isto se utiliza uma rede resistiva com ganho  $K_a=0,0262$ . Este ganho deve ser adicionado na função de transferência do sistema. A função de transferência de  $V_o/V_c$  é definida na eq. (6.5).

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{K_a}{V_t} \cdot \frac{V_{in} \cdot R_o \cdot (1 + s \cdot RSE \cdot C)}{s^2 \cdot (L \cdot C \cdot R_o + L \cdot C \cdot RSE) + s \cdot (L + RSE \cdot R_o \cdot C) + R_o} \quad (6.5)$$

Substituindo as variáveis na eq. (6.5) pelos valores obtidos anteriormente no projeto do inversor obtém-se:

$$G(s) = \frac{24,33 \cdot s + 1,217 \cdot 10^8}{s^2 + 8366 \cdot s + 2,322 \cdot 10^8} \quad (6.6)$$

A Fig. 6-9 apresenta a resposta do modelo do conversor, ao degrau unitário no tempo.

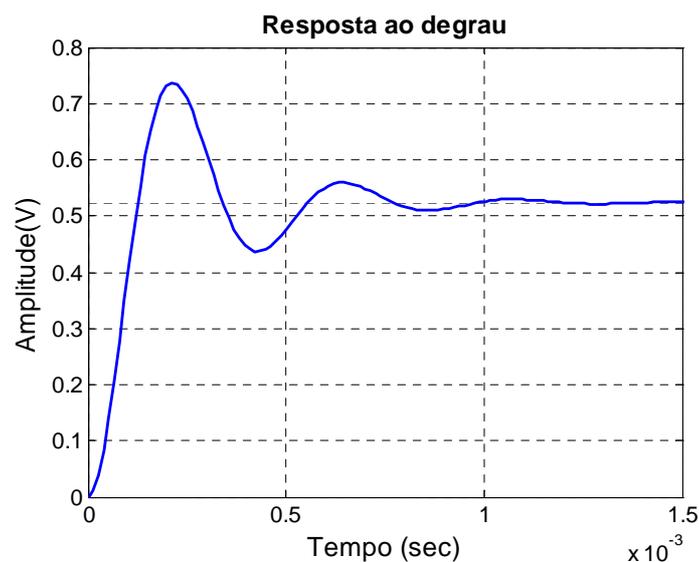


Fig. 6-9- Resposta no tempo do modelo, ao degrau unitário.

É desejável que o sistema em malha fechada apresente:

- Resposta transitória mais rápida que em malha aberta;
- Erro ao degrau, em regime, nulo;
- Rejeição a perturbação;
- Pouco sobre-sinal.

Para que seja atendida a primeira exigência, basta que os pólos dominantes do sistema em malha fechada sejam mais rápidos que os pólos dominantes do sistema em malha aberta (posicionar os pólos mais à esquerda do semiplano lateral esquerdo).

Para atender a segunda exigência, o compensador deve apresentar um pólo na origem, ou seja, um integrador. Com a presença do integrador fica também assegurada rejeição de perturbação, do tipo degrau, a variação da carga para esta planta.

Para se obter um sistema em malha fechada com pouco sobre-sinal, deve-se minimizar o efeito dos zeros do sistema (torná-los mais rápidos) e/ou, diminuir o módulo da parte imaginária dos pólos complexos [19].

A partir destas informações, o compensador mais adequado é o **PID** com zeros reais. A utilização de zeros reais se faz necessária devido a facilidade de implementação analógica. A eq. (6.7) apresenta a função de transferência do compensador tipo **PID**.

$$C(s) = K \cdot \frac{(s + Z_1) \cdot (s + Z_2)}{s \cdot (s + P)} \quad (6.7)$$

A partir da eq. (6.7), verifica-se a possibilidade de ajustar os dois zeros do compensador, um pólo e o ganho, que são os parâmetros do compensador.

Os zeros são posicionados sobre o eixo real, um sobre o outro. O módulo dos pólos complexos define a posição dos zeros sobre o eixo real. O pólo do compensador é posicionado em uma frequência superior a dos zeros e um pouco abaixo da frequência de chaveamento do conversor.

Para se determinar o ganho do compensador, deve-se levar em consideração que a frequência de cruzamento do sistema (compensador mais planta) em malha aberta, deve ser inferior a pelo menos à metade da frequência de chaveamento. Esta condição é explicada pelo fato de o sinal de compensação não poder cruzar a triangular mais de duas vezes em um mesmo período de chaveamento.

Para evitar que problemas de ruído no sinal de compensação causem comandos espúrios dos interruptores, costuma-se adotar a frequência de cruzamento sendo inferior a  $\frac{1}{4}$  da frequência de chaveamento.

A otimização do compensador deve ser buscada com o auxílio de softwares especializados, simulação numérica e ensaios com protótipos. Uma rotina de cálculo foi elaborada no *Matlab* para auxiliar no projeto do compensador. Esta rotina encontra-se em [ANEXO B].

A partir da eq. (6.6), tem-se o módulo dos pólos complexos,  $ABS= 1,5237 \cdot 10^4$ . Logo o valor dos zeros vale,  $Z= 1,3201 \cdot 10^3 \text{rad/s}$ . Em uma primeira tentativa de ajuste posiciona-se o pólo do compensador em,  $P= 8,1681 \cdot 10^3 \text{rad/s}$ . O ganho do compensador foi ajustado em  $K=20$ .

Com o auxílio do software *RLTOOL*, do *MatLab*, é feito o ajuste do ganho, do zero e pólo do compensador de forma a se obter a melhor resposta para o modelo da planta.

A Fig. 6-10, apresenta o lugar das raízes do compensador com a planta, juntamente com os pólos de malha fechada para o ajuste do compensador. Verifica-se que para este ajuste do compensador o pólo mais lento do sistema é mais rápido que o pólo mais lento da planta, o que garante resposta transitória mais rápida do que a resposta do sistema em malha aberta.

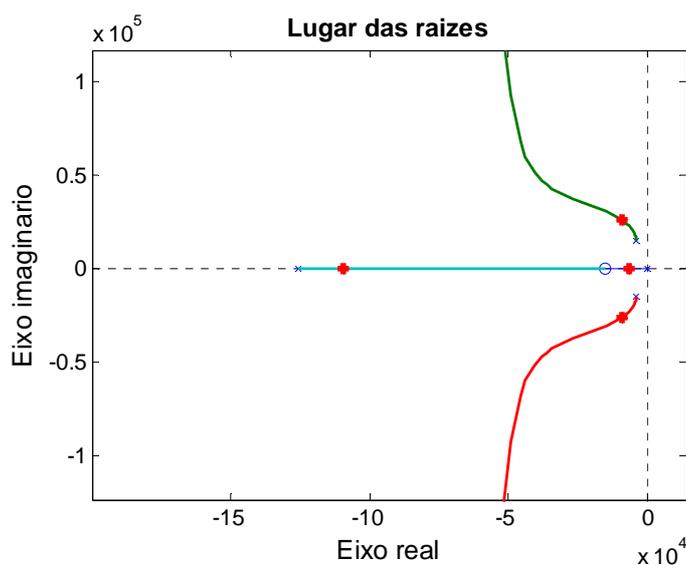


Fig. 6-10-Lugar das raízes do sistema em malha fechada

Na Fig. 6-11 é apresentada a resposta ao degrau unitário do sistema em malha fechada.

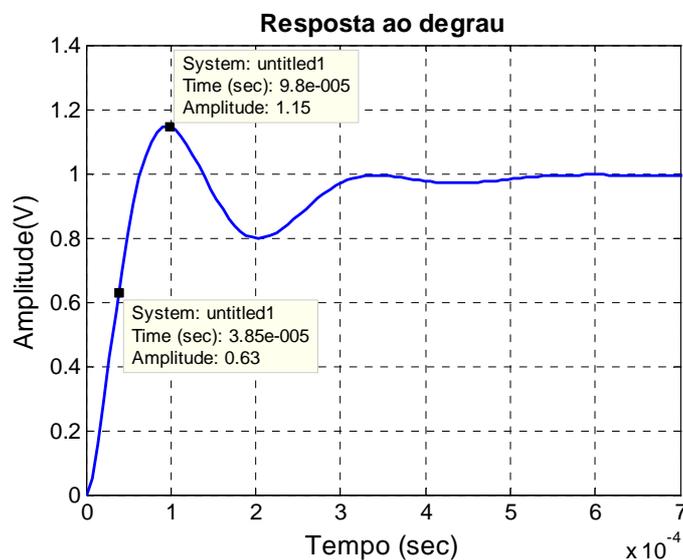


Fig. 6-11-Resposta ao degrau unitário do sistema em malha fechada.

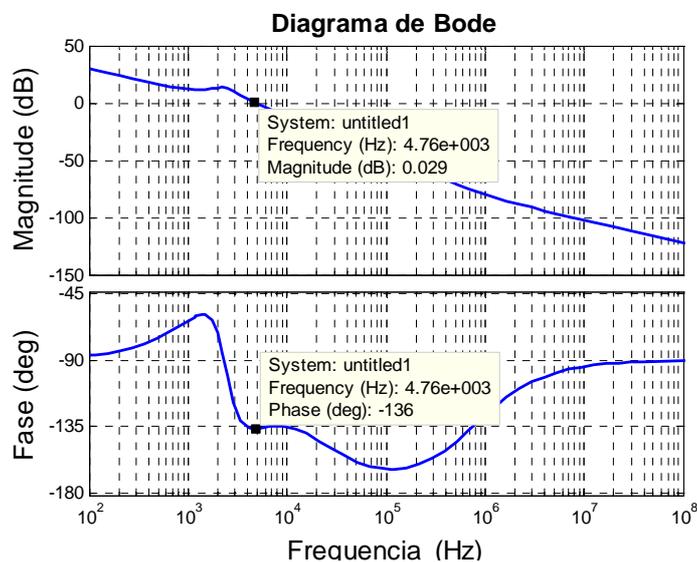


Fig. 6-12-Diagrama de bode do sistema em malha aberta.

Observando as Fig. 6-9 e Fig. 6-11 pode-se concluir que o sistema em malha fechada apresenta um tempo de resposta inferior ao conversor em malha aberta, como desejado.

Na Fig. 6-12 é apresentado o diagrama de *Bode* do sistema em malha aberta. A partir do diagrama é possível verificar que a frequência de cruzamento é de aproximadamente

30krad/s o que equivale a 4,77kHz, aproximadamente  $\frac{1}{4}$  da frequência de chaveamento do conversor.

A função de transferência do compensador com os valores ajustados que determinam a resposta apresentada na Fig. 6-11, é apresentada na eq. (6.8).

$$C(s) = 20 \cdot \frac{\left(s + 15,2 \cdot 10^3 \frac{\text{rad}}{s}\right) \cdot \left(s + 15,2 \cdot 10^3 \frac{\text{rad}}{s}\right)}{s \cdot \left(s + 125,6 \cdot 10^3 \frac{\text{rad}}{s}\right)} \quad (6.8)$$

O circuito elétrico responsável pela implementação analógica do compensador é apresentado na Fig. 6-13.

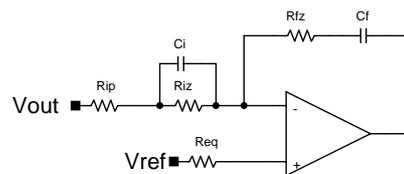


Fig. 6-13- Esquema elétrico do compensador

A seguir são apresentadas as equações para determinação dos componentes do compensador a partir da posição dos pólos, zeros e ganho do compensador. As equações são apresentadas em [11].

Arbitrando o valor de **Rip** tem-se:

$$Rfz = K \cdot Rip \quad (6.9)$$

Onde **K** é o ganho do compensador.

$$Cf = \frac{1}{Rfz \cdot f_1} \quad (6.10)$$

Onde **f<sub>1</sub>** é a frequência(rad/s) de um zero do compensador.

$$Ci = \frac{1}{Rip \cdot (p - f_2)} \quad (6.11)$$

Onde  $p$  é o pólo do compensador(rad/s) e  $f_2$ (rad/s) é o segundo zero do compensador.

$$R_{iz} = \frac{1}{C_i \cdot f_2} \quad (6.12)$$

Os valores dos componentes utilizados no projeto são:  $R_{ip}=470\Omega$ ;  $R_{fz}=10K\Omega$ ;  $R_{iz}=3,3K\Omega$ ;  $C_f=6,8nF$  e  $C_i=18nF$ .

#### 6.2.4. GERADOR DE TRIANGULAR.

O gerador de triangular tem a finalidade de gerar uma onda triangular sem nível CC, cuja frequência é a frequência de chaveamento do inversor. Esta triangular será comparada pelo sinal de saída do compensador de forma a gerar os sinais de modulação PWM.

O gerador da triangular necessita também, de um inversor de sinal de forma a se obter uma triangular defasada de  $180^\circ$  em relação a outra. Isto se faz necessário devido a modulação PWM adotada, neste caso três níveis. Na Fig. 6-14 é apresentado o esquema simplificado do gerador de triangular.

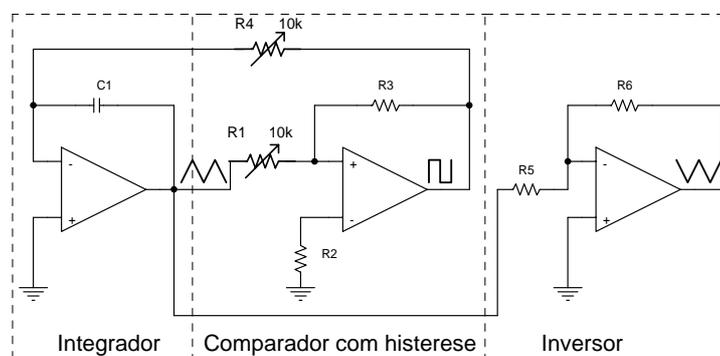


Fig. 6-14- Esquema elétrico do gerador de triangular.

O primeiro passo é determinar os valores de máximo e mínimo da triangular ( $V_{TH}$  e  $V_{TL}$ ). Arbitrando o valor de  $R_1$  ou  $R_3$  e com o auxílio das eqs.(6.13) e (6.14) obtém-se o valor do outro componente.

$$V_{TL} = -L_+ \cdot \frac{R_1}{R_3} \quad (6.13)$$

$L_+$ : valor da tensão de saturação positiva do amplificador operacional fornecida pelo fabricante.

$$V_{TH} = -L_- \cdot \frac{R_1}{R_3} \quad (6.14)$$

$L_-$ : valor da tensão de saturação negativa do amplificador operacional fornecida pelo fabricante.

Para determinar o período da triangular deve-se arbitrar o valor de  $C$  ou de  $R$  e utilizar a eq. (6.15)

$$T = C_1 \cdot R_4 \cdot \frac{R_1}{R_3} \cdot \left( \frac{-L_-}{L_+} - \frac{L_+}{L_-} + 2 \right) \quad (6.15)$$

Um ajuste em bancada geralmente é requerido para se obter os valores corretos.

A seguir são apresentados os resultados práticos obtidos para um gerador de triangular de 22kHz com valor de pico de 10V. Os valores dos componentes utilizados no projeto foram:  $R_1=10k\Omega$ ,  $R_3=4,7k\Omega$ ,  $R=10k\Omega$  e  $C=1,8nF$ .

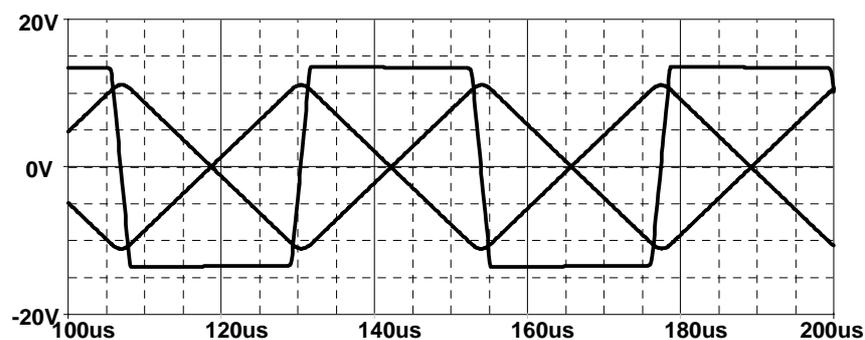


Fig. 6-15- Formas de onda no comparador, integrador e inversor.

## 6.2.5. COMPARADORES.

Os comparadores têm por finalidade comparar o sinal da triangular em alta frequência com o sinal modulante (60Hz) senoidal. Como resultado da comparação tem-se os pulsos para comandar os interruptores.

Os pulsos são gerados de forma a se obter uma modulação PWM de três níveis. Os pulsos da modulação, sinais da triangular e sinal modulante são apresentados na Fig. 6-16.

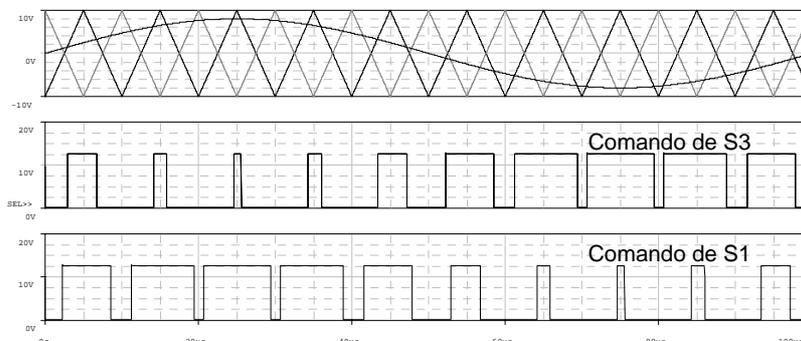


Fig. 6-16- Formas de onda para modulação PWM.

Os comparadores apresentam uma pequena histerese de forma a evitar comandos espúrios. O esquema elétrico dos comparadores é apresentado na Fig. 6-17.

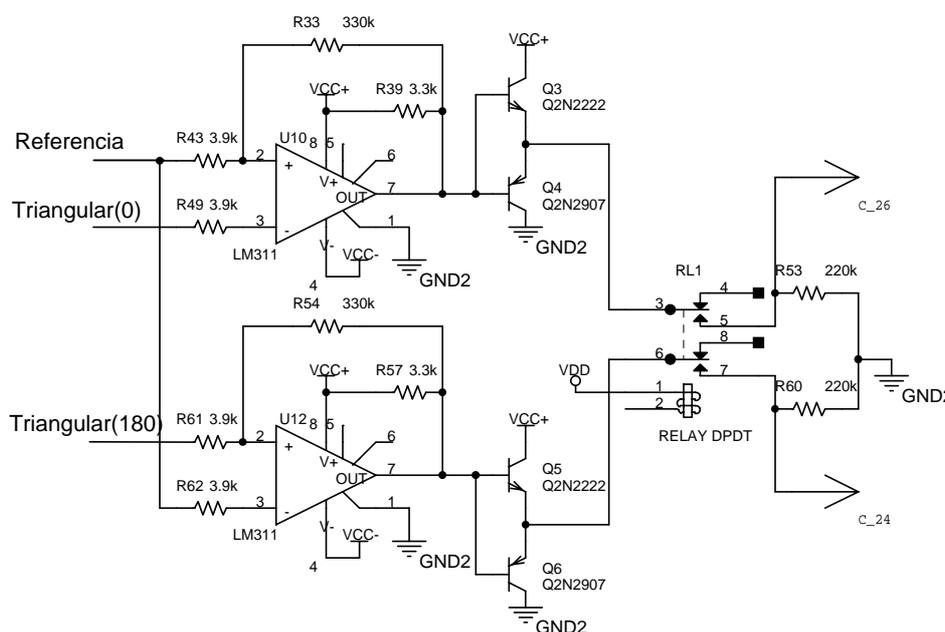


Fig. 6-17- Esquema elétrico dos comparadores e relé.

O relé tem por finalidade interromper o sinal de comando dos interruptores quando detectado qualquer tipo de anomalia no sistema e possibilitar a conexão de uma placa de comando extra, obtendo assim redundância **n-1**.

### 6.2.6. INDICADOR DE OPERAÇÃO E RESET.

A existência de um sinal alto no pino 35 irá bloquear o comando dos interruptores e apagar o LED indicador de operação. Este procedimento é efetuado por uma placa de supervisão. Esta placa seleciona qual placa de controle irá operar deixando, caso exista, a segunda placa desabilitada. A placa de supervisão não será utilizada neste projeto bem como a redundância n-1 não existirá para a placa de controle.

O interruptor *reset* é utilizado para “solicitar” à placa de supervisão que a placa de controle seja religada.

O esquema elétrico do circuito é apresentado na Fig. 6-18.

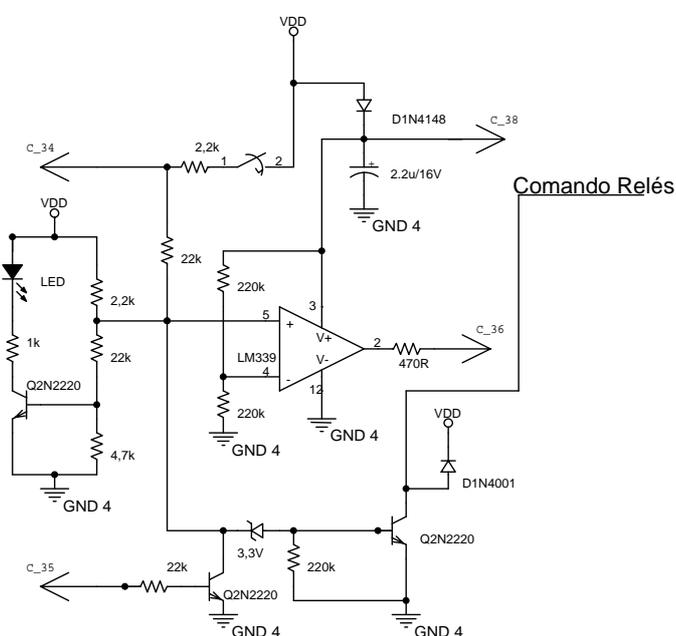


Fig. 6-18- Esquema elétrico do circuito Indicador de operação e RESET.

### 6.2.7. INDICADOR DE SOBRETENSÃO E SUBTENSÃO.

Estes dispositivos têm por finalidade indicar quando o nível de tensão está fora de valores pré-determinados. Quando a tensão de entrada for inferior a 24V e superior a 36V, o pino 33 é posto em nível lógico baixo, desligando os inversores.

O funcionamento da estrutura se faz por comparadores de tensão onde a tensão a ser medida é adequada por uma rede resistiva e comparada por uma tensão de referência.

O circuito de comparação é apresentado na Fig. 6-19.

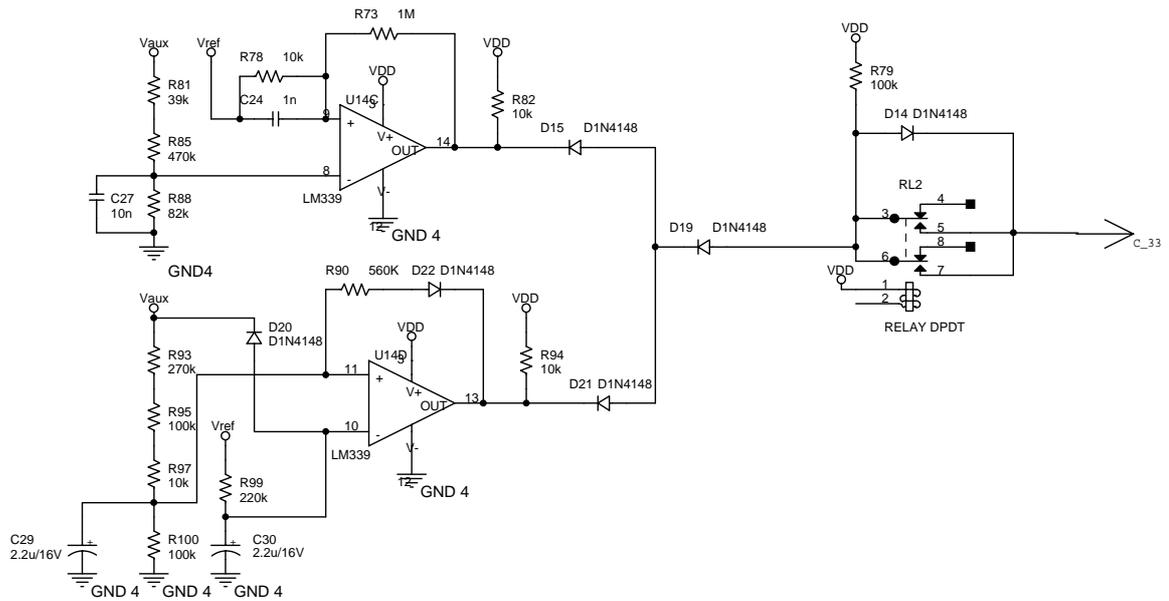


Fig. 6-19- Circuito de Sobretensão e Sub-Tensão.

## 6.2.8. FONTE PRINCIPAL.

Esta fonte é do tipo *Flyback* e é responsável pela alimentação de todas as fontes auxiliares e da fonte simétrica.

### 6.2.8.1 ESPECIFICAÇÕES.

As especificações da fonte *Flyback* são apresentadas a seguir.

- Potência de saída:  $P_{out}=2W$ ;
- Tensão de saída:  $V_o=15V$ ;
- Ondulação da tensão de saída:  $\Delta V_o=2\%$ ;
- Tensão de entrada:  $V_{in}=30V$ ;
- Variação da tensão de entrada:  $\Delta V_{in}=6V$ ;
- Frequência de chaveamento:  $f_s=100kHz$ ;
- Razão cíclica máxima:  $D=0,45$ ;
- Queda de tensão no diodo:  $V_d=1V$ .

### 6.2.8.2 PROJETO.

A corrente média na carga é obtida pela eq. (2.17).

$$I_o = \frac{P_{out}}{V_o} = \frac{2W}{15V} = 0,133A \quad (6.16)$$

Para razão cíclica máxima atribui-se o valor de :  $D_{max}=0,45$

A indutância de primário é obtida pela eq. (4.9).

$$L_1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}^2 \cdot D_{max}^2 \cdot \eta}{P_{out} \cdot f_s} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(30V - 6V)^2 \cdot 0,45^2 \cdot 0,8}{2W \cdot 100kHz} = 233,2\mu H \quad (6.17)$$

A corrente de pico no primário é obtida pela eq. (4.5).

$$I_{p_{max}} = \frac{V_{in} \cdot D_{max}}{f_s \cdot L_1} = \frac{(30V - 6V) \cdot 0,45}{100kHz \cdot 233,2\mu H} = 0,463A \quad (6.18)$$

Para a determinação adequada do núcleo a ser utilizado no projeto do transformador será levado em consideração as seguintes especificações:

- Densidade de fluxo máxima:  $B=0,2T$ ;
- Densidade de corrente:  $J=450A/cm^2$ ;
- Rendimento teórico:  $\eta=0,8$ ;
- Fator de ocupação da janela:  $K_w=0,4$ ;
- Fator de ocupação do primário:  $K_p=0,5$ ;

O produto de áreas do transformador ( $A_e A_w$ ) é determinado pela eq. (4.45).

$$A_e A_w = \frac{P_{out}}{\Delta B \cdot K_p \cdot K_w \cdot J \cdot f_s \cdot \eta} \cdot \sqrt{\frac{4}{3} \cdot D} = \frac{2W}{0,2T \cdot 0,5 \cdot 0,4 \cdot 450 \frac{A}{cm^2} \cdot 100kHz \cdot 0,8} \cdot \sqrt{\frac{4}{3} \cdot 0,45} = 0,00977cm^4 \quad (6.19)$$

A partir do produto das áreas obtidos, o núcleo do transformador escolhido é o **Thornton E16/7,2/5** cujas características estão apresentadas na Tabela 4-6.

O entreferro no transformador é determinado pela eq. (4.53).

$$l_{\text{entreferro}} = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot P_{\text{out}}}{\Delta B^2 \cdot A_e \cdot \eta \cdot f_s} = \frac{2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m} \cdot 2W}{(0,2T)^2 \cdot 0,186\text{cm}^2 \cdot 0,8 \cdot 100\text{kHz}} = 0,084\text{mm} \quad (6.20)$$

O número de espiras no primário é obtido pela eq. (4.56)

$$n_p = \frac{\Delta B \cdot l_{\text{entreferro}}}{\mu_0 \cdot I_p} = \frac{0,2T \cdot 0,084\text{mm}}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m} \cdot 0,463A} = 29\text{esp} \quad (6.21)$$

Como a corrente eficaz no primário é igual a corrente eficaz no interruptor, esta é obtida pela eq. (4.24).

$$I_{\text{Mef}} = \frac{V_{\text{in}}}{f_s \cdot L_1} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3}} = \frac{(30V - 6V)}{100\text{kHz} \cdot 233,2\mu H} \cdot \sqrt{\frac{0,45^3}{3}} = 0,18A \quad (6.22)$$

A fim de se determinar a máxima penetração da corrente no condutor (efeito *skin*), utiliza-se a eq. (2.74)

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{100\text{kHz}}} = 0,024\text{cm} \quad (6.23)$$

A partir da eq. (6.23) determina-se a máxima espessura do condutor para a passagem da corrente.

A área de cobre necessária para conduzir a corrente é obtida pela eq. (2.75).

$$A_{cobre} = \frac{I_{ef}}{J} = \frac{0,18A}{450 \frac{A}{cm^2}} = 0,000398cm^2 \quad (6.24)$$

Com o resultado da eq. (6.24) optou-se pelo condutor **AWG31**. As características deste fio são apresentadas na Tabela 4-7.

O número de condutores em paralelo é obtido pela eq. (2.76).

$$n_{condutores} = \frac{A_{cobre}}{A_{fio}} = \frac{0,000398cm^2}{0,000404cm^2} \approx 1 \quad (6.25)$$

Para que a desmagnetização do transformador seja garantida, determina-se a razão cíclica de desmagnetização como sendo:  $D_{desm} = 0,5$ .

O número de espiras do secundário é obtido pela eq. (4.58).

$$n_s = n_p \cdot \frac{V_o + Vf}{V_{in}} \cdot \frac{1 - D_{desm}}{D_{desm}} = 29 \cdot \frac{15V + 1V}{30V - 6V} \cdot \frac{1 - 0,5}{0,5} = 20esp \quad (6.26)$$

A corrente de pico no secundário é obtida a partir da eq. (4.11).

$$I_s = \frac{n_p}{n_s} \cdot I_p = \frac{29}{20} \cdot 0,463A = 0,671A \quad (6.27)$$

A corrente eficaz no secundário é determinada pela eq. (4.32).

$$I_{s_{ef}} = I_s \cdot \sqrt{\frac{D_{desm}}{3}} = 0,671A \cdot \sqrt{\frac{0,5}{3}} = 0,27A \quad (6.28)$$

A área de cobre necessária para conduzir a corrente é obtida pela eq. (2.75).

$$A_{cobre} = \frac{I_{ef}}{J} = \frac{0,27A}{450 \frac{A}{cm^2}} = 0,0006cm^2 \quad (6.29)$$

A partir da área de cobre obtida pela eq. (6.29) o condutor escolhido é o **AWG29**. As características deste fio são apresentadas na Tabela 6-1.

Especificação do condutor AWG29	Valor
Área de cobre	0,000642cm <sup>2</sup>
Área do fio	0,000872cm <sup>2</sup>
Resistência (Ω/cm) 100°C	0,003587Ω/cm

Tabela 6-1-Características do condutor AWG29.

O número de condutores em paralelo é obtido pela eq. (2.76).

$$n_{condutores} = \frac{A_{cobre}}{A_{fio}} = \frac{0,0006cm^2}{0,000642cm^2} = 1 \quad (6.30)$$

A área total ocupada pelos enrolamentos é determinada pela eq. (2.66).

$$A_{w_{utilizada}} = \frac{1}{K_w} \cdot \sum_{e=1}^j n_e \cdot n_{condutores} \cdot S_{efio} = \quad (6.31)$$

$$\frac{1}{0,4} \cdot (29 \cdot 1 \cdot 0,000568cm^2 + 20 \cdot 1 \cdot 0,000872cm^2) = 0,08478cm^2$$

Para se verificar a possibilidade de execução, aplica-se a eq. (2.67).

$$\frac{A_{w_{utilizada}}}{A_w} = \frac{0,08478cm^2}{0,403cm^2} = 0,21 \quad (6.32)$$

Como o resultado da eq. (6.32) é menor que 1, é possível acomodar todos os enrolamentos no carretel.

Dada a potência baixa processada pela fonte *Flyback*, a elevação de temperatura do transformador será verificada apenas no protótipo em funcionamento.

A corrente eficaz no interruptor é igual a corrente eficaz no enrolamento primário, obtida pela eq. (6.22).

A tensão máxima sobre o interruptor é obtida pela eq. (4.25)

$$V_{M\max} = Vin + Vo \cdot \frac{n_p}{n_s} = (30V + 6V) + 15V \cdot \frac{29}{20} = 57,75V \quad (6.33)$$

O interruptor escolhido foi o **IRF540**. As principais características deste interruptor são apresentadas na Tabela 4-3.

A perda por condução no interruptor é obtida pela eq. (2.22).

$$P_{condM} = R_{ds} \cdot I_{Mef}^2 = 88m\Omega \cdot (0,179A)^2 = 0,0028W \quad (6.34)$$

A perda por comutação no interruptor é obtida pela eq. (4.26). O tempo de bloqueio do interruptor ( $t_f$ ) será admitido de 200ns devido ao *driver* utilizado para comando.

$$P_{comM} = \frac{f_s}{2} \cdot t_f \cdot I_{M\max} \cdot Vin = \frac{100kHz}{2} \cdot 200ns \cdot 0,463A \cdot (30V - 6V) = 0,111W \quad (6.35)$$

A perda total no interruptor é determinada pela eq. (2.24).

$$P_{totalM} = P_{condM} + P_{comM} = 0,0028W + 0,111W = 0,114W \quad (6.36)$$

A resistência térmica total é obtida a partir da eq. (4.34)

$$R_{term} = \frac{T_J - T_A}{P_{total}} = \frac{120^\circ C - 50^\circ C}{0,114W} = 614^\circ C/W \quad (6.37)$$

Como a resistência térmica total é menor que a resistência da junção para o ambiente, não faz-se necessário o uso de dissipador neste componente.

A corrente média sobre o diodo é obtida pela eq. (4.28)

$$I_{Dmed} = \frac{n_p}{n_s} \cdot \frac{Vin \cdot D \cdot D_{desm}}{2 \cdot f_s \cdot L_1} = \frac{29}{20} \cdot \frac{(30V - 6V) \cdot 0,45 \cdot 0,5}{2 \cdot 100kHz \cdot 233,2\mu H} = 0,167A \quad (6.38)$$

A tensão reversa máxima sobre o diodo é determinada pela eq. (4.29).

$$V_{D_{\max}} = \frac{n_s}{n_p} \cdot V_{in} + V_{out} = \frac{20}{29} \cdot (30V + 6V) + 15V = 40V \quad (6.39)$$

A partir dos valores obtidos anteriormente, o diodo escolhido é o **1N4148**. As características relevantes deste componente são apresentadas na Tabela 6-2.

Especificação do diodo retificador	Valor
Máxima tensão reversa	100V
Máxima corrente média	1A
trr	4ns
Tensão direta	1V
Resistência térmica ( $R_{th_{ja}}$ )	300°C/W

*Tabela 6-2- Características do diodo retificador 1N4148.*

A perda por condução no diodo é obtida pela eq. (2.29)

$$P_{condD} = V_d \cdot I_{D_{med}} = 1,0V \cdot 0,167A = 0,167W \quad (6.40)$$

A perda total no diodo é determinada pela eq. (4.30).

$$P_{totalD} = P_{condD} = 0,167W \quad (6.41)$$

A resistência térmica total é obtida pela eq. (4.34).

$$R_{term} = \frac{T_J - T_A}{P_{total}} = \frac{150^\circ C - 50^\circ C}{0,167W} = 598^\circ C/W \quad (6.42)$$

Como a resistência térmica total é menor que a resistência da junção para o ambiente, não se faz necessário o uso de dissipador neste componente.

Para se obter o valor RSE do capacitor de filtragem, faz-se uso da eq. (4.22)

$$RSE = \frac{\Delta V_c}{I_s} = \frac{0,3V}{0,671A} = 0,447\Omega \quad (6.43)$$

O capacitor escolhido foi um capacitor da *Epcos* cuja característica da série é apresentar uma baixa RSE. O código do componente é **B41835**, as principais características são apresentadas na Tabela 6-3.

Especificação do capacitor B41835	Valor
Tensão	16V
Capacitância	220 $\mu$ F
RSE	0,045m $\Omega$

Tabela 6-3-Principais características do capacitor B41835.

### 6.2.8.3 GRAMPEADOR.

Para o projeto do grampeador é necessário que o transformador esteja construído, devido a necessidade de se conhecer a indutância de dispersão do primário do transformador. A partir da medição, o valor da dispersão obtido foi:  $L_D = 1,57\mu H$ .

Aplicando a eq. (2.79), obtém-se o valor do capacitor. O valor de  $\Delta V_c$  é utilizado como sendo de aproximadamente 20% da tensão máxima de grampeamento. Como o interruptor utilizado é de 100V, será utilizada uma tensão de grampeamento de 80V.

$$C_1 = \frac{L_D \cdot I_L^2}{\Delta V_c^2} = \frac{1,57\mu H \cdot 0,463A}{(16V)^2} = 2,8nF \quad (6.44)$$

O resistor do grampeador é obtido a partir da eq. (4.60).

$$R_1 = \frac{2 \cdot V_c \cdot (V_c - V_{in}) \cdot D}{L_D \cdot I_L^2 \cdot f_s} = \frac{2 \cdot 80V \cdot (80V - 36V) \cdot 0,45}{1,57 \mu H \cdot (0,463A)^2 \cdot 100kHz} = 94k\Omega \quad (6.45)$$

#### 6.2.8.4 COMPENSADOR.

O compensador utilizado se destina a controlar a tensão no conversor *Flyback*, fazendo com que esta apresente erro nulo em regime e uma boa rejeição a perturbação.

Reescrevendo a função de transferência, dada pela eq. (4.70) e substituindo as variáveis, pelos valores obtidos no projeto do conversor, obtém-se o modelo do conversor.

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{V_{in}}{V_t \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot L_1 \cdot f_s}{R_o}}} \cdot \left( \frac{RSE}{(R_o + RSE)} \cdot \frac{s + \frac{1}{C \cdot RSE}}{s + \frac{1}{C \cdot (R_o + RSE)}} \right) \quad (6.46)$$

Fazendo a substituição dos valores na eq. (4.101), obtém-se:

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = 0,006 \cdot \left( \frac{s + 101k \frac{rad}{s}}{s + 40,38 \frac{rad}{s}} \right) \quad (6.47)$$

Pela análise da função de transferência observa-se que a planta apresenta um zero devido a **RSE**, e um pólo.

Um compensador do tipo PI deve proporcionar boa resposta para o sistema em malha fechada ou seja, erro nulo da tensão em regime e rejeição a perturbações. A função de transferência do compensador é apresentada na eq. (2.191). A metodologia de projeto já foi apresentada no CAPÍTULO 2. Uma rotina de cálculo foi elaborada no *MatLab* para auxiliar no projeto do compensador. Esta rotina é apresentada no ANEXO E.

Com o auxílio do software *RLTOOL* é feito o ajuste do zero e ganho do compensador. Após a utilização do software ajustou-se o zero do compensador em: **Z**=3krad/s e o ganho do compensador como sendo **K**=10.

Na Fig. 6-20 é apresentado o lugar das raízes do sistema em malha fechada, juntamente com os pólos de malha fechada. No lugar das raízes do sistema é possível verificar que este está estável para o ajuste do compensador.

Na Fig. 6-21 é apresentado o diagrama de *Bode* do sistema em malha aberta. Verifica-se que a frequência de cruzamento é inferior a  $\frac{1}{4}$  da frequência de chaveamento do conversor.

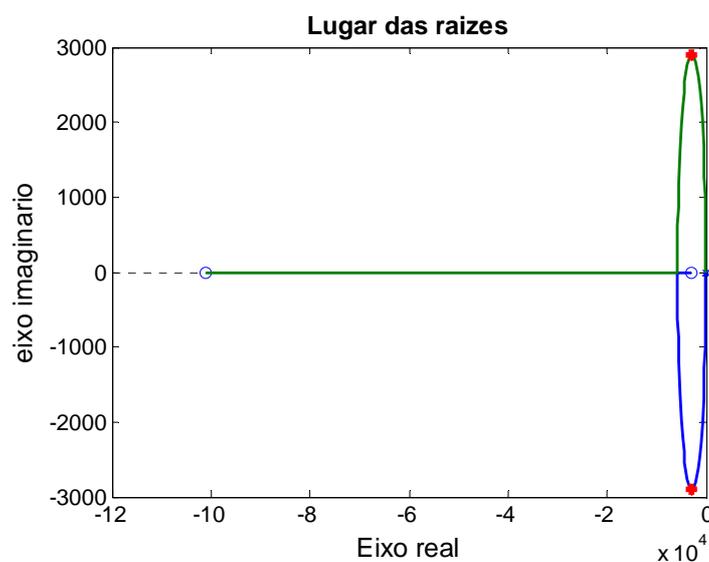


Fig. 6-20-Lugar das raízes do sistema em malha fechada.

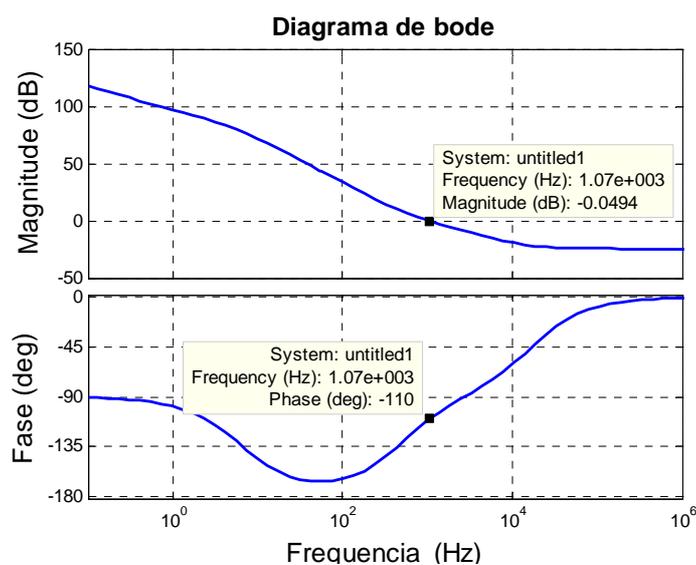


Fig. 6-21-Diagrama de Bode do sistema em malha aberta.

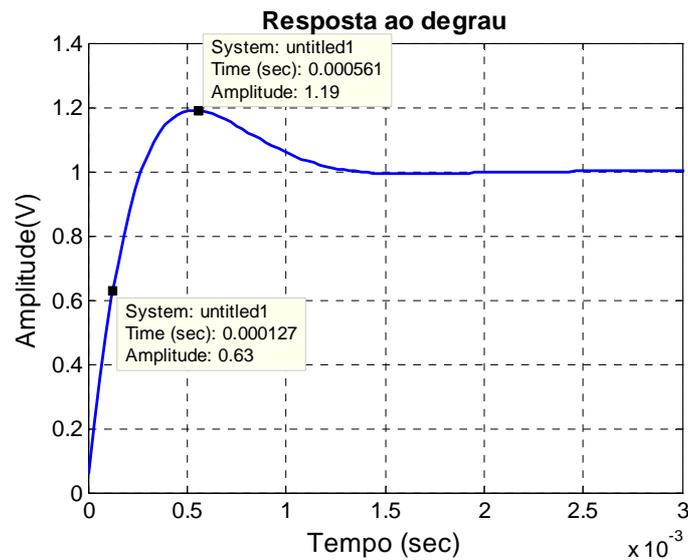


Fig. 6-22-Resposta ao degrau unitário do sistema em malha fechada.

A função de transferência do compensador ajustado é apresentada na eq. (4.103)

$$C(s) = 10 \cdot \frac{s + 3k \frac{rad}{s}}{s} \quad (6.48)$$

O circuito elétrico responsável pela implementação do compensador é apresentado na Fig. 2-32. O amplificador operacional já se encontra no circuito integrado do modulador PWM utilizado, bastando apenas implementar a rede de realimentação deste.

A função de transferência do compensador em função dos parâmetros do circuito é apresentada na eq. (2.193).

Arbitrando o resistor  $R_2$  do compensador com o valor de:  $R_2=100k\Omega$ , o resistor  $R_1$  é obtido com o emprego da eq. (2.194).

$$R_1 = \frac{R_2}{K} = \frac{100k\Omega}{10} = 10k\Omega \quad (6.49)$$

O capacitor do compensador é obtido a partir da eq. (2.195).

$$C_1 = \frac{1}{R_2 \cdot Z} = \frac{1}{100k\Omega \cdot 3k \frac{\text{rad}}{\text{s}}} = 3,3nF \quad (6.50)$$

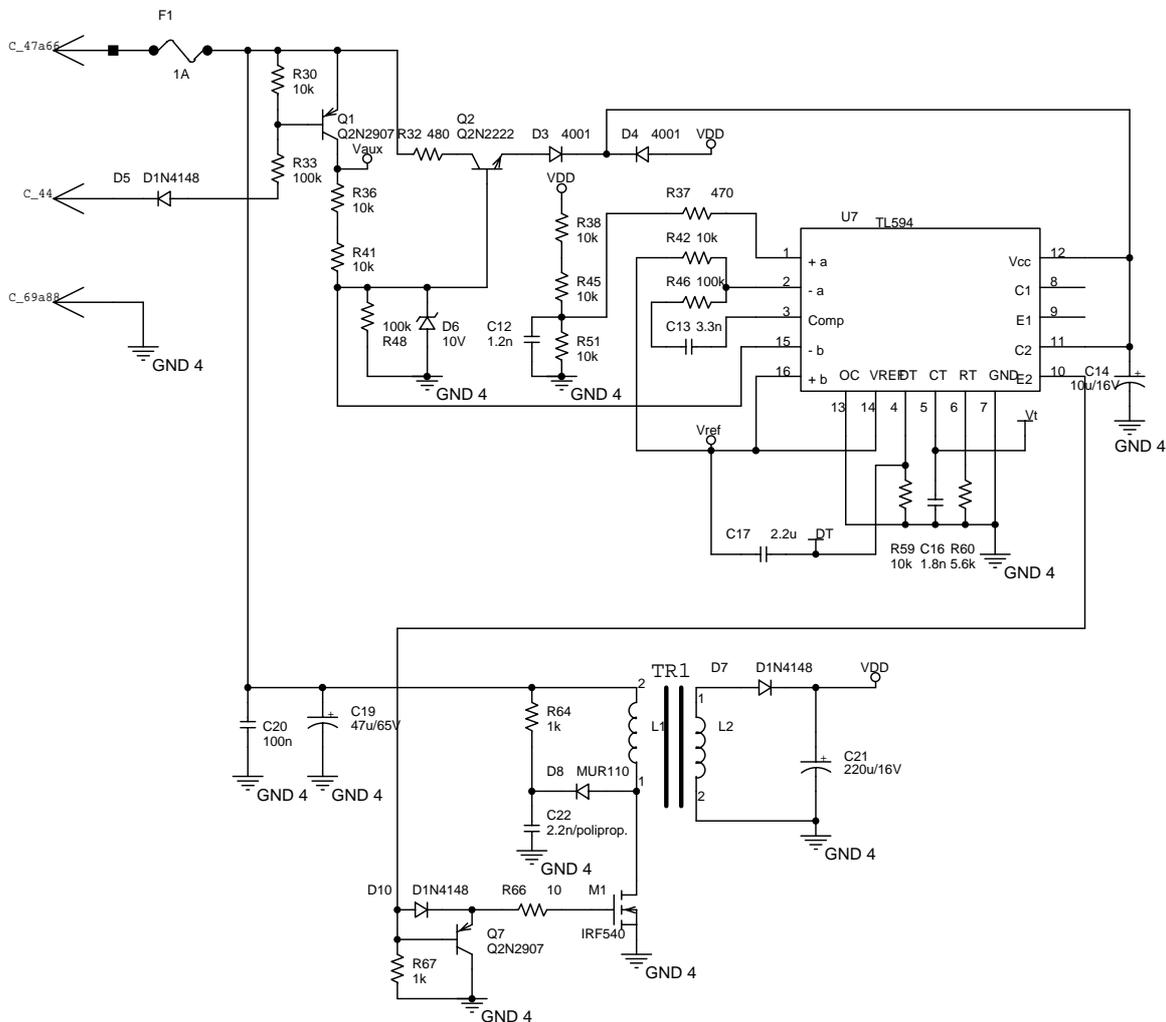


Fig. 6-23- Esquema elétrico da fonte Flyback.

## 6.2.9. FONTE SIMÉTRICA.

Esta fonte alimenta os amplificadores operacionais e alguns comparadores, devido a tensão de saída não ser dependente da razão cíclica, a fonte opera em malha aberta sendo sua regulação feita pela fonte *Flyback*. A estrutura utilizada é a *Forward* com dois interruptores.

Por não apresentar filtro de saída, a tensão de saída é aproximadamente igual a tensão de entrada multiplicada pela relação de transformação do transformador. Desta forma, a

única maneira de se alterar a tensão de saída é alterando a tensão de entrada. Pelo mesmo motivo, esta fonte é indicada para pequenas potências.

A modulação é feita por um comparador de tensão na qual a dente de serra utilizada, é a mesma do modulador PWM da fonte Flyback. A razão cíclica é ajustada para ter seu valor máximo em 0,38 de forma a ser possível desmagnetizar o transformador antes do próximo ciclo de operação.

### 6.2.9.1 ESPECIFICAÇÕES.

As especificações do conversor *Forward* são apresentadas a seguir.

- Tensão de entrada:  $V_{in}=15V$ ;
- Variação da tensão de entrada:  $\Delta V_{in}=1,2V$ ;
- Freqüência de chaveamento:  $f_s=100kHz$ ;
- Razão cíclica :  $D=0,38$ ;
- Numero de saídas: 2;
- Potência total de saída:  $P_{out}=150mW$ ;
- Tensão de saída :  $V_o=15V$ ;
- Ondulação da tensão de saída:  $\Delta V_o=1\%$ ;
- Queda de tensão no diodo:  $V_d=1V$ .

A partir da simulação numérica, a corrente eficaz no primário obtida foi:  $I_{p_{ef}}=0,4A$ .

Para a determinação adequada do núcleo a ser utilizado no projeto do transformador será levado em consideração as seguintes especificações:

- Densidade de fluxo máxima:  $B=0,2T$ ;
- Densidade de corrente:  $J=450A/cm^2$ ;
- Fator de ocupação da janela:  $K_w=0,4$ ;
- Fator de ocupação do primário:  $K_p=0,5$ ;

Aplicando a eq. (4.106) obtém-se a relação entre áreas.

$$Ae \cdot Aw = \frac{Vin \cdot D \cdot Ip_{ef}}{\Delta B \cdot fs \cdot Kp \cdot Kw \cdot J} = \frac{16,2V \cdot 0,38 \cdot 0,4A}{0,2T \cdot 100kHz \cdot 0,5 \cdot 0,4 \cdot 450 \frac{A}{cm^2}} = 0,014cm^4 \quad (6.51)$$

A partir do produto das áreas obtidos, o núcleo do transformador escolhido é o **Thornton E16/7,2/5** cujas características estão apresentadas na Tabela 4-6.

Isolando **n** na eq. (4.42), obtém-se o número de espiras do primário.

$$n = \frac{Vin \cdot D}{Ae \cdot \Delta B \cdot fs} = \frac{16,2V \cdot 0,38}{0,186cm^2 \cdot 0,2T \cdot 100kHz} \approx 16esp \quad (6.52)$$

A área de cobre necessária para conduzir a corrente é obtida pela eq. (2.75).

$$A_{cobre} = \frac{I_{ef}}{J} = \frac{0,4A}{450 \frac{A}{cm^2}} = 0,00088cm^2 \quad (6.53)$$

A partir da eq. (6.23) tem-se que o condutor com área máxima que pode ser utilizado, devido ao efeito *skin*, é o **AWG26**. A partir da tabela de condutores, o condutor escolhido é o **AWG27**. Na Tabela 6-4 são apresentadas as principais características do condutor **AWG27**.

Especificação do condutor AWG27	Valor
Área de cobre	0,001021cm <sup>2</sup>
Área do fio	0,001344cm <sup>2</sup>
Resistência (Ω/cm) 100°C	0,002256Ω/cm

Tabela 6-4-Principais características do condutor AWG27.

O número de condutores em paralelo é obtido pela eq. (2.76).

$$n_{condutores} = \frac{A_{cobre}}{A_{fio}} = \frac{0,00088cm^2}{0,001021cm^2} = 1 \quad (6.54)$$

O número de espiras para a saída é obtido a partir da eq. (4.111)

$$n_s = n \cdot \frac{V_{out} + V_d}{V_{in} - V_{nid}} \quad (6.55)$$

$V_{nid}$ : queda de tensão devido à queda de tensão entre coletor e emissor no primário.

$$n_s = 16 \cdot \frac{15V + 1V}{15V - 1,6V} \approx 19esp \quad (6.56)$$

Por simulação tem-se a corrente no secundário igual a 0,02A

Por facilidade de construção do transformador, o fio adotado no secundário será o mesmo que no primário.

O circuito completo da fonte *Forward* sem filtro é apresentado na Fig. 6-24. A tensão negativa da saída é obtida durante a etapa de desmagnetização do transformador.

O sinal de tensão  $V_{ref}$  que corresponde ao sinal de referência utilizado e é obtido do modulador PWM do conversor *Flyback*.

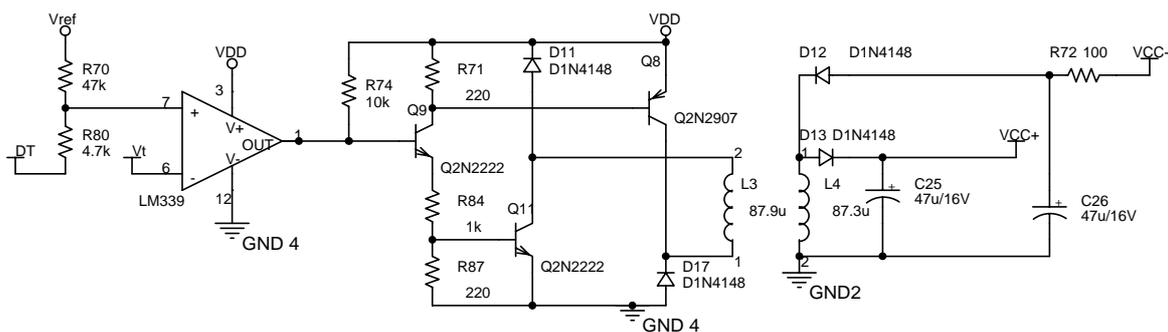


Fig. 6-24-Esquema completo da fonte simétrica.

### 6.2.10. FONTE DE *START-UP*.

Esta fonte tem por finalidade alimentar o modulador PWM e o comando do interruptor durante o transitório de partida do conversor *Flyback*. Após o transitório, o modulador é alimentado pela tensão de saída do conversor *Flyback*.

Esta fonte consiste em regular a tensão no emissor de um transistor de forma que seu valor seja constante e definido pela tensão de um diodo *zener*. A estrutura utilizada é conhecida na literatura como *Seguidor de Emissor*. Na Fig. 6-25 é apresentado o esquema elétrico da fonte de *Start-Up*.

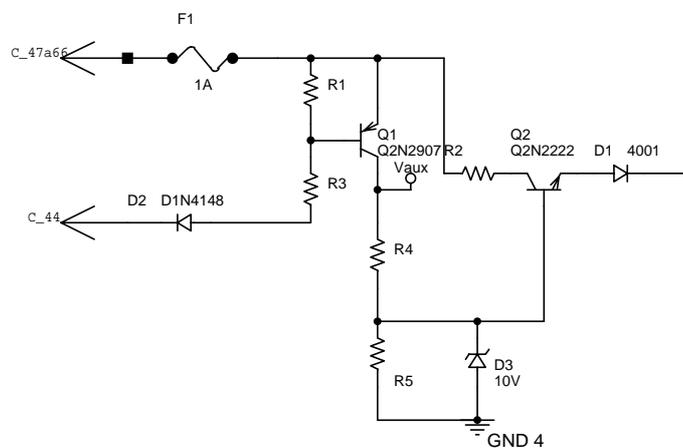


Fig. 6-25-Esquema elétrico da fonte de *Start-Up*.

A seguir é apresentada metodologia para projeto da fonte.

- Define-se a tensão de saída,  $V_z + 0,7V$ ;
- Define-se a corrente de saída,  $I_o$ ;
- Define-se a corrente mínima do diodo *Zener*,  $I_z$ ;

Obtém-se o valor da corrente de coletor do transistor  $Q_2$  ( $I_{C2}$ ) pela equação (6.57).

$$I_{C2} = \frac{I_o}{\beta_2 + 1} + I_z \quad (6.57)$$

Obtém-se o valor de  $R_4$  a partir da eq. (6.58).

$$R_4 = \frac{V_{CC} - V_Z}{I_{C2}} \quad (6.58)$$

Um outro transistor é utilizado para ligar e/ou desligar a fonte de *Start-Up*. A corrente de base através deste transistor é calculada pela eq. (6.59).

$$I_{B1} = \left[ V_{CC} \cdot \left( 1 - \frac{R_3}{R_1 + R_3} \right) - 0,7 \right] \cdot \frac{(R_1 + R_3)}{R_1 \cdot R_3} \quad (6.59)$$

Na Fig. 6-26 é apresentado o circuito elétrico da fonte com os valores dos componentes utilizados no projeto.

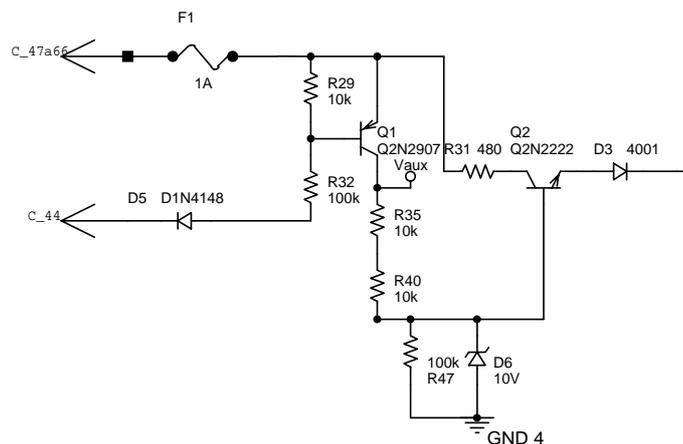


Fig. 6-26- Esquema elétrico da fonte de *Start-Up* com o valor dos componentes.

O pino 44 quando colocado em nível baixo desabilita a fonte de *Start-Up*, fazendo com que a placa de controle fique desligada.

O resistor  $R_2$  é colocado para evitar que toda potência seja dissipada no transistor  $Q_2$ .

### 6.2.11. FONTE DE 5V.

Esta fonte tem por finalidade alimentar o circuito TTL oscilador que gera a onda de 60Hz. Para se obter esta tensão, é utilizado um regulador de tensão linear cuja tensão de saída é função do ganho de uma rede resistiva externa. A eq. (6.60) define a tensão de

saída em função da rede resistiva. Na Fig. 6-27 é apresentado o circuito elétrico implementado da fonte.

$$V_o \approx V_{ref} \cdot \left( 1 + \frac{R_{99}}{R_{100}} \right) \quad (6.60)$$

$V_{ref}$ : tensão de referência igual a 2,495V.

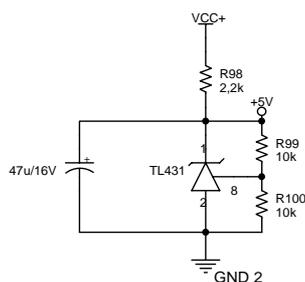


Fig. 6-27- Esquema elétrico da fonte de 5V.

### 6.3. FOTO DA PLACA DE CONTROLE.

Na Fig. 6-28 é apresentada a foto da placa de controle.

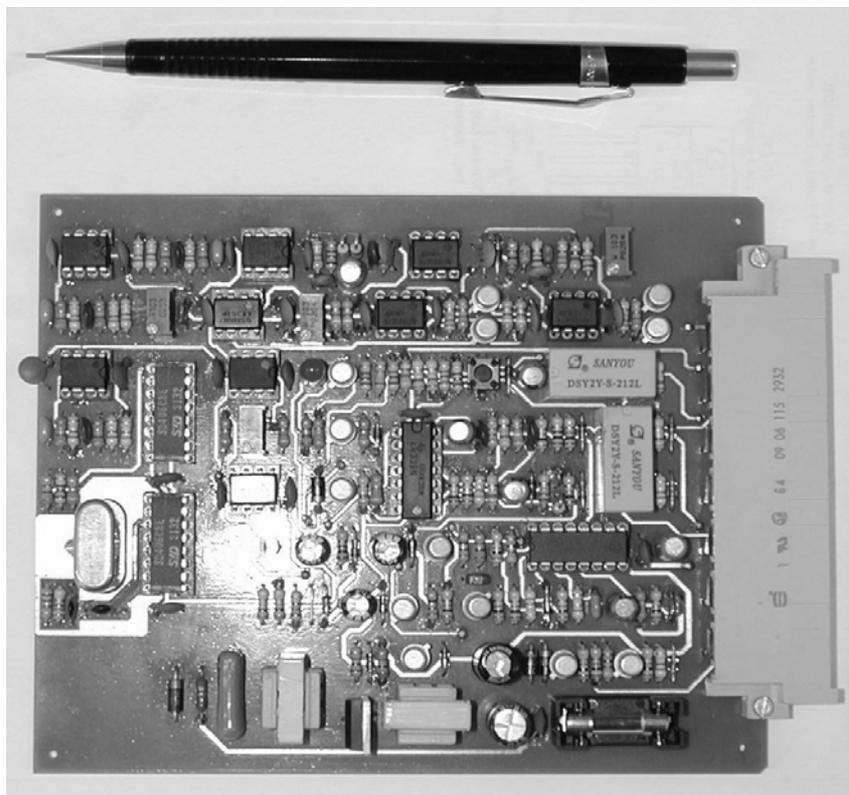


Fig. 6-28-Foto da placa de controle.

## **6.4. CONCLUSÃO.**

Neste capítulo foram apresentados todos os blocos que compõe a placa de controle, juntamente com o equacionamento e projeto dos mesmos.

A utilização de um oscilador a cristal para gerar a referência de tensão apresenta como vantagem, em relação a um oscilador analógico, a precisão de frequência. Em contrapartida este necessita de um filtro para que o conteúdo harmônico seja eliminado.

Uma outra forma de se gerar um sinal de referência sem a necessidade de filtros é a utilização de uma memória digital, onde o sinal de referência é gravado. Ao se ler seqüencialmente esta memória obtêm-se na saída de um conversor D/A o sinal de referência.

## **CAPÍTULO 7 -IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DO MÉTODO DE PARALELISMO ESTUDADO.**

### **7.1. INTRODUÇÃO.**

Neste capítulo são estudados os circuitos de tratamento do sinal e de atuação, presentes em cada inversor, que farão parte do sistema de controle da distribuição da potência entre os inversores.

Um modelo do sistema também é obtido de forma a possibilitar o ajuste do compensador. Na Fig. 1-8 é apresentado um diagrama simplificado exemplificando o paralelismo dos conversores.

### **7.2. FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA O CONTROLE DA CORRENTE DE SAÍDA DOS INVERSORES.**

Devido ao fato do controle da corrente entregue pelo conversor ser realizado sobre a tensão de entrada do inversor de tensão, deve-se conhecer a função de transferência que relaciona a corrente sobre o indutor do inversor com a tensão de entrada do inversor.

Com a obtenção da função de transferência de  $I_L/V_{in}$  é possível projetar um compensador que controle a corrente entregue à carga e assim mantenha a potência demandada pela carga dividida igualmente entre os conversores .

Na Fig. 7-1 é apresentado um diagrama de blocos simplificado do sistema de controle da corrente processada em cada inversor.

Para se alterar a tensão de entrada do inversor é preciso alterar a tensão de saída do conversor *Push-Pull*. Para se realizar a variação da tensão de saída do conversor *Push-Pull*, o sinal proveniente do controlador de potência será somado ao sinal do amostrador de tensão do conversor *Flyback*, fazendo com que sua tensão de saída varie. Devido ao fato de ser a tensão de saída do *Flyback* quem gera a referência de tensão do conversor *Push-Pull*, a tensão de saída deste conversor também será alterada. Optou-se em alterar a tensão da fonte auxiliar para efetuar o controle da potência devido as diferentes referências de tensão do sistema. O sinal de controle de potência está referenciado ao **GND4**, que é o mesmo utilizado pela fonte de alimentação. Com isto evita-se que uma outra referência de tensão tenha que ser conectada entre os inversores, tornando esta mais susceptível a ruídos e

comprometendo assim o funcionamento de outros circuitos conectados na mesma referência.

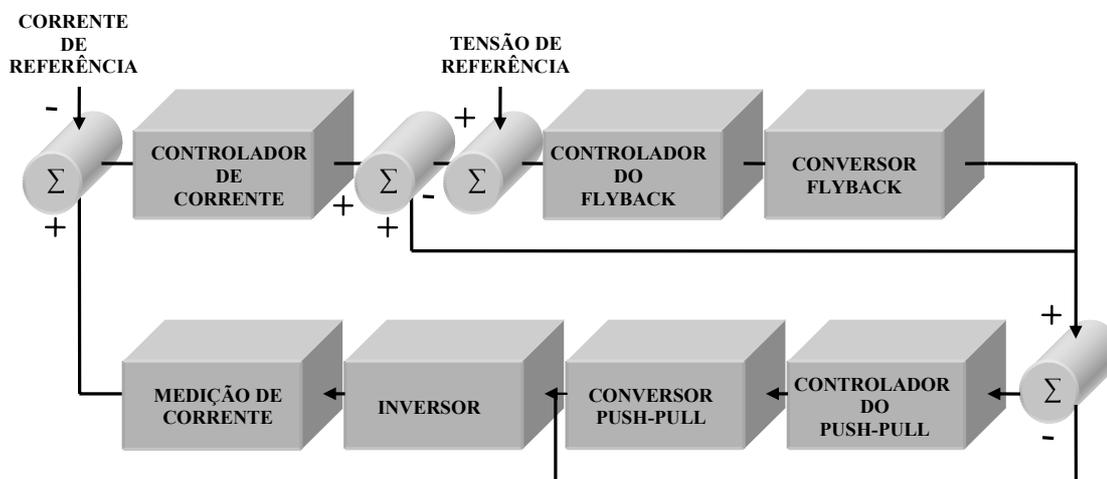


Fig. 7-1-Esquema de controle da corrente do inversor.

Reescrevendo as eqs.(2.98), (2.104) e (2.111), obtém-se:

$$L \cdot \frac{d\langle i_L(t) \rangle}{dt} = V_o'(t) \cdot d(t) - V_o(t) \quad (7.1)$$

$$C \cdot \frac{d\langle V_C(t) \rangle}{dt} = i_L(t) - \frac{V_o(t)}{R_o} \quad (7.2)$$

$$V_o(t) = RSE \cdot C \cdot \frac{dV_C(t)}{dt} + V_C(t) \quad (7.3)$$

Na eq. (7.1), sendo  $V_o'(t)$  a tensão de secundário, esta deve ser substituída pela tensão de entrada do inversor, uma vez que a tensão aplicada ao filtro do inversor é a própria tensão de entrada. Reescrevendo a eq. (7.1), tem-se:

$$L \cdot \frac{d\langle i_L(t) \rangle}{dt} = V_{in}(t) \cdot d(t) - V_o(t) \quad (7.4)$$

Aplicando a perturbação aos termos da eq. (7.4), obtém-se:

$$L \cdot \frac{d \langle I_L + i_L(t) \rangle}{dt} = \left( V_{in} + \hat{V}_{in}(t) \right) \cdot \left( d + \hat{d}(t) \right) - \left( V_o + \hat{V}_o(t) \right) \quad (7.5)$$

Multiplicando os termos, reescrevendo apenas os de primeira ordem e considerando que  $d$  não varia, obtém-se:

$$L \cdot \frac{d i_L(t)}{dt} = V_{in}(t) d + V_{in} \cdot \hat{d}(t) - V_o(t) \quad (7.6)$$

Aplicando a perturbação aos termos da eq. (7.2), tem-se:

$$C \cdot \frac{d \langle V_C + V_C(t) \rangle}{dt} = \left( i_L + \hat{i}_L(t) \right) - \frac{\left( V_o + \hat{V}_o(t) \right)}{R_o} \quad (7.7)$$

Multiplicando os termos, reescrevendo apenas os de primeira ordem e considerando que  $d$  não varia na eq. (7.7), obtém-se:

$$C \cdot \frac{d V_C(t)}{dt} = \hat{i}_L(t) - \frac{\hat{V}_o(t)}{R_o} \quad (7.8)$$

Aplicando a transformada de Laplace nas eqs.(7.6), (7.8) e (7.3), tem-se:

$$s \cdot L \cdot I_L(s) = V_{in}(s) \cdot D - V_o(s) \quad (7.9)$$

$$s \cdot C \cdot V_C(s) = I_L(s) - \frac{V_o(s)}{R_o} \quad (7.10)$$

$$V_{out}(s) = RSE \cdot C \cdot s + V_C(s) \quad (7.11)$$

Isolando  $V_C(s)$  na eq. (7.11), tem-se:

$$V_c(s) = \frac{V_o(s)}{1 + s \cdot RSE \cdot C} \quad (7.12)$$

Substituindo a eq. (7.12) na eq. (7.10) e isolando  $V_{out}(s)$ , obtém-se:

$$V_{out}(s) = \frac{I_L(s) \cdot Ro \cdot (1 + s \cdot RSE \cdot C)}{1 + s \cdot C \cdot (RSE + Ro)} \quad (7.13)$$

Substituindo a eq. (7.13) em (7.9) e isolando  $I_L(s)/V_{in}(s)$ , tem-se:

$$\frac{I_L(s)}{V_{in}(s)} = \frac{D \cdot (1 + s \cdot C \cdot (RSE + Ro))}{s^2 \cdot C \cdot L \cdot (RSE + Ro) + s \cdot (L + RSE \cdot Ro \cdot C) + Ro} \quad (7.14)$$

A eq. (7.14) representa a função de transferência de  $I_L(s)/V_{in}(s)$ , do inversor de tensão.

A eq. (7.14) representa a função de transferência da corrente sobre o indutor versus a tensão de entrada.

$$\frac{I_L(s)}{V_{in}(s)} = \frac{D \cdot (1 + s \cdot C \cdot (RSE + Ro))}{s^2 \cdot C \cdot L \cdot (RSE + Ro) + s \cdot (L + RSE \cdot Ro \cdot C) + Ro} \quad (7.15)$$

### 7.3. MEDIÇÃO DA CORRENTE.

A corrente, medida no indutor do filtro, apresenta uma componente em alta frequência que será desprezada e uma componente em baixa frequência (60Hz) que deve ser tratada da forma a ser utilizada para a compensação da corrente.

A componente em baixa frequência, amostrada por um resistor *shunt*, é posteriormente retificada por um retificador de precisão e filtrada, de forma a se obter um sinal contínuo que represente a corrente. O sinal de tensão, obtido na saída, representa aproximadamente o valor médio da corrente retificada que o inversor está fornecendo ao barramento. Antes do sinal retificado ser filtrado, este é aplicado à um opto-acoplador de forma a se isolar as referências. Na Fig. 7-2 é apresentado um diagrama de blocos do sistema de medição e tratamento da corrente.

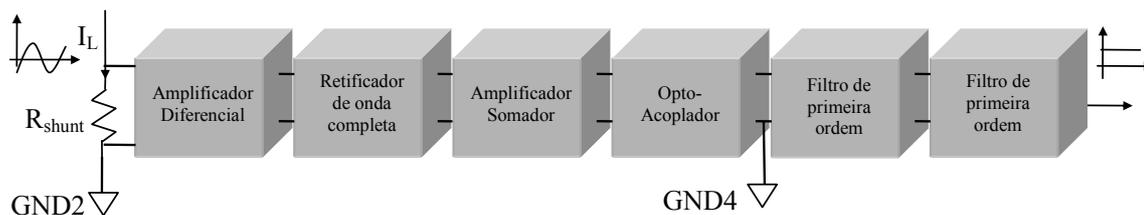


Fig. 7-2-Diagrama de blocos simplificado do circuito de medição da corrente.

O amplificador diferencial tem a função de dar ganho ao sinal de tensão proveniente do resistor *shunt* e minimizar o ruído de modo comum, causado pelo ruído de chaveamento sobre as trilhas que levam o sinal até o amplificador. O amplificador somador tem por finalidade inserir um nível DC sobre o sinal do retificador, fornecendo assim a tensão mínima de polarização do opto-acoplador. Os filtros de primeira ordem são compostos por um circuito **RC** seguidos de um *buffer* de tensão. Na Fig. 7-3 é apresentado o circuito elétrico responsável pelo tratamento do sinal de corrente.

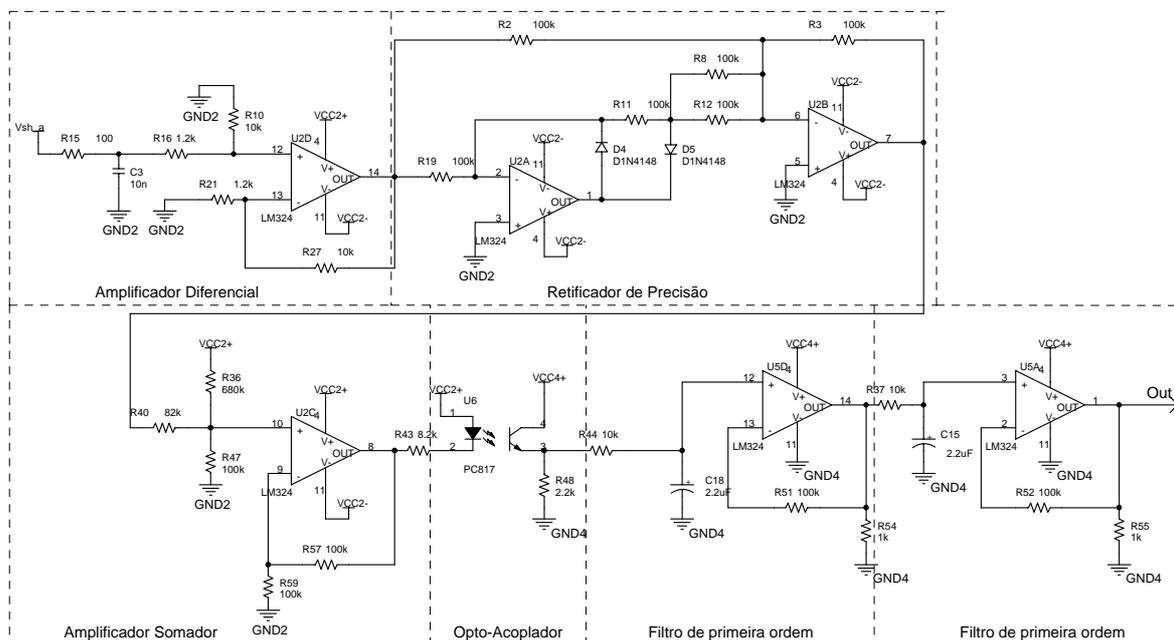


Fig. 7-3-Esquema elétrico completo do circuito de medição da corrente.

O ganho do resistor *shunt* é a própria resistência, valendo  $K_{shunt}=0,025$ .

O ganho do amplificador diferencial é determinado pela eq. (7.16).

$$K_d = \frac{R_{27}}{R_{21}} \quad (7.16)$$

Aplicando os valores expressos na Fig. 7-3 na eq. (7.16), obtém-se  $K_d=8,33$ .

A função que determina o ganho do somador é apresentada em [17] e reescrita na eq. (7.17)

$$K_{somador} = \left( \frac{R_{57}}{R_{59}} + 1 \right) \cdot \frac{R_{40} \cdot (R_{36} // R_{47})}{R_{40} \cdot (R_{40} + (R_{36} // R_{47}))} \quad (7.17)$$

Substituindo os valores do circuito na Fig. 7-3, na eq. (7.17), obtém-se  $K_{somador} \approx 1$ .

Desprezando a não linearidade do opto-acoplador, sua rede de polarização foi configurada de forma a se obter o ganho  $K_{opto}=1$ .

A função de transferência dos filtros em cascata é apresentada na eq. (7.18).

$$K(s)_{filtros} = \frac{\left( \frac{1}{R_{44} \cdot C_{18}} \right) \cdot \left( \frac{1}{R_{37} \cdot C_{15}} \right)}{s^2 + \left( \frac{1}{R_{44} \cdot C_{18}} + \frac{1}{R_{37} \cdot C_{15}} \right) \cdot s + \frac{1}{R_{44} \cdot C_{18}} \cdot \frac{1}{R_{37} \cdot C_{15}}} \quad (7.18)$$

Substituindo os valores dos componentes utilizados no projeto, na eq. (7.18) e multiplicando todos os ganhos, obtém-se a função de transferência do circuito de medição de corrente, apresentada na eq. (7.19).

$$K(s)_{corrente} = \frac{434 \cdot 8}{s^2 + 91 \cdot s + 2070} \quad (7.19)$$

## 7.4. COMPARTILHAMENTO DE CORRENTE.

A partir do circuito responsável pelo compartilhamento de corrente, a maior corrente processada pelos inversores em paralelo é disponibilizada em um barramento auxiliar, para os outros inversores, servindo de referência de corrente. O circuito responsável pela comparação entre as correntes e por disponibilizar a maior no barramento é apresentado na

Fig. 7-4, este circuito está presente em cada inversor. O ponto “**Corrente Externa**”, é conectado entre os inversores em paralelo. Quando a corrente de um inversor é maior que as demais, o diodo ( $D_{29}$ ) do circuito de compartilhamento deste inversor é polarizado, impondo esta corrente ao barramento. Nos demais inversores o diodo equivalente permanece bloqueado, sendo a referência de corrente para estes inversores imposta pelo inversor com maior corrente. Para o inversor que processa a maior corrente, a referência é a própria corrente que este processa. Assim sendo o erro é nulo e o compensador não atua sobre o inversor.

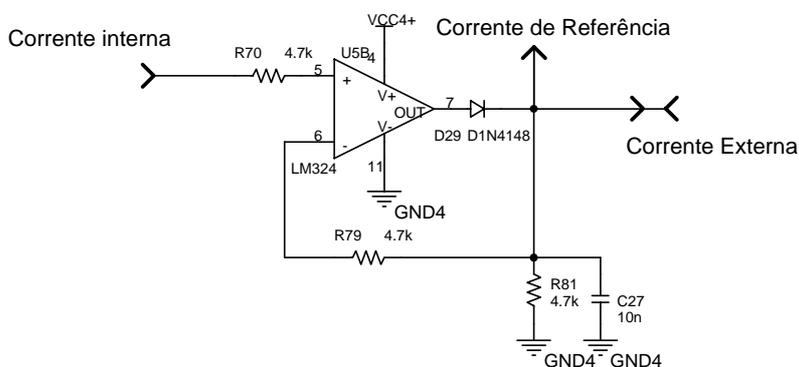


Fig. 7-4-Circuito responsável pelo compartilhamento de corrente.

## 7.5. SOMADOR.

Este circuito é responsável pela soma do sinal de realimentação do conversor *Flyback* com o sinal do compensador, que controla a corrente processada pelo inversor. O esquema elétrico do circuito é exibido na Fig. 7-5. Os ganhos nas tensões aplicadas no circuito são obtidos pela eq. (7.20), no equacionamento o diodo é considerado ideal.

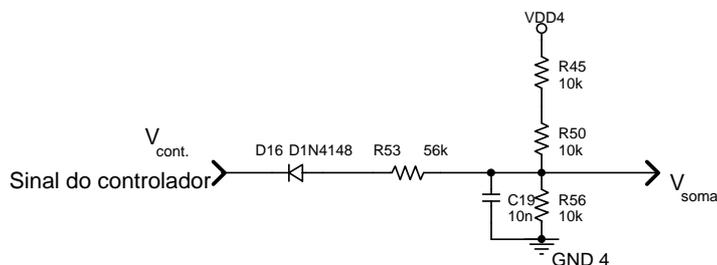


Fig. 7-5-Circuito somador do controle de corrente do inversor.

$$V_{soma} = \frac{\frac{V_{cont.} + V_{Th} \cdot (R_{45} + R_{50} + R_{56})}{R_{53}} + \frac{(R_{45} + R_{50}) \cdot R_{56}}{(R_{45} + R_{50}) \cdot R_{56}}}{\frac{1}{R_{53}} + \frac{(R_{45} + R_{50} + R_{56})}{(R_{45} + R_{50}) \cdot R_{56}}} \quad (7.20)$$

$$V_{Th} = \frac{V_{DD4} \cdot R_{56}}{R_{45} + R_{50} + R_{56}} \quad (7.21)$$

$$K_{cont.} = \frac{R_{56} \cdot (R_{45} + R_{50})}{(R_{45} + R_{50}) \cdot R_{56} + R_{53} \cdot (R_{45} + R_{50} + R_{56})} \quad (7.22)$$

$K_{cont.}$ : ganho do sinal de controle no circuito somador.

Substituindo os valores de projeto, exibidos na Fig. 7-5, nas eqs.(7.20) e (7.21), obtém-se:

$$V_{soma} = 0,11 \cdot V_{cont.} + 0,297 \cdot V_{DD4} \quad (7.23)$$

O ganho do sinal de controle ( $K_{cont.}$ ), deve ser acrescido à realimentação para o projeto do compensador de corrente.

## 7.6. CONTROLE DO EQUILIBRIO DA POTÊNCIA.

Para projetar o compensador de corrente, que garantirá a estabilidade para o sistema e uma resposta dinâmica satisfatória, é necessário que o modelo do sistema seja conhecido “a priori”. A partir da Fig. 7-1 é possível obter o modelo do sistema a ser controlado.

Na eq. (7.24) é apresentado o modelo do sistema em função das funções de transferência de cada conversor. Nesta equação os ganhos foram omitidos para simplificação da equação. A função de transferência do inversor, presente na eq. (7.15), é apresentada na eq. (7.24) como  $G_{inv}(s)$ . Uma rotina de cálculo no MatLab foi elaborada para obtenção do modelo. Esta rotina é apresentada no ANEXO D.

$$F(s) = \frac{G_{Push-Pull}(s) \cdot C_{Push-Pull}(s)}{1 + G_{Push-Pull}(s) \cdot C_{Push-Pull}(s)} \cdot \frac{G_{Flyback}(s) \cdot C_{Flyback}(s)}{1 + G_{Flyback}(s) \cdot C_{Flyback}(s)} \cdot G_{inv}(s) \cdot K_{corrente}(s) \quad (7.24)$$

A resposta ao degrau unitário do modelo do sistema é apresentada na Fig. 7-6. Observa-se que o sistema em malha aberta é estável e apresenta uma resposta lenta. Esta dinâmica é obtida devido ao filtro de segunda ordem utilizado no circuito de medição de corrente.

Para o compensador do sistema é desejável que garanta erro nulo em regime ao degrau unitário;

Um compensador do tipo **PI** irá garantir erro nulo. A eq. (2.191) apresenta a função de transferência do compensador do tipo **PI**.

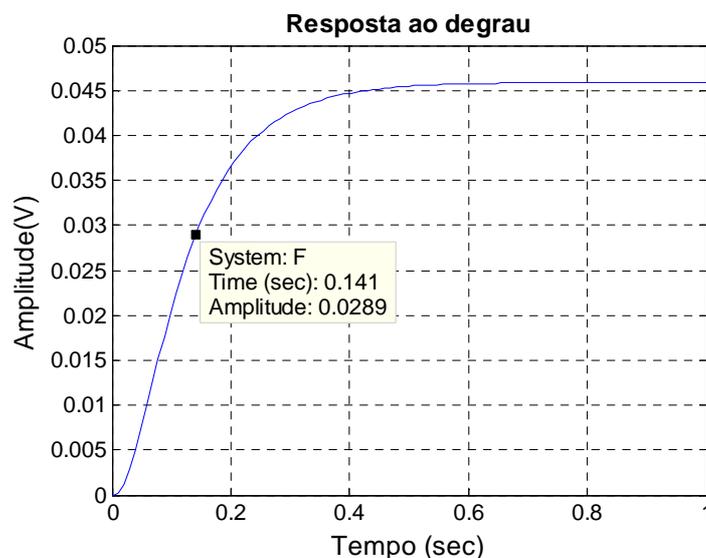


Fig. 7-6- Resposta ao degrau unitário do sistema em malha aberta.

Fazendo uso do software *RLTOOL* do *MatLab* o compensador foi ajustado de forma a atender os índices de desempenho. Na Fig. 7-7 é apresentado o lugar das raízes do sistema completo. Na Fig. 7-8 é apresentado o lugar das raízes do sistema completo, próximo da origem.

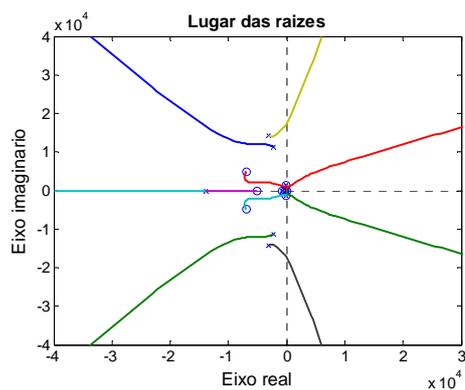


Fig. 7-7-Lugar das raízes do sistema em malha fechada com o compensador.

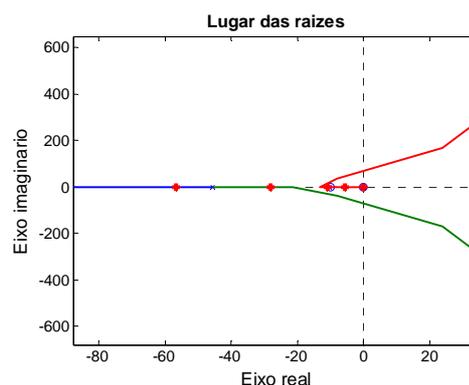


Fig. 7-8-Região de interesse do lugar das raízes do sistema em malha fechada.

Na Fig. 7-9 é apresentada a resposta ao degrau unitário do sistema em malha fechada.

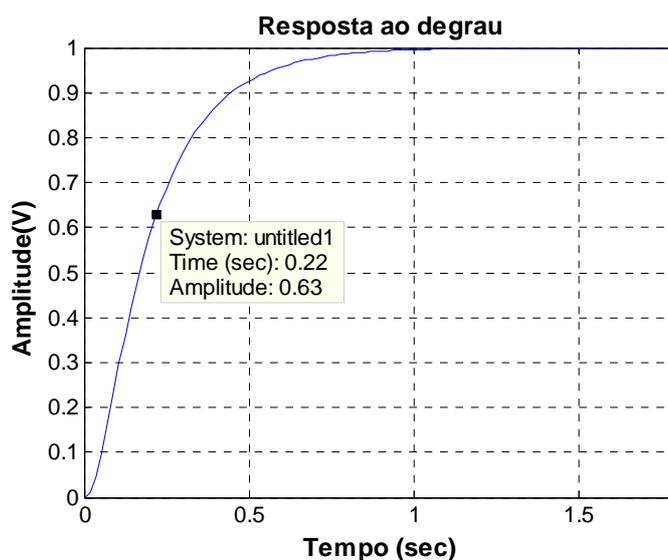


Fig. 7-9-Resposta ao degrau unitário do sistema em malha fechada.

A função de transferência do compensador que define a resposta visualizada na Fig. 7-9, apresentada na eq. (7.25).

$$C(s) = 10 \cdot \frac{s + 10 \frac{rad}{s}}{s} \quad (7.25)$$

A função de transferência do compensador em função dos componentes é apresentada na eq. (2.193). O circuito eletrônico responsável pela implementação do

controlador tipo **PI** é visualizado na Fig. 2-32. A metodologia de projeto para obtenção dos componentes é apresentada no capítulo 2.12.2. Os valores utilizados em projeto foram:  $R_2=220k\Omega$ ;  $R_1=22k\Omega$  e  $C_1=470nF$ .

O circuito elétrico completo, responsável pelo controle da potência, é apresentado na Fig. 7-10.

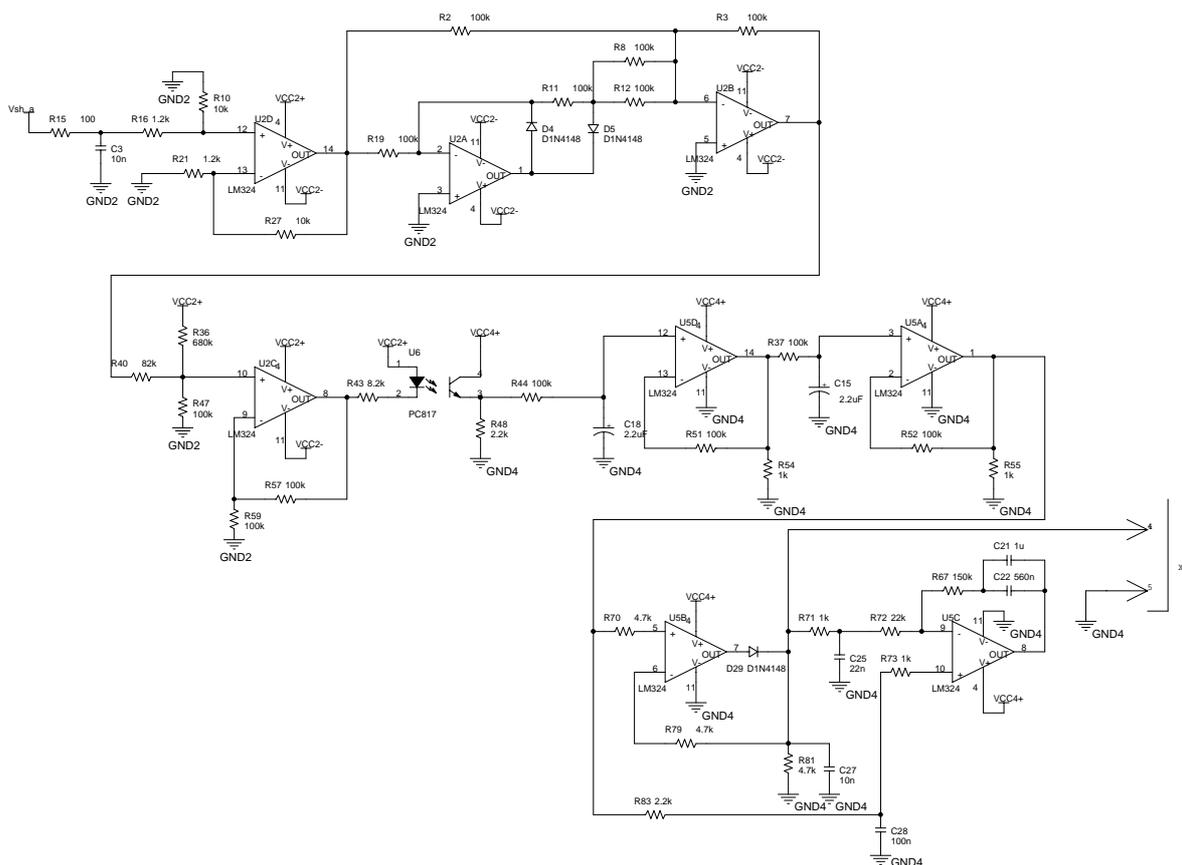


Fig. 7-10-Esquema elétrico da compensação de potência.

## 7.7. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.

Um sistema similar ao do controle de corrente foi implementado no software *Simulink* do *MatLab*, com o intuito de verificar o comportamento dinâmico do sistema em malha fechada. Na Fig. 7-11 é apresentado o diagrama implementado. Na Fig. 7-12 é apresentada a forma de onda de tensão para a saída do circuito de medição de corrente do inversor. Na Fig. 7-13 é apresentada a tensão na saída da fonte *Flyback*, e na Fig. 7-14 a forma de onda da tensão sobre a entrada do inversor.

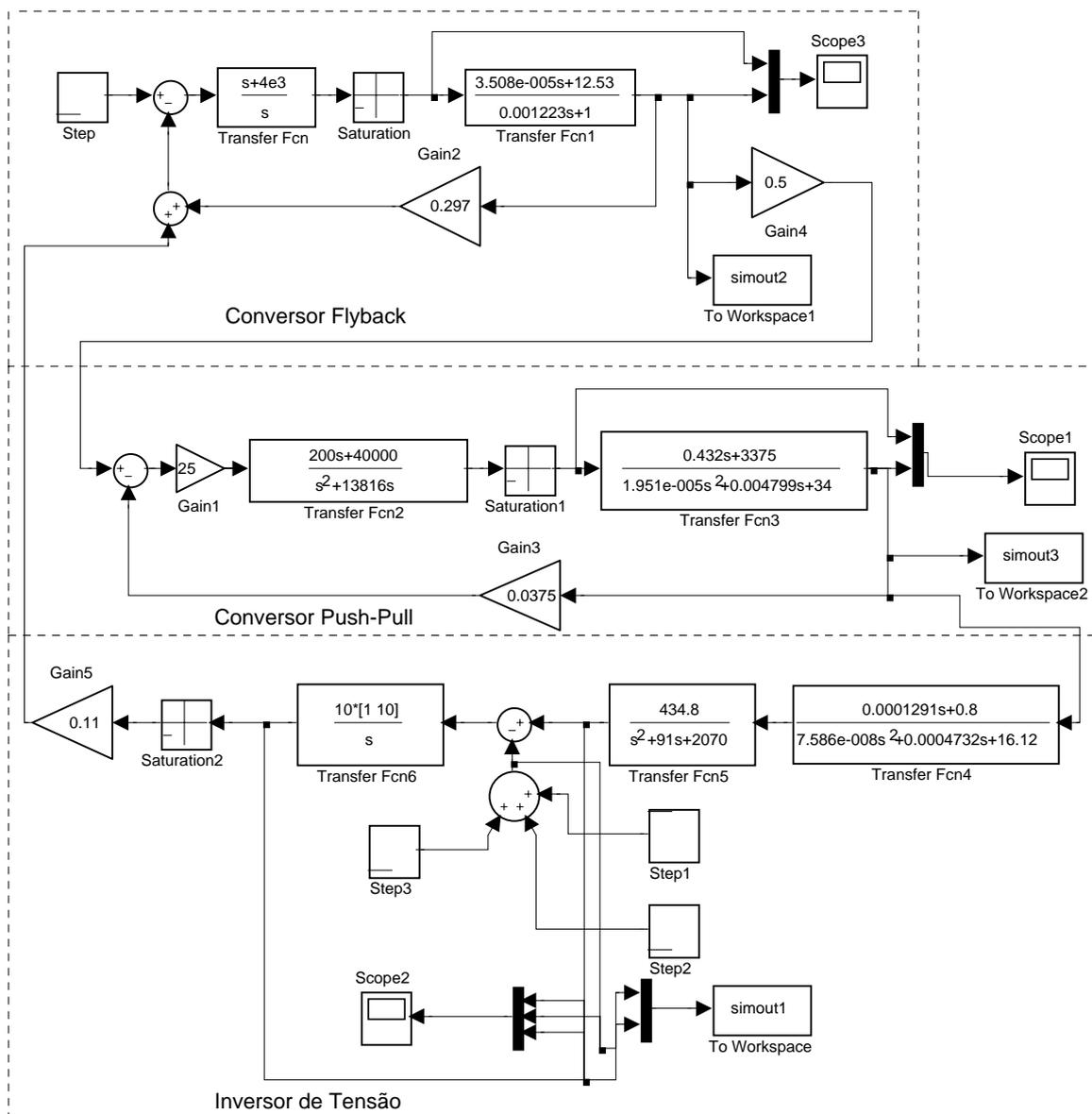


Fig. 7-11-Sistema implementado do software Simulink para um inversor.

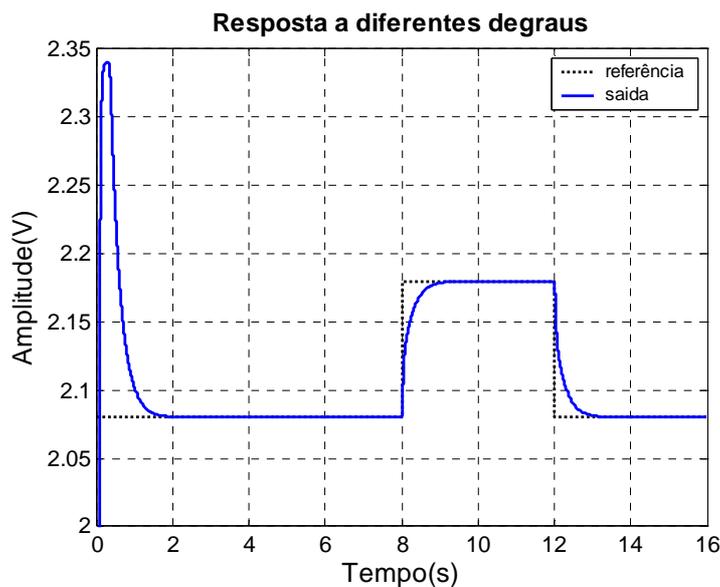


Fig. 7-12-Sinal de saída do medidor de corrente e sinal de referência.

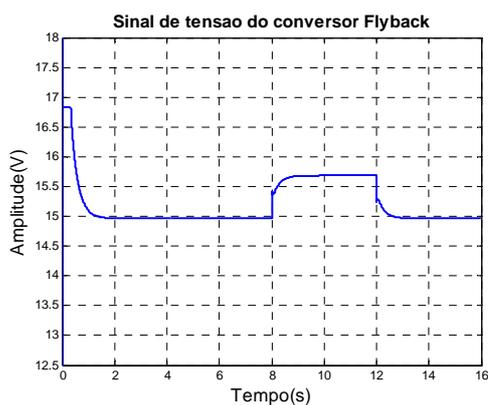


Fig. 7-13-Tensão de saída do conversor Flyback.

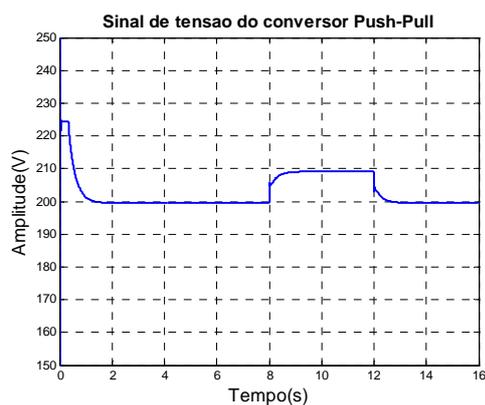


Fig. 7-14-Tensão de saída do conversor Push-Pull.

## 7.8. RESULTADOS EXPERIMENTAIS.

Para a obtenção dos resultados experimentais, dois protótipos foram construídos e colocados a operar em paralelo.

Um esquema simplificado da conexão entre os inversores e a placa de controle é apresentado na Fig. 7-15, neste caso aplicado a “n” inversores de tensão operando em paralelo.

Para os ensaios com a finalidade de comprovar o funcionamento do controlador de potência, foi causado um desbalanço proposital na tensão de barramento dos inversores de forma que um dos inversores irá assumir toda a carga e o outro permanecerá a vazio,

quando o sistema estiver operando em malha aberta. Na Fig. 7-16 é apresentada uma aquisição das correntes no indutor do filtro dos inversores durante o acréscimo de carga, onde se verifica a não distribuição igualitária da corrente total demandada pela carga, entre as unidades.

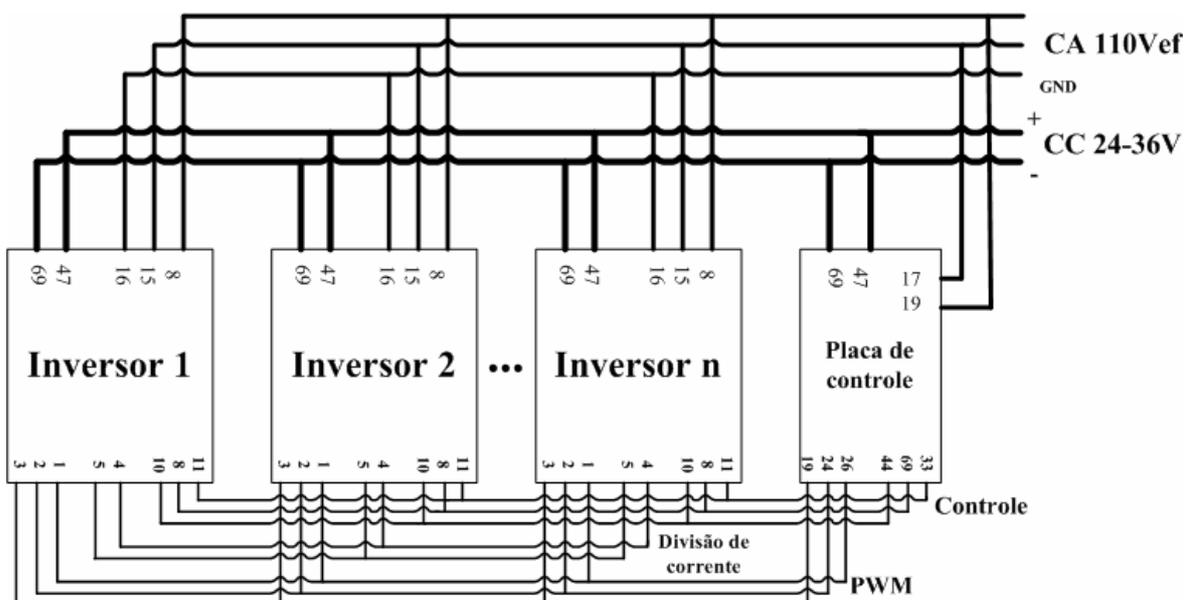


Fig. 7-15- Esquema simplificado da conexão dos inversores a placa de controle.

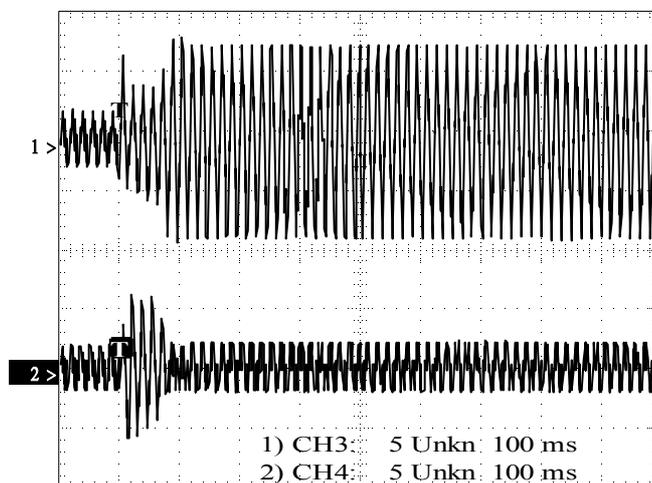


Fig. 7-16-Correntes no indutor do filtro dos inversores durante o acréscimo de carga. Traço superior, corrente no inversor 1 (5A/div 100ms). Traço inferior, corrente no inversor 2 (5A/div 100ms).

Na Fig. 7-17 é apresentada a aquisição das mesmas correntes e na mesma condição de transitório de carga. Neste caso o sistema operando em malha fechada. Fica evidenciado o correto funcionamento do compensador que, após o transitório, garantiu a distribuição igualitária das correntes entre os inversores.

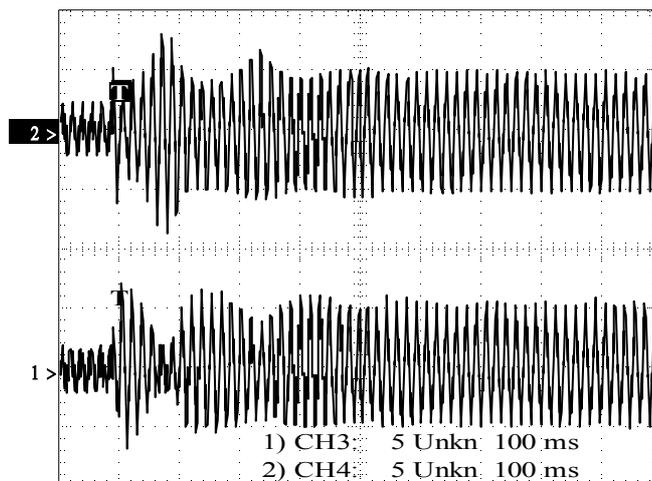


Fig. 7-17-Corrente no indutor do filtro nos dois inversores durante transitório de carga. Traço superior, corrente no inversor 1 (5A/div 100ms). Traço inferior, corrente no inversor 2 (5A/div 100ms).

Na Fig. 7-18 é apresentada a aquisição das correntes no indutor de filtro dos inversores, do sistema em malha fechada, durante a retirada de carga. Neste caso novamente verifica-se a correta distribuição da corrente entre os inversores.

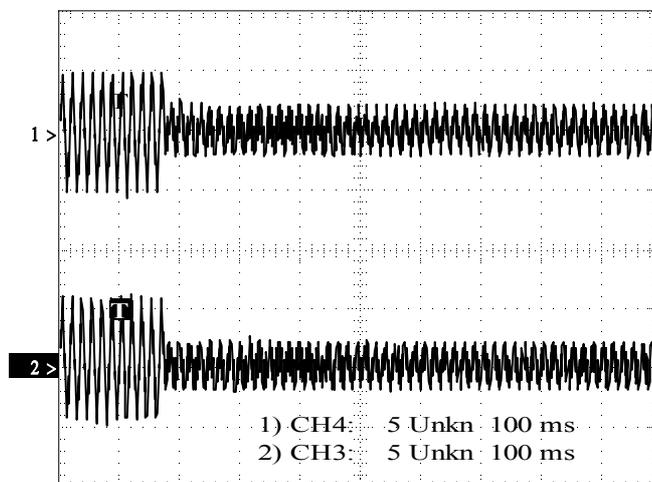


Fig. 7-18-Corrente no indutor do filtro dos inversores durante a retirada de carga. Traço superior, corrente no inversor 1 (5A/div 100ms). Traço inferior, corrente no inversor 2 (5A/div 100ms).

Nas Fig. 7-19 e Fig. 7-20 são apresentadas a tensão e corrente dos inversores para a condição de operação após o acréscimo de carga.

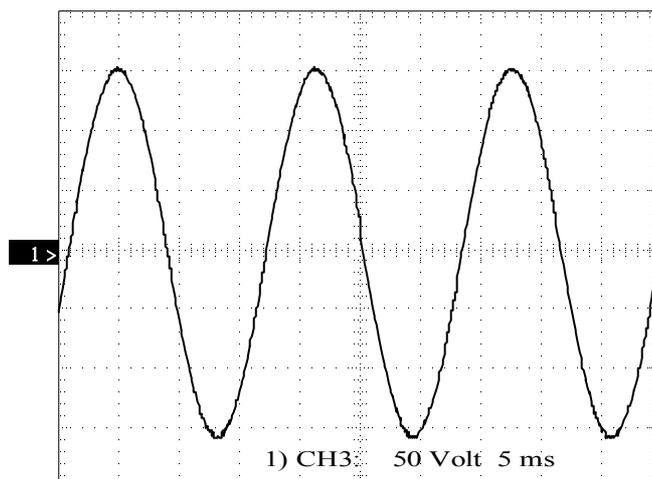


Fig. 7-19-Tensão no barramento da carga.

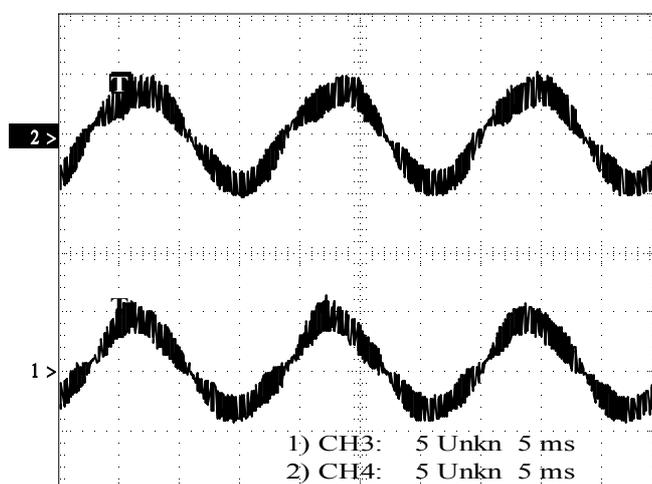


Fig. 7-20-Correntes no indutor de filtragem dos inversores. Traço superior, corrente no inversor 1 (5A/div 5ms). Traço inferior, corrente no inversor 2 (5A/div 5ms).

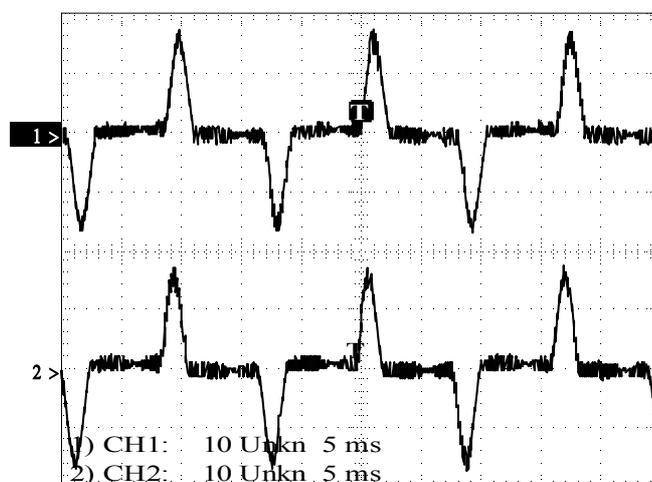


Fig. 7-21- Correntes no indutor de filtragem dos inversores. Traço superior, corrente no inversor 1 (10A/div 5ms). Traço inferior, corrente no inversor 2 (10A/div 5ms).

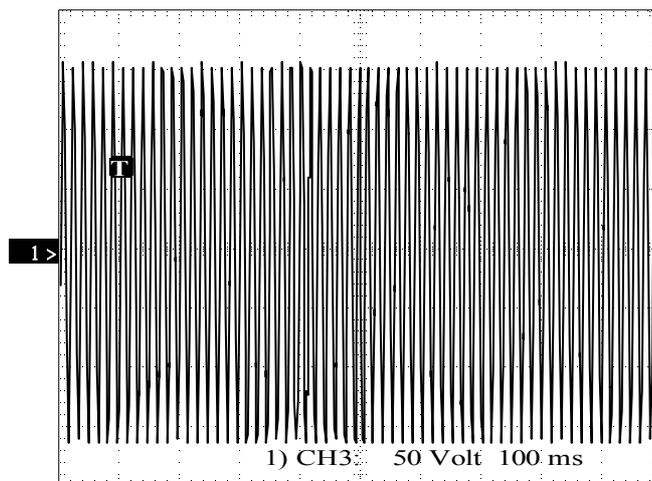


Fig. 7-22-Tensão no barramento durante acréscimo de carga.

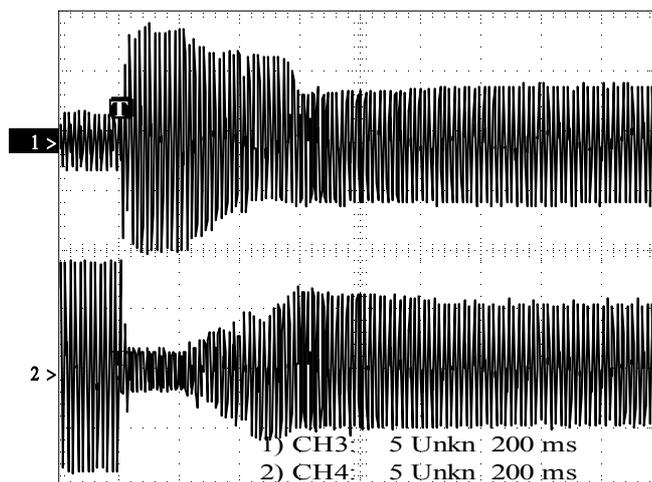


Fig. 7-23-Transitório da corrente no indutor de filtragem dos inversores. Traço superior, corrente no inversor 1 (5A/div 200ms). Traço inferior, corrente no inversor 2 (5A/div 200ms).

Na Fig. 7-21 são apresentadas a forma de onda da corrente no indutor do inversor 1 e no inversor 2, quando a carga conectada aos inversores é do tipo retificador capacitivo. Observa-se pela figura que ocorre uma correta distribuição da corrente entre as unidades.

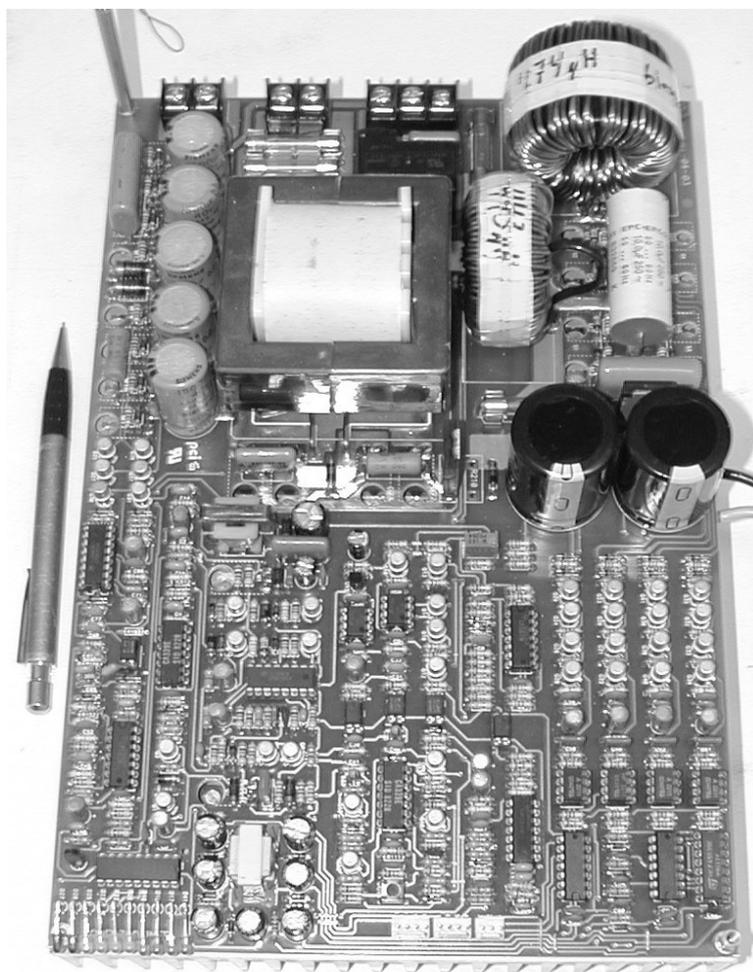
Na Fig. 7-22 é apresentada a forma de onda da tensão no barramento de tensão alternada durante o acréscimo de carga. Verifica-se que a tensão não sofre variação durante o transitório da carga.

Na Fig. 7-23 são apresentadas as correntes para o transitório de partida de um dos inversores. Neste caso um inversor encontrava-se operando e posteriormente o outro inversor foi conectado ao barramento, a carga conectada ao barramento de saída é do tipo resistiva. Pode-se observar que no primeiro instante o inversor que estava desconectado

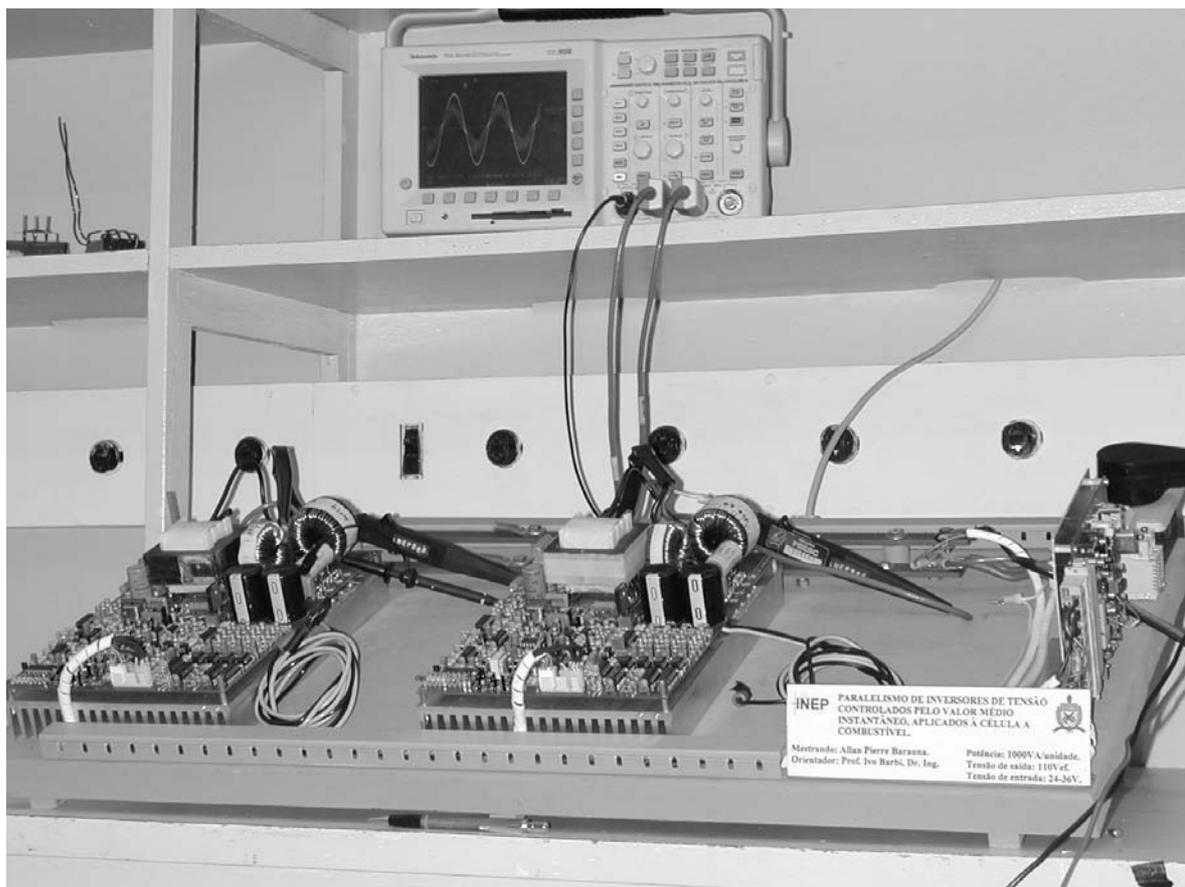
assume toda a carga até que o compensador atue, corrigindo o desequilíbrio. Isto ocorre devido à, como mencionado anteriormente, ter sido imposto um grande desequilíbrio entre tensões no barramento do inversor. O inversor que estava desconectado apresenta a maior tensão de barramento e no instante que este é conectado ao barramento, toda a potência passa a ser processada por ele, até que o compensador atue.

## 7.9. FOTOS DO EXPERIMENTO.

Na Fig. 7-24 é apresentada um foto de um inversor de tensão. Na Fig. 7-25 é apresentada a foto da montagem com dois inversores em paralelo utilizada para a obtenção dos resultados experimentais.



*Fig. 7-24-Foto de um inversor de tensão.*



*Fig. 7-25-Foto do protótipo montado com os dois inversores em operação.*

## 7.10. CONCLUSÃO.

Neste capítulo foi apresentada a modelagem do inversor ( $V_{in}/I_o$ ), obtenção do modelo para representar o sistema completo, obtenção dos ganhos dos atuadores, medição de corrente dos inversores e projeto do compensador destinado ao controle da distribuição de corrente.

Resultados de simulação, a partir do modelo obtido, foram apresentados com o objetivo de comprovarem a estabilidade do sistema em malha fechada.

Os resultados obtidos em laboratório foram satisfatórios. Após o tempo de resposta imposto pelo compensador o sistema alcançou o equilíbrio e manteve-se estável para variação de carga.

## Conclusões gerais

Uma revisão bibliográfica foi efetuada com o intuito de se conhecer as técnicas de paralelismo de inversores presentes na literatura. Posteriormente um estudo detalhado da técnica a ser implementada foi realizado. Deste estudo desenvolveu-se uma metodologia de projeto para o sistema completo.

Resultados de simulação e experimentais foram obtidos. A partir destes resultados tem-se a certeza do domínio de uma técnica de paralelismo de inversores de tensão, com a qual é possível projetar e operar inversores de tensão em paralelo.

A metodologia de projeto mostrou-se eficiente por resultar em poucos ajustes em bancada.

A técnica implementada garantiu a correta distribuição da potência processada, entre os inversores, e apresentou uma resposta dinâmica satisfatória ao sistema quando alimentando diferentes tipos de cargas e em diferentes modos de operação.

## Referências Bibliográficas.

- [1] Chandorkar, M. C.; Divan, D. M.; Hu, Y.; Banerjee, B. **Novel Architectures and Control for Distributed UPS Systems**. APEC Applied Power Electronics Conference and Exposition, p: 683 -689 vol.2, Feb. 1994.
- [2] Chen, Jiann-Fuh; Chu, Ching-Lung. **Combination Voltage-Controlled and Current-Controlled PWM Inverters for UPS Parallel Operation**. Power Electronics, IEEE, p: 547 -558, Sept. 1995.
- [3] Engler, A. **Control of Parallel Operating Battery Inverters**.
- [4] Broeck, Heinz van der; Boeke, Ulrich. **A Simple Method for Parallel Operation of Inverters**. INTELEC, p: 143 -150, Oct. 1998.
- [5] Lee, C.S.; Kim, S.; Kim, C.B.; Hong, S.C.; Yoo, J.S.; Kim, S.W.; Kim, C.H.; Woo, S.H.; Sun, S.Y. **Parallel UPS with a Instantaneous Current Sharing Control**. I IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE, p: 568 -573 vol.1, 31Aug.-4Sept1998.
- [6] Chandorkar, M.C.; Divan, D.M.; Adapa, R. **Control of parallel connected inverters in stand-alone AC supply systems**. Industry Applications Society Annual Meeting, IEEE , p: 1003 -1009 vol.128, Sept.-4 Oct. 1991.
- [7] Novaes, Y. R.; Barbi, I. **Low Frequency Ripple Current Elimination in Fuel Cell Systems**.
- [8] Casanellas, F. **Losses in PWM inverters using IGBTs**. IEE, p:235 - 239 Sep. 1994.
- [9] Vorperian, V.; **Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Continuous conduction mode**. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions, p: 490 -496, May 1990.
- [10] Coelho, Ernane A. A. **Técnicas de Controle Aplicadas ao Paralelismo de Inversores**. Tese de Doutorado. Belo Horizonte, MG, 2000.
- [11] Barbi, Ivo. **Projeto de Fontes Chaveadas**. Edição do Autor. Florianópolis, SC, 2001.
- [12] Bascopé, René T. ;Perin, Arnaldo J. **O transistor IGBT aplicado em eletrônica de Potência**. Sagra Luzzato, 1997.

- [13] Oppenheim, Alan V.; Willsky, Allan S. ; Nawab, Hamid. **Signals & Systems**. Prentice Hall, 1996.
- [14] Ogata, Katsuhiko. **Modern Control Engineering**. Prentice/Hall, 1990.
- [15] Sedra, Adel S.; Smith, Kenneth C. **Microelectronic Circuits**. Oxford University, 1998.
- [16] Ericson, Robert W.; Maksimovic, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. Kluwer Academic, 2000.
- [17] Pertence Jr, Antônio. **Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos**. McGraw-Hill, São Paulo, SP, 1988
- [18] Apostila **Modulação PWM**, Perin, A. J. Florianópolis, SC, 2000.
- [19] Apostila **Sistemas Realimentados**, Rico, Julio E. N. Florianópolis, SC.
- [20] Motorola Semiconductors Products Inc. **Application Note** AN-918, 1984.
- [21] International Rectifier Inc. **Application Notes** AN-944.
- [22] International Rectifier Inc. **Application Notes** NA-937.
- [23] Catálogo **Magnetics Koll M $\mu$  Powder Cores**.

## ANEXO I - Programas e arquivos de simulação

### ANEXO A. Código do Programa para projeto dos compensadores do conversor *Push-Pull*

```

% Projeto do Compensador de tensão e corrente do conversor
% Push-Pull
clear all;
clc
close all
%-----
%-Parametros do conversor          -
%-----
% Resistência da carga
Ro=34;
% Capacitor de filtragem
Co=1280e-006;
% Resistência Equivalente de Co
Rse =0.1;
% Indutancia de L
Lo = 447e-006;
% Tensao da Triangular
Vse = 3.1;
%Ganho do amostrador de Tensão
Kt=0.0375;
%Ganho do somador para tensao
Kts=0.292;
%Ganho do amostrador de corrente
Kc=0.2775;
%Ganho do somador para corrente
Kcs=0.453;
% Tensao de Saída
Vout = 200;

```

```

%Razão ciclica nominal
D=0.66;
%-----
%-Função de transferencia do conversor para tensão de saída-
%-----
% Numerador
numc=[(Rse*Co) 1];
% Denominador
denc=[(Lo*Ro*Co+Lo*Co*Rse)*D (Lo+Rse*Ro*Co)*D Ro*D];
% Função de Transferência do conversor
Gv = Kt*((Vout*Ro)/(Vse))*tf(numc,denc);
%-----
%-Compensador de tensão
%-----
%Zero do Compensador
Ze=200;
%Polo do filtro
pc1=2*pi*2200;
%Ganho do compensador
Kct=200;
%Função de Transferência do Compensador PI com filtro
Cv=Kct*tf([1 Ze],[1 pc1 0]);
%-----
%-Função de transferência do conversor para corrente no indutor-
%-----
% Numerador
numi=[((Rse+Ro)*Co) 1];
% Denominador
deni=[(Lo*Co*(Rse+Ro)) (Lo+Rse*Ro*Co) Ro];
% Ganho
Ki=(Vout)/(Vse*D);
% Função de Transferência do conversor em corrente
Gc = Ki*Kc*tf(numi,deni);

```

```

%Função de transferência da planta em malha aberta
F=Kcs*Cv*Gc/(1+Cv*Gv*Kts);
%-----
%-Compensador de Corrente          -
%-----
%Função de transferência do compensador de corrente
Cc=tf( [1 3e3],[1 0]);
%Ganho do compesando de corrente
Kcc=0.2;
%Arbitrando o resistor Rfc
Rfc=1e3
%Capacitor do compensador de corrente
Cfc=1/(Rfc*3e3)
%Resistor de entrada
Ric=Rfc/Kcc

```

## **ANEXO B. Código do Programa para projeto do compensador do Inversor de Tensão**

```

% Projeto do Compensador do Inversor de tensao
% com zeros reais
clear all;
clc
close all
%-----
%-Parametros do conversor          -
%-----
% Resistência da carga
Ro=12;
% Capacitor de filtragem
Co=10e-006;
% Resistência Equivalente de Co
Rse =0.02;

```

```

% Indutancia de L
Lo = 430e-006;
% Tensao da Triangular
Vse = 10;
%Ganho do amostrador de Tensão
Ki=0.0262;
% Tensao de Entrada
E = 200;
%-----
%-Função de transferencia do conversor para tensão de saída-
%-----
% Numerador
num=[1 (1/(Rse*Co))];
% Denominador
den=[1 ((Ro*Rse*Co+Lo)/(Co*Lo*(Ro+Rse))) (Ro/(Co*Lo*(Ro+Rse)))];
% Ganho
K=(Ro*E*Rse)/(Vse*Lo*(Ro+Rse));
% Função de Transferência do conversor
Gv = Ki*K*tf(num,den)
%-----
%-Compensador de tensão
%-----
%Zeros do Compensador
x=[];
x=(roots(den));
Ze=abs(x(1));
% Polo do Compensador
pc1=2*pi*20000;
%Função de Transferência do Compensador PID
C=tf(conv([1 Ze],[1 Ze]],[1 pc1 0]);
%Ganho do Compensador
Kc=20;
%Parametros do Compensador

```

```

%Arbitrando Rip=470R
Rip=470
Rfz=Kc*Rip
Ci=1/((pc1-Ze)*Rip)
Cf=1/(Rfz*Ze)
Riz=1/(Ci*Ze)
%Compensador com os parâmetros escolhidos
Cr=(Rfz/Rip)*tf(conv([1 1/(Cf*Rfz)],[1 1/(Ci*Riz)]),[1 (Rip+Riz)/(Riz*Rip*Ci) 0])
bode(Cr*Gv);

```

## **ANEXO C. Código do Programa para projeto do compensador do conversor *Flyback* da placa de Potência**

```

%Programa para calculo do compensador do conversor
%tipo Flyback utilizado na placa de potencia do
%inversor
%Compensador PI
%-----
%-Parametros do conversor          -
%-----
%Tensão de Entrada
Vin=30;
%Tensão da Dente de Serra(Pico a Pico)
Vs=3.1;
%Frequencia de Chaveamento
Fs=100e3;
%Indutância do Primário
L=34.56e-6;
%Resistência da Carga
Ro=16.66;
%Capacitor de Filtragem
Co=1000e-6;
%Resistencia serie equivalente do capacitor

```

```

RSE=0.28;
%-----
%-Função de transferencia do conversor para tensão de saída-
%-----
G=(Vin/(Vs*(((2*L*Fs)/Ro)^0.5)))*tf([Co*RSE 1],[Co*(RSE+Ro) 1])
%-----
%-Compensador de tensão -
%-----
%Zero do Compensador
Ze=40e3;
%Função de Transferência do Compensador PI
Cv=tf([1 Ze],[1 0]);
%Ganho do compensador
Kct=1;
%Parametros do Compensador
%Arbitrando R1=4.7k
R1=10e3
R2=R1*Kct
C1=1/(R2*Ze)

```

## **ANEXO D. Código do Programa para projeto do compensador de corrente dos inversores de tensão**

```

%Programa para calculo do compensador
%de corrente dos inversores
%-----
%Parâmetros da Planta Flyback
%-----
%Tensão de Entrada
Vin=30;
%Tensão da Dente de Serra(Pico a Pico)
Vs=3.1;
%Frequencia de Chaveamento

```

```

Fs=100e3;
%Indutância do Primário
L=364e-6;
%Resistência da Carga
Ro=122;
%Capacitor de Filtragem
Co=10e-6;
%Resistencia serie equivalente do capacitor
RSE=0.28;
%Função de Transferência da Planta
Gfly=(Vin/(Vs*(((2*L*Fs)/Ro)^0.5)))*tf([Co*RSE 1],[Co*(RSE+Ro) 1]);
%Ganho do amostrador de tensao
Kf=0.333;
%Função de Transferência do Compenador
Cfly=tf([1 40e3],[1 0]);
%Funcao de tranferencia de malha fechada
Ffly=(Gfly*Cfly)/(1+Kf*Gfly*Cfly);
%-----
%-Parametros do conversor Push-Pull          -
%-----
% Resistência da carga
Ro=34;
% Capacitor de filtragem
Co=1280e-006;
% Resistência Equivalente de Co
Rse=0.1;
% Indutancia de L
Lo = 447e-006;
% Tensao da Triangular
Vse = 3.1;
%Ganho do amostrador de Tensão
Kt=0.0375;
% Tensao de saida

```

```

Vout = 200;
%razao ciclica nominal
D=0.65;
%-----
%-Função de transferencia do conversor para tensão de saída-
%-----
% Numerador
numc=[(Rse*Co) 1];
% Denominador
denc=[(Lo*Ro*Co+Lo*Co*Rse) (Lo+Rse*Ro*Co) Ro];
% Função de Transferência do conversor
Gpush = ((Vout*Ro)/(Vse*D))*tf(numc,denc);
%Função de Transferência do Compenador PI com filtro
Cpush=200*tf([1 200],[1 13816 0]);
Fpush=(Cpush*Gpush)/(1+(Kt*Cpush*Gpush));
%-----
%Modelo do inversor(Tensao de entrada por corrente no indutor)-
%-----
%Razao ciclica minima
D=0.8;
%Indutor do filtro
Lo=470e-6;
%Capacitor do filtro
Co=10e-6;
%Resistencia da carga
Ro=16.12;
%Resistencia RSE do capacitor
Rse=0.02;
%Amostrador de corrente do inversor
Amost=0.21*tf([4.54],[1 4.54])*tf([4.54],[1 4.54]);
%Funcao de transferencia da inversor
Inv=D*tf([Co*(Rse+Ro) 1],[Co*Lo*(Rse+Ro) (Lo+Rse*Ro*Co) Ro]);
%Ganho do amostrador da tensao de referencia do push-pull

```

```

Kr=0.5;
F=Kr*(0.11*Ffly)*Fpush*Iinv*Amost;
%Zero do compensador
Ze=4;
%Ganho do compensador
Kct=5;
%Função de Transferência do Compensador PI
Cv=tf([1 Ze],[1 0]);
%Parametros do Compensador
%Arbitrando R1=22k
R1=22e3
R2=R1*Kct
C1=1/(R2*Ze)

```

## **ANEXO E. Código do Programa para projeto do compensador do conversor *Flyback* da placa de controle**

```

%Programa para calculo do compensador do conversor
%tipo Flyback utilizado na placa de controle
%-----
%-Parametros do conversor          -
%-----
%Tensão de Entrada
Vin=30;
%Tensão da Dente de Serra(Pico a Pico)
Vs=3.1;
%Frequencia de Chaveamento
Fs=100e3;
%Indutância do Primário
L=233.2e-6;
%Resistência da Carga
Ro=112.5;
%Capacitor de Filtragem
Co=220e-6;

```

```

%Resistencia serie equivalente do capacitor
RSE=0.045;
%-----
%-Função de transferencia do conversor para tensão de saída-
%-----
G=(Vin/(Vs*(((2*L*Fs)/Ro)^0.5)))*tf([Co*RSE 1],[Co*(RSE+Ro) 1])
%-----
%-Compensador de tensão -
%-----
%Zero do compensador
Ze=3e3;
%Função de Transferência do Compensador PID
Cv=tf([1 Ze],[1 0]);
%Ganho do compensador
Kct=10;
%Parametros do Compensador
%Arbitrando R1=10k
R1=10e3
R2=R1*Kct
C1=1/(R2*Ze)
%Função de Transferência do Compensador
Cs=(R2/R1)*tf([1 1/(R2*C1)],[1 0]);

```

## **ANEXO F. Código do Programa para determinação da corrente eficaz no capacitor do filtro do inversor de tensão**

```

%Programa para calculo da funcao de corrente sobre o capacitor.
Close all
Clear all
%-----
%-Parametros do conversor -
%-----
%Tensao de entrada

```

```

E=200;
%Tensao de saida
Vo=155.57;
%indutancia do filtro
L=447e-6;
%Capacitancia do filtro
C=10e-6;
%indice de modulacao maximo
Imod=0.7778;
%Frequencia no filtro
fs=44e3;
t=0:1e6:45.45e-6;
F=[0];
Vout=[0];
ton=[0];
teta=0:0.01:4*pi;
t=0:0.5e-6:1/fs;
aux=1;
Soma1=0;
Soma2=0;
for cnt1=1:1:1257
    Vout(cnt1)=abs(Vo*sin(teta(cnt1)));
    Ic(cnt1)=Vo*377*C*sin(teta(cnt1)-(pi/2));
    ton(cnt1)=abs((1/fs)*(Imod*sin(teta(cnt1))));
    for cnt=1:1:46
        if t(cnt) <= ton(cnt1)
            F(aux)=((E-Vout(cnt1))/L)*t(cnt) + ((Vout(cnt1)-
E)/(2*L))*ton(cnt1)+Ic(cnt1);
            Soma1= Soma1+(F(aux))^2;
        elseif t(cnt) > ton(cnt1)
            F(aux)=((E-Vout(cnt1))*ton(cnt1))/(2*L)-(Vout(cnt1)/L)*(t(cnt)-
ton(cnt1))+Ic(cnt1);
            Soma1= Soma1+(F(aux))^2;
        end
    end
end

```

```

end
aux=aux+1;
end
Ief1=(Soma1/cnt)^0.5;
Soma2=Soma2+(Ief1^2);
Soma1=0;
end
Ief=(Soma2/cnt1)^0.5
plot(F)

```

## **ANEXO G. Arquivo de dados da simulação do *Push-Pull* com malha de tensão.**

```

* source PUSH-PULL-TENSAO-IDEAL
L_L1      N112601 0 478u IC=6.8
R_RFZ1    N47292 N470100 3.3k
D_D29     N112461 VOUT Dbreak
C_C1      0 N123830 1280u IC=-200
X_U9      N134938 N47292 VDC 0 COMP LF351/NS
D_D30     N47244 N47292 D1N4148
Kn_K1     L_L2 L_L3
+ L_L4    1
R_R16     0 N127896 68.36
R_R5      N123830 VOUT 0.2
D_D26     N112377 VOUT Dbreak
D_D31     N47292 N47244 D1N4148
R_R7      N97907 N135242 1k
R_R3      N132377 VOUT 220k
R_R8      COMP N135365 1k
C_CF1     N470100 COMP 1.5u IC=4.81
X_U5      N42117 N135365 0 N014181 N97907 N42117 0 COM1 0 VDC
COM2 VDC
+ N135242 SG1525

```

```

+ PARAMS: PERIOD=25u DEADTIME=2us
L_L2      N00201 N00477 68.7uH IC=0
V_V3      N96219 0 7.5
X_U8      VOUT N127896 Sw_tOpen PARAMS: tOpen=12m ttran=1u
Rclosed=0.01
+ Ropen=1Meg
R_R4      N47244 N132377 12k
R_R9      0 N127896 68.36
L_L4      00515 N00201 68.7u IC=0
R_R6      N47244 9.18k
C_C2      47292 COMP 220n IC=4.81
R_R12     0 COM2 1k
R_R1      N00515 N112601 10Meg
V_V1      N00201 N00582 30
X_S1      COM2 0 N00477 N00582 SCHEMATIC1_S1
D_D27     N112601 N112377 Dbreak
R_R2      N96219 N134938 1k
R_R13     COM1 0 1k
L_L3      N112377 N112461 6.86m IC=0
C_C3      0 N014181 5u
D_D28     N112601 N112461 Dbreak
X_S2      COM1 0 N00515 N00582 SCHEMATIC1_S2
V_V2      VDC 0 15
R_RIZ1    N47244 N47292 220k

.subckt SCHEMATIC1_S1 1 2 3 4
S_S1      3 4 1 2 _S1
RS_S1     1 2 1G
.MODEL    _S1 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.001 Voff=0.0V Von=10
.ends SCHEMATIC1_S1

.subckt SCHEMATIC1_S2 1 2 3 4
S_S2      3 4 1 2 _S2

```

```

RS_S2      1 2 1G
.MODEL     _S2 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.001 Voff=0.0V Von=10
.ends SCHEMATIC1_S2

```

```

**** RESUMING push-pull-tensao-ideal-schematic1-push-pull-tensao-ideal.sim.cir
****
.END

```

## ANEXO H. Arquivo de dados da simulação do *Push-Pull* com malha de corrente.

```

* source PUSH-PULL-IDEAL
C_C6      0 N10893 560n
L_L1      N00643 N00726 10uH
L_L5      N09763 VOUT 476u IC=6.8
E_E1      N15845 0 VOUT 0 0.0375
R_R14     N10841 IREF 18k
C_C3      N05987 VCOMP 1.5u IC=4.81
L_L2      N00710 N00643 10uH
R_R4      0 CMD1 1k
X_U5      N17003 N14810 VCC 0 N14537 LF411
R_R15     IREF N10760 180k
C_C2      0 N0231412 1n
X_U3      N06864 N06014 VCC 0 VCOMP LF411
R_R3      N00710 N01309 1Meg
L_L3      0 N01136 1.14m
X_S1      CMD1 0 N00726 N00762 SCHEMATIC1_S1
X_U10     VOUT N24618 Sw_tClose PARAMS: tClose=120m ttran=1u
Rclosed=0.01
+ Ropen=1Meg
V_V4      0 -VCC 15
R_R5      0 CMD2 1k
R_R16     IREF VCC 100k

```

```

R_R10      N01163 N09763 0.025
L_L4       N01309 0 1.14m
R_R18      N14171 VCC 10k
V_V1       N00643 N00762 24
D_D1       N01136 N01163 Dbreak
X_S2       CMD2 0 N00710 N00762 SCHEMATIC1_S2
E_E3       ICC 0 N09763 N01163 -11.1
R_R1       N010571 VOUT 0.1
R_R6       N06014 N05987 3.3k
V_V3       N06864 0 7.5
D_D2       N01309 N01163 Dbreak
R_R2       0 VOUT 68
C_C4       N06014 VCOMP 220n IC=4.81
R_R20      IREF1 N14810 5.6k
D_D3       N14171 N06273 Dbreak
Kn_K1      L_L1 L_L2
+ L_L3 L_L4 1
C_C1       0 N010571 1.28m IC=-200
R_R9       0 N24591 40.66
R_R21      N14810 N14783 1k
R_R17      N15845 N06273 8.7k
R_R8       N06273 N06014 220k
X_U1       N03066 VCOMP 0 N0231412 N02528 N03066 0 CMD2 0 VCC
CMD1 VCC N02528
+ SG1525
+ PARAMS: PERIOD=25U DEADTIME=1us
X_U4       N10804 N10893 VCC -VCC N10760 LF411
R_R22      ICC N17003 1k
D_D4       N06273 N06014 D1N4148
R_R19      N14537 N14171 5.6k
R_R11      ICC N10893 10k
D_D5       N06014 N06273 D1N4148
R_R12      N10841 N10804 1Meg

```

```

V_V2      VCC 0 15
X_U12     N24618 N24591 Sw_tOpen PARAMS: tOpen=200m ttran=1u
Rclosed=0.01
+ Ropen=1Meg
R_R13     0 N10841 10k
C_C8      N14783 N14537 330n
E_E4      IREF1 0 IREF 0 1

.subckt SCHEMATIC1_S1 1 2 3 4
S_S1      3 4 1 2 _S1
RS_S1     1 2 1G
.MODEL    _S1 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.014 Voff=0.0V Von=10
.ends SCHEMATIC1_S1

.subckt SCHEMATIC1_S2 1 2 3 4
S_S2      3 4 1 2 _S2
RS_S2     1 2 1G
.MODEL    _S2 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.014 Voff=0.0V Von=10
.ends SCHEMATIC1_S2

**** RESUMING push-pull-ideal-schematic1-push-pull-ideal.sim.cir ****
.END

```

## **ANEXO I. Arquivo de dados da simulação do inversor com carga resistiva.**

```

* source INVERSOR
D_D5      N45096 N314682 Dbreak
R_R7      AMOSTRADOR N256925 19k
D_D8      N348089 N45096 Dbreak
V_V5      VREF 0
+SIN 0 4.2 60 0 0 0
X_S4      CM2 0 N02272 N348031 SCHEMATIC1_S4

```

```

R_R5      0 A 12.1
E_E1      AMOSTRADOR 0 A 0 1
D_D4      N348031 A Dbreak
R_R1      CM2 +VCC 10k
V_V1      N299755 0
+PULSE 10 -10 0 24.998u 24.998u 0.001u 50u
R_R8      0 N256925 512
X_U1      COMPENSADOR N299755 +VCC -VCC CM2 -VCC LM311
R_R3      CM1 +VCC 10k
X_S1      CM1 0 N02272 N348413 SCHEMATIC1_S1
V_V2      N02272 N45096 200
R_R6      VREF N295250 470
C_CF1     N01209 N00786 4.8n
L_L1      N314682 0 447u IC=0
V_V6      0 -VCC 15
R_RFZ1    N232411 N01209 15k
C_C1      N336079 A 10u
C_CI1     N232411 N256925 22n
R_RIZ1    N256925 N232411 3.3k
X_U2      N216029 COMPENSADOR +VCC -VCC CM1 -VCC LM311
X_S2      CM1 0 N314682 N348267 SCHEMATIC1_S2
D_D1      N314682 N02272 Dbreak
V_V4      +VCC 0 15
E_LIMIT1  COMPENSADOR 0 VALUE {LIMIT(V(N00786),-9.5,9.5)}
V_V3      N216029 0
+PULSE -10 10 0 24.998u 24.998u 0.001u 50u
D_D3      N348413 N314682 Dbreak
D_D2      A N02272 Dbreak
R_R2      0 N336079 0.001
X_U3      N295250 N232411 +VCC -VCC N00786 LF411
X_S3      CM2 0 A N348089 SCHEMATIC1_S3
D_D6      N45096 A Dbreak
D_D7      N348267 N45096 Dbreak

```

```
.subckt SCHEMATIC1_S4 1 2 3 4
S_S2      3 4 1 2 _S2
RS_S2     1 2 1G
.MODEL    _S2 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.5 Voff=0.0V Von=10
.ends SCHEMATIC1_S4
```

```
.subckt SCHEMATIC1_S1 1 2 3 4
S_S1      3 4 1 2 _S1
RS_S1     1 2 1G
.MODEL    _S1 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.5 Voff=0.0V Von=10
.ends SCHEMATIC1_S1
```

```
.subckt SCHEMATIC1_S2 1 2 3 4
S_S3      3 4 1 2 _S3
RS_S3     1 2 1G
.MODEL    _S3 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.5 Voff=10 Von=0
.ends SCHEMATIC1_S2
```

```
.subckt SCHEMATIC1_S3 1 2 3 4
S_S4      3 4 1 2 _S4
RS_S4     1 2 1G
.MODEL    _S4 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.5 Voff=10 Von=0
.ends SCHEMATIC1_S3
```

```
**** RESUMING inversor-schematic1-inversor.sim.cir ****
.END
```

## **ANEXO J. Arquivos de dados da simulação do inversor com carga do tipo retificador capacitivo.**

```
* source INVERSOR
D_D11      N341334 A Dbreak
```

D\_D5 N45096 N314682 Dbreak  
 R\_R7 AMOSTRADOR N256925 19k  
 D\_D8 N348089 N45096 Dbreak  
 V\_V5 VREF 0  
 +SIN 0 4.2 60 0 0 0  
 X\_S4 CM2 0 N02272 N348031 SCHEMATIC1\_S4  
 R\_R5 N341334 N341380 30.5  
 E\_E1 AMOSTRADOR 0 A 0 1  
 D\_D4 N348031 A Dbreak  
 R\_R1 CM2 +VCC 10k  
 V\_V1 N299755 0  
 +PULSE 10 -10 0 24.998u 24.998u 0.001u 50u  
 D\_D9 A N341137 Dbreak  
 R\_R8 0 N256925 512  
 X\_U1 COMPENSADOR N299755 +VCC -VCC CM2 -VCC LM311  
 R\_R3 CM1 +VCC 10k  
 X\_S1 CM1 0 N02272 N348413 SCHEMATIC1\_S1  
 V\_V2 N02272 N45096 200  
 R\_R6 VREF N295250 470  
 D\_D10 0 N341137 Dbreak  
 C\_CF1 N01209 N00786 4.8n  
 L\_L1 N314682 0 447u IC=0  
 V\_V6 0 -VCC 15  
 R\_RFZ1 N232411 N01209 15k  
 L\_L2 N341137 N341380 410u IC=0  
 C\_C1 N336079 A 10u  
 C\_CI1 N232411 N256925 22n  
 R\_RIZ1 N256925 N232411 3.3k  
 C\_C2 N341334 N341380 470u IC=0  
 D\_D12 N341334 0 Dbreak  
 X\_U2 N216029 COMPENSADOR +VCC -VCC CM1 -VCC LM311  
 X\_S2 CM1 0 N314682 N348267 SCHEMATIC1\_S2  
 D\_D1 N314682 N02272 Dbreak

```

V_V4      +VCC 0 15
E_LIMIT1  COMPENSADOR 0 VALUE {LIMIT(V(N00786),-9.5,9.5)}
V_V3      N216029 0
+PULSE -10 10 0 24.998u 24.998u 0.001u 50u
D_D3      N348413 N314682 Dbreak
D_D2      A N02272 Dbreak
R_R2      0 N336079 0.001
X_U3      N295250 N232411 +VCC -VCC N00786 LF411
X_S3      CM2 0 A N348089 SCHEMATIC1_S3
D_D6      N45096 A Dbreak
D_D7      N348267 N45096 Dbreak

```

```
.subckt SCHEMATIC1_S4 1 2 3 4
```

```
S_S2      3 4 1 2 _S2
```

```
RS_S2     1 2 1G
```

```
.MODEL    _S2 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.5 Voff=0.0V Von=10
```

```
.ends SCHEMATIC1_S4
```

```
.subckt SCHEMATIC1_S1 1 2 3 4
```

```
S_S1      3 4 1 2 _S1
```

```
RS_S1     1 2 1G
```

```
.MODEL    _S1 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.5 Voff=0.0V Von=10
```

```
.ends SCHEMATIC1_S1
```

```
.subckt SCHEMATIC1_S2 1 2 3 4
```

```
S_S3      3 4 1 2 _S3
```

```
RS_S3     1 2 1G
```

```
.MODEL    _S3 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.5 Voff=10 Von=0
```

```
.ends SCHEMATIC1_S2
```

```
.subckt SCHEMATIC1_S3 1 2 3 4
```

```
S_S4      3 4 1 2 _S4
```

```
RS_S4     1 2 1G
```

```
.MODEL      _S4 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.5 Voff=10 Von=0
.ends SCHEMATIC1_S3
```

```
**** RESUMING inversor-schematic1-inversor.sim.cir ****
.END
```

## **ANEXO K. Arquivo de dados da simulação da fonte *Forward* sem filtro da placa de potência.**

```
**** INCLUDING teste-SCHEMATIC1.net ****
* source TESTE
R_R1      N41537 VCC+ 330
R_R5      N52499 VCC+ 1.8k
L_L4      N83555 0 896u
C_C6      0 N836381 47u
Q_Q4      N412510 N52499 N41692 Q2N2222
L_L7      N35295 0 404u
L_L9      N30528 N91408 0.95u
V_V6      VREF 0 5
L_L5      N83586 0 898u
C_C7      0 N836601 47u
R_R3      N41537 N412510 220
R_R14     0 N35245 300
D_D9      N35295 N35245 D1N4148
D_D15     N83525 N83820 D1N4148
R_R4      0 N41692 330
D_D16     N83555 N83760 D1N4148
R_R6      N836161 N83820 1
V_V2      VT 0
+PULSE 0 3.1 0 9.999u 0.001u 0.0001u 10u
Q_Q2      N41076 N41537 VCC+ QBD136/PLP
Q_Q1      N52499 N79724 0 Q2N2222
D_D17     N83586 N83682 D1N4148
L_L10     N94945 0 404u
```

R\_R17           0 N83820 450  
Kn\_K3           L\_L6 L\_L7  
+ L\_L4 L\_L5  
+ L\_L3 L\_110  
+ L\_L8 1  
X\_U13A          VT N52091 VCC+ 0 N79724 LM339  
D\_D5            0 N41076 Dbreak  
D\_D20           N94945 N94975 D1N4148  
R\_R21           N836381 N83760 1  
R\_R18           0 N83760 225  
D\_D6            N30528 VCC+ Dbreak  
C\_C10           0 N948541 47u  
D\_D18           N100319 0 D1N4148  
R\_R10           N79724 VCC+ 3.3k  
R\_R19           0 N83682 450  
L\_L6            N41076 N91408 285u  
Q\_Q3            N30528 N41692 0 QBD135/PLP  
R\_R22           N836601 N83682 1  
R\_R27           N948541 N94975 1  
C\_C5            0 N348691 47u  
R\_R11           N52127 N52091 5.6k  
R\_R28           0 N94975 214  
R\_R23           N348691 N35245 1  
V\_V3            VCC+ 0 15  
R\_R20           0 N84847 300  
R\_R12           0 N52127 10k  
L\_L8            N100319 N84847 404u  
L\_L3            N83525 0 884u  
V\_V4            0 VCC- 15  
C\_C4            0 N836161 47u  
R\_R24           N845871 0 1  
R\_R16           N52091 VREF 39k  
C\_C8            N84847 N845871 47u

\*\*\*\* RESUMING teste-schematic1-teste.sim.cir \*\*\*\*

.END

## **ANEXO L. Arquivo de dados da simulação da fonte *Fyback* da placa de controle.**

\*\*\*\* INCLUDING flyback\_ideal-SCHEMATIC1.net \*\*\*\*

\* source FLYBACK\_IDEAL

R\_R1            N41537 N25874 220  
R\_R5            N29088 N25874 10k  
E\_LIMIT1        N37712 0 VALUE {LIMIT(V(N16565),1.4,3.1)}  
L\_L7            N35295 0 100u  
X\_U16           VOUT N81315 Sw\_tClose PARAMS: tClose=17m ttran=1u  
Rclosed=0.01  
+ Ropen=1Meg  
X\_U1            VT N37712 VCC+ VCC- N06289 VCC- LM311  
V\_V6            VREF 0 5  
R\_R7            N16486 N60883 100k  
R\_R3            N41692 N412510 1k  
R\_R14           0 N35245 3k  
Q\_Q3            N41076 N41537 N25874 Q2N2907  
D\_D9            N35295 N35245 D1N4148  
V\_V1            N00340 0 36  
R\_R8            VREF N16486 10k  
R\_R4            0 N41692 220  
R\_R15           0 N35350 3k  
L\_L1            N55023 N53990 233u  
D\_D10           N35350 N35295 D1N4148  
C\_C1            0 N012711 220u  
Q\_Q2            N30528 N41692 0 Q2N2222  
R\_R9            N164641 N164640 470  
Kn\_K1           L\_L1 L\_L2 1

```

V_V2          VT 0
+PULSE 0 3.1 0 9.999u 0.001u 0.0001u 10u
D_D15         N55023 N79549 MUR110
E_GAIN1       N164641 0 VALUE {0.33 * V(VOUT)}
C_C2          N60883 N16565 3.3n
L_L3          N30528 N50552 1.38u IC=0
Kn_K3         L_L6 L_L7 1
X_U13A        N52070 VT VCC+ 0 N29088 LM339
D_D5          0 N41076 Dbreak
R_R17         N79549 N00340 94k
Q_Q4          N41537 N29088 N412510 Q2N2222
D_D6          N30528 N25874 Dbreak
C_C3          0 N79549 2.8n
X_U18         N81315 N81288 Sw_tOpen PARAMS: tOpen=20m ttran=1u
Rclosed=0.01
+ Ropen=1Meg
X_U11         N164640 N16486 VCC+ VCC- N16565 LF411
R_R13         0 VOUT 224
L_L6          N41076 N50552 87.9u
R_R10         0 N81288 224
L_L2          N01447 0 114u
E_E1          N55388 0 N06289 0 1
R_R2          VCC+ N06289 3.3k
C_C5          0 N35245 2.2u
M_M1         N55023 N55388 0 0 IRF540
D_D14         N01447 VOUT D1N4148
C_C6          0 N35350 2.2u
R_R11         N52127 N52070 4.7k
L_L4          N00340 N53990 1.57u IC=0
V_V3          VCC+ 0 15
R_R6          N012711 VOUT 0.1
R_R12         0 N52127 10k
V_V4          0 VCC- 15

```

R\_R16            N52070 VREF 47k

\*\*\*\* RESUMING flyback\_ideal-schematic1-flyback\_ideal.sim.cir \*\*\*\*

.END