

**ANDERSON ALVES**

**ESTUDO, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE  
UNIDADES RETIFICADORAS DE -48V/10A PARA  
TELECOMUNICAÇÕES UTILIZANDO CIRCUITOS  
DE SUPERVISÃO MICROCONTROLADOS**

**FLORIANÓPOLIS**

**2002**

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

**ESTUDO, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE  
UNIDADES RETIFICADORAS DE -48V/10A PARA  
TELECOMUNICAÇÕES UTILIZANDO CIRCUITOS  
DE SUPERVISÃO MICROCONTROLADOS**

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

**ANDERSON ALVES**

Florianópolis, Março de 2002.

**ESTUDO, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UNIDADES  
RETIFICADORAS DE -48V/10A PARA TELECOMUNICAÇÕES  
UTILIZANDO CIRCUITOS DE SUPERVISÃO  
MICROCONTROLADOS**

Anderson Alves

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

---

Prof. Alexandre Ferrari de Souza, Dr.  
Orientador

---

Prof. Edson Roberto De Pieri, Dr.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

---

Prof. Alexandre Ferrari de Souza, Dr.  
Presidente

---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

---

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

---

Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.

---

Prof. Hari Bruno Mohr, Dr.

*“Menor que meu sonho não posso ser”.*

Lindolf Bell

*“Ó Deus, dá-me a graça de aceitar com serenidade as coisas que não posso mudar; dá-me coragem para mudar as que precisam ser mudadas e sabedoria para fazer a diferença entre uma coisa e outra”.*

Reinhold Niebuhr

*“Ainda que eu falasse as línguas dos homens e dos anjos,  
e não tivesse amor, seria como o metal que soa  
ou como o sino que tine.  
E ainda que tivesse dom de profecia, e conhecesse todos  
os mistérios e toda a ciência, e ainda que tivesse toda  
a fé, de maneira tal que transportasse os montes,  
e não tivesse amor, nada seria”.*

[1 Coríntios 13: 1 e 2]

A Deus.

A minha mãe Irene.

A meus irmãos Angelita, Jucélio, Jucelito e Ireninha.

A minha amada Adriana.

## **AGRADECIMENTOS**

A Deus, por nunca me ter faltado.

A minha mãe Irene, por ter me ensinado os principais ensinamentos da vida: humildade e honestidade.

A meus irmãos Angelita, Jucélio, Jucelito e Ireninha, meu cunhado Edson e minhas cunhadas Kátia e Sandra, por sempre acreditarem em mim.

A toda a minha família, por compreender minha ausência.

A minha amada Adriana, por todo o seu amor, companheirismo e incentivo.

A família de minha noiva Adriana, por toda a ajuda prestada durante esta etapa de minha vida.

Ao professor Alexandre Ferrari, por sua orientação, dedicação e paciência.

Ao professor Ivo Barbi por seus ensinamentos e inspiração.

Aos amigos de Mestrado: Alessandro, Anis, Claudenei, Clóvis, Devis, Denise, Fabiana, Jair, Luiz, Mauro e Victor, pela amizade, companheirismo e alegrias.

Aos colegas de sala: Waill e Denise, por suas companhias e conhecimentos compartilhados durante nossa convivência.

Um agradecimento especial aos amigos Sérgio, Kefas e Yales, os quais tiveram uma contribuição excepcional na concretização deste trabalho.

Aos professores da banca examinadora: Arnaldo, Hari, Ivo e Patrick pela contribuição com sugestões para aperfeiçoamento deste trabalho.

A todos os professores do INEP que contribuem para o desenvolvimento tecnológico e científico.

A todos os funcionários do INEP, em especial aos amigos Coelho e Pacheco e as amigas Patrícia e Dulcemar.

Aos professores Saulo e Márcio, pela amizade.

Ao amigo Sandro Waltrich, por estar sempre disposto a ajudar.

Aos amigos da CEBRA: Adriano, Milton e Alexandre por compartilharem suas experiências.

As empresas INDEL e NHS, pelo interesse no trabalho que realizei.

Ao CNPq, pelo gerenciamento dos recursos financeiros.

A todo o povo brasileiro que luta por uma Universidade Pública, Gratuita e de Qualidade.

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

# **ESTUDO, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UNIDADES RETIFICADORAS DE -48V/10A PARA TELECOMUNICAÇÕES UTILIZANDO CIRCUITOS DE SUPERVISÃO MICROCONTROLADOS.**

**Anderson Alves**

Março/2002

Orientador: Alexandre Ferrari de Souza, Dr.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Eletrônica de potência, unidades retificadoras para telecomunicações, correção do fator de potência, conversor em ponte completa, comutação suave, compatibilidade eletromagnética.

Número de Páginas: 336.

**RESUMO:** Este trabalho tem por objetivo o estudo, projeto e implementação de Unidades Retificadoras de -48V/10A para aplicação em sistemas de telecomunicações, visando um produto comercial que seja competitivo nacional e internacionalmente, atendendo as normas TELEBRÁS, IEC61000-3-2 e IEC950. A Unidade Retificadora possui dois estágios de conversão de energia. O primeiro estágio é constituído por um conversor elevador (*Boost*) operando em condução contínua, com frequência de comutação de 100kHz e controlado por valores médios instantâneos de corrente. Este conversor proporciona um elevado fator de potência e baixa taxa de distorção harmônica da corrente de entrada. O segundo estágio é composto por um conversor CC-CC em ponte completa com comutação suave, operando a 140kHz, modulado por largura de pulso e com controle da potência transferida à saída por deslocamento de fase (*FB-ZVS-PWMPS*). Este conversor é responsável pelo isolamento, adaptação e regulação da tensão de saída. A estratégia de controle utilizada é no modo tensão, sendo implementada uma malha de tensão e uma de corrente com funcionamento em paralelo. É apresentada uma análise comparativa entre os conversores *Forward* com grampeamento ativo, Meia Ponte com comando assimétrico e Três Níveis com ponto neutro grampeado e o conversor *FB-ZVS-PWMPS*. Para atender as especificações de compatibilidade eletromagnética foi implementado um filtro de EMI. A Unidade Retificadora ainda dispõe de circuitos de supervisão microcontrolados e fontes auxiliares para alimentação dos circuitos de comando, controle e supervisão. Resultados experimentais e recomendações de *layout* da placa de circuito impresso, também fazem parte do contexto deste trabalho.

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

# **ANALYSIS, DESIGN AND IMPLEMENTATION OF -48V/10A RECTIFIER UNITS FOR TELECOMMUNICATION APPLICATIONS USING MICROCONTROLLED SUPERVISION CIRCUITS.**

**Anderson Alves**

March/2002

Advisor: Alexandre Ferrari de Souza, Dr.

Concentration Area: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Power Electronics, rectifier units for telecommunications, power factor correction, full-bridge converter, soft-commutation, electromagnetic compatibility.

Number of Pages: 336.

**ABSTRACT:** This work describes the analysis, design and implementation of -48V/10A Rectifier Units for application on telecommunication systems. The designed Rectifier Units must be a competitive product in the national and international markets, and comply with TELEBRÁS, IEC61000-3-2 and IEC950 standards. Two power stages form the Rectifier Units. The first one is a Boost converter operating in continuous conduction mode, with a 100 kHz switching frequency controlled by average current-mode. This stage is responsible for the high power factor and low harmonic distortion of the input current. The second stage is a full-bridge DC-DC converter, with soft commutation. It operates at 140 kHz with pulse width modulation, and the output power is controlled through phase-shift (FB-ZVS-PWM-PS). This converter is responsible for isolation and regulation of the output voltage. The control strategy of this stage is made by voltage mode, with a voltage loop and a current loop working in parallel. A comparative analysis among the Forward converter with active clamping, the Half-Bridge converter with asymmetric command, the Three-Level neutral-point clamped converter and the FB-ZVS-PWM-PS is presented. An EMI filter is designed to observe the electromagnetic compatibility specifications. The Rectifier Units have microcontrolled supervision circuits and auxiliary power supplies for the gate drives, control and supervision circuits. Experimental results and layout hints are also presented in this work.

# SUMÁRIO

<b>SIMBOLOGIA</b> .....	<b>xxi</b>
<b>INTRODUÇÃO GERAL</b> .....	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO I - RECOMENDAÇÕES E NORMAS UTILIZADAS EM FONTES DE ALIMENTAÇÃO PARA TELECOMUNICAÇÕES</b> .....	<b>5</b>
1.1 INTRODUÇÃO.....	5
1.2 NORMA TELEBRÁS.....	5
1.2.1 Características Funcionais .....	6
1.2.2 Características Elétricas Básicas.....	6
1.2.3 Características dos Circuitos.....	11
1.2.4 Proteções.....	12
1.2.5 Sinalizações e Comandos Externos.....	13
1.2.6 Comandos Manuais.....	14
1.2.7 Comandos automáticos.....	14
1.2.8 Características Construtivas.....	14
1.3 NORMA IEC 61000-3-2.....	15
1.3.1 Limites das Harmônicas de Corrente para Equipamentos Classe A.....	15
1.4 NORMA IEC 950 .....	16
1.4.1 Definições de Distâncias de Clearance e Creepage.....	16
1.4.2 Distâncias de Clearances para Isolação de Circuitos Primários e entre Circuitos Primário e Secundário.....	17
1.4.3 Distâncias de Clearances para Isolação de Circuitos Secundários. ....	18
1.4.4 Distâncias de Creepage.....	18
1.4.5 Distâncias em Transformadores e Circuitos Optoacopladores.....	19
1.5 CONCLUSÃO.....	19
<b>CAPÍTULO II - ARQUITETURA DA UNIDADE RETIFICADORA</b> .....	<b>21</b>
2.1 INTRODUÇÃO.....	21
2.2 DIAGRAMA EM BLOCOS DA ARQUITETURA DA UR.....	21
2.2.1 Filtro de EMI.....	22
2.2.2 Proteções.....	22
2.2.3 Retificador.....	23
2.2.4 Conversor Elevador Boost - PFC .....	23
2.2.5 Conversor CC-CC FB-ZVS-PWM-PS .....	23
2.2.6 Supervisão.....	24
2.2.7 Fonte Auxiliar.....	24
2.3 CONCLUSÃO.....	25

## CAPÍTULO III - ANÁLISE DO ESTÁGIO PRÉ-REGULADOR, ESTRATÉGIA DE CONTROLE E

<b>METODOLOGIA DE PROJETO .....</b>	<b>27</b>
3.1 INTRODUÇÃO.....	27
3.2 PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DO CONVERSOR BOOST OPERANDO COMO PRÉ-REGULADOR.....	28
3.3 APRESENTAÇÃO DO CONTROLE POR VALORES MÉDIOS INSTANTÂNEOS DE CORRENTE.....	28
3.4 ANÁLISE DO CIRCUITO DE POTÊNCIA .....	30
3.4.1 <i>Variação da Razão Cíclica</i> .....	30
3.4.2 <i>Ondulação da Corrente de Entrada</i> .....	31
3.4.3 <i>Energia Entregue à Carga</i> .....	32
3.4.4 <i>Ondulação da Tensão de Saída</i> .....	32
3.5 ESCOLHA DO CIRCUITO DE AUXÍLIO A COMUTAÇÃO.....	34
3.6 MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST.....	35
3.7 ESTUDO DOS COMPENSADORES QUE COMPÕEM AS MALHAS DE CONTROLE .....	37
3.7.1 <i>Malha de Corrente</i> .....	37
3.7.2 <i>Malha de Tensão de Saída (Feedback)</i> .....	41
3.7.3 <i>Malha Direta de Controle da Tensão de Entrada (Feedforward)</i> .....	42
3.8 APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO INTEGRADO UC3854.....	43
3.8.1 <i>Principais Características do Circuito Integrado UC3854</i> .....	43
3.8.2 <i>Diagrama em Blocos do UC3854</i> .....	43
3.8.3 <i>Descrição da Pinagem do Circuito Integrado UC3854</i> .....	44
3.9 METODOLOGIA DE PROJETO .....	45
3.9.1 <i>Projeto do Indutor Boost</i> .....	46
3.9.2 <i>Dimensionamento do Capacitor de Saída</i> .....	47
3.9.3 <i>Dimensionamento do Interruptor de Potência</i> .....	47
3.9.4 <i>Dimensionamento do Diodo Boost</i> .....	48
3.9.5 <i>Dimensionamento do Snubber</i> .....	49
3.9.6 <i>Dimensionamento do Filtro de Entrada</i> .....	51
3.9.7 <i>Capacitores de Supressão de Ruídos</i> .....	51
3.9.8 <i>Resistor Shunt</i> .....	51
3.9.9 <i>Projeto dos Componentes Externos ao Circuito de Controle (UC3854)</i> .....	51
3.10 CONCLUSÃO.....	56

## CAPÍTULO IV - ESTUDO DO ESTÁGIO DE SAÍDA CC-CC CONVERSOR FB-ZVS-PWM-PS ....57

4.1 INTRODUÇÃO.....	57
4.2 ESCOLHA DA TOPOLOGIA PARA O ESTÁGIO DE SAÍDA CC-CC.....	58
4.2.1 <i>Conversor Forward com Grampeamento Ativo (Forward ZVS-PWM)</i> .....	59
4.2.2 <i>Conversor Meia Ponte com Comando Assimétrico (HB-ZVS-PWM)</i> .....	62
4.2.3 <i>Conversor Três Níveis com Grampeamento do Ponto Neutro (TL-ZVS-PWM-NPC)</i> .....	64
4.3 ANÁLISE DO CONVERSOR FB-ZVS-PWM-PS .....	67
4.3.1 <i>Principais Características</i> .....	67
4.3.2 <i>Princípio de Funcionamento</i> .....	68
4.3.3 <i>Etapas de Funcionamento</i> .....	68

4.3.4	<i>Principais Formas de Onda</i> .....	73
4.3.5	<i>Característica de Saída</i> .....	74
4.3.6	<i>Análise da Comutação</i> .....	75
4.3.7	<i>Circuito de Grampeamento</i> .....	76
4.3.8	<i>Filtro de Saída</i> .....	76
4.3.9	<i>Circuito de Bloqueio da Componente CC no Primário</i> .....	77
4.4	<b>METODOLOGIA DE PROJETO</b> .....	77
4.4.1	<i>Especificações</i> .....	77
4.4.2	<i>Cálculos Preliminares</i> .....	77
4.4.3	<i>Dimensionamento do Transformador de Potência</i> .....	77
4.4.4	<i>Dimensionamento do Indutor Ressonante</i> .....	79
4.4.5	<i>Dimensionamento do Indutor do Filtro de Saída</i> .....	80
4.4.6	<i>Dimensionamento dos Interruptores de Potência</i> .....	82
4.4.7	<i>Dimensionamento do Capacitor de Saída</i> .....	83
4.4.8	<i>Dimensionamento do Capacitor de Bloqueio CC no Primário</i> .....	83
4.4.9	<i>Dimensionamento do Resistor de Amortecimento em Paralelo com o Capacitor de Bloqueio</i> .....	84
4.4.10	<i>Dimensionamento dos Diodos Retificadores de Saída</i> .....	84
4.4.11	<i>Dimensionamento do Circuito Snubber RC</i> .....	84
4.5	<b>CONCLUSÃO</b> .....	85

## **CAPÍTULO V - CIRCUITOS DE COMANDO E CONTROLE DO CONVERSOR CC-CC**

	<b>FB-ZVS-PWM-PS</b> .....	<b>89</b>
5.1	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	89
5.2	<b>ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O CIRCUITO INTEGRADO UC3875 E UC3879</b> .....	89
5.3	<b>APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO INTEGRADO UC3879 CONTROLE RESSONANTE POR DESLOCAMENTO DE FASE</b> .....	90
5.3.1	<i>Principais Características</i> .....	90
5.3.2	<i>Diagrama em blocos</i> .....	91
5.3.3	<i>Descrição da Função dos Pinos do UC3879</i> .....	91
5.3.4	<i>Circuito de Comando Utilizando o UC3879</i> .....	94
5.4	<b>APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO INTEGRADO UC3907 CONTROLADOR DE COMPARTILHAMENTO DE CARGA</b> .....	95
5.4.1	<i>Principais Características</i> .....	95
5.4.2	<i>Diagrama em blocos</i> .....	95
5.4.3	<i>Descrição da Função dos Pinos do UC3907</i> .....	96
5.4.4	<i>Estratégia de Compartilhamento da Corrente de Saída</i> .....	98
5.5	<b>FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CONVERSOR</b> .....	99
5.5.1	<i>Função de Transferência <math>G_{V_{in}(s)}=V_o(s)/V_{in}(s)</math></i> .....	99
5.5.2	<i>Função de Transferência <math>G_{V_D}(s)=V_o(s)/D(s)</math></i> .....	100
5.5.3	<i>Função de Transferência <math>G_{I_D}(s)=I_o(s)/D(s)</math></i> .....	100
5.5.4	<i>Função de Transferência <math>G_{V_{c}(s)}=V_o(s)/V_c(s)</math></i> .....	100
5.5.5	<i>Função de Transferência <math>G_{I_{Vc}(s)}=I_o(s)/V_c(s)</math></i> .....	103
5.6	<b>ESTRATÉGIA DE CONTROLE</b> .....	104

5.7	MALHA DE TENSÃO.....	104
5.7.1	Amostra da Tensão de Saída.....	106
5.7.2	Compensador de tensão.....	108
5.7.3	Filtro Passa Baixa.....	111
5.8	MALHA DE CORRENTE.....	114
5.8.1	Amostra da Corrente de Saída.....	115
5.8.2	Compensador de Corrente.....	116
5.9	CONCLUSÃO.....	119
<b>CAPÍTULO VI - CIRCUITOS DE SUPERVISÃO E SINALIZAÇÃO.....</b>		<b>121</b>
6.1	INTRODUÇÃO.....	121
6.2	DIAGRAMA EM BLOCOS DO SISTEMA DE SUPERVISÃO E SINALIZAÇÃO DA UR1 ....	121
6.3	DESCRIÇÃO DOS CIRCUITOS PERIFÉRICOS USADOS NA SUPERVISÃO E SINALIZAÇÃO DA UR1 .....	123
6.3.1	Supervisão da Tensão de Saída .....	123
6.3.2	Supervisão da Tensão de Entrada.....	124
6.3.3	Supervisão da Temperatura no Dissipador.....	127
6.3.4	Supervisão de Limitação de Corrente.....	127
6.3.5	Sinal de Bloqueio e Reposição.....	128
6.3.6	Ajuste da Tensão de Saída via Comando PWM .....	128
6.3.7	Sinalização de UR em Serviço.....	130
6.3.8	Sinalização de UR com Defeito .....	130
6.3.9	Sinalização de UR em Limitação de Corrente.....	131
6.3.10	Sinalização de Temperatura Anormal.....	131
6.3.11	Sinalização de Falha de Rede.....	131
6.3.12	Comando de Acionamento do Relé.....	131
6.3.13	Comando de Ligar/Desligar o Estágio Pré-Regulador.....	132
6.3.14	Comando de Ligar/Desligar o Estágio CC-CC.....	132
6.4	MICROCONTROLADOR USADO NA UR1 .....	133
6.4.1	Pinagem do PIC16F872.....	133
6.4.2	Principais características do PIC16F872 .....	133
6.5	DEFINIÇÃO DAS ENTRADAS E SAÍDAS DO MICROCONTROLADOR DA UR1 .....	134
6.6	FLUXOGRAMA DO PROGRAMA DE SUPERVISÃO E SINALIZAÇÃO DA UR1 .....	137
6.7	DIAGRAMA ELÉTRICO COMPLETO DO CIRCUITO DE SUPERVISÃO DA UR1 .....	138
6.8	DIAGRAMA EM BLOCOS DO SISTEMA DE SUPERVISÃO E SINALIZAÇÃO DA UR2 ....	139
6.9	DESCRIÇÃO DOS CIRCUITOS PERIFÉRICOS USADOS NA SUPERVISÃO E SINALIZAÇÃO DA UR2.....	140
6.9.1	Supervisão da Tensão de Entrada.....	140
6.9.2	Supervisão de Fusível Aberto.....	141
6.9.3	Ajuste da Tensão de Saída via Comando PWM.....	141
6.9.4	Ajuste da Limitação da Corrente de Saída via Comando PWM .....	142
6.9.5	Supervisão da Corrente de Saída.....	143
6.9.6	Sinal de Bloqueio e Reposição.....	143
6.9.7	Endereço da UR.....	143
6.9.8	Detecção da USR .....	144

6.9.9	<i>Entrelaço</i> .....	144
6.9.10	<i>Comunicação Serial</i> .....	144
6.10	MICROCONTROLADOR USADO NA UR2 .....	151
6.10.1	<i>Pinagem do PIC18C452A</i> .....	152
6.10.2	<i>Principais Características do PIC18C452A</i> .....	152
6.11	DEFINIÇÃO DAS ENTRADAS E SAÍDAS DO MICROCONTROLADOR DA UR2 .....	153
6.12	FLUXOGRAMA DO PROGRAMA DE SUPERVISÃO E SINALIZAÇÃO DA UR2 .....	157
6.13	DIAGRAMA ELÉTRICO COMPLETO DA SUPERVISÃO DA UR2.....	158
6.14	CONCLUSÃO.....	159
<b>VII - FILTRO DE RADIOFREQÜÊNCIA (EMI).....</b>		<b>161</b>
7.1	INTRODUÇÃO.....	161
7.2	NORMA CISPR 22 .....	161
7.2.1	<i>Limites para Perturbações Conduzidas:</i> .....	162
7.2.2	<i>Limites para Perturbações Irrradiadas:</i> .....	163
7.3	CAUSAS DA INTERFERÊNCIA .....	163
7.3.1	<i>Comutação dos Interruptores</i> .....	163
7.3.2	<i>Recuperação dos Diodos</i> .....	164
7.3.3	<i>Capacitâncias Parasitas</i> .....	164
7.3.4	<i>Layout</i> .....	164
7.3.5	<i>Periféricos</i> .....	164
7.4	MÉTODOS DE REDUÇÃO DA RÁDIO-INTERFERÊNCIA .....	165
7.4.1	<i>Redução da Capacitância de Acoplamento entre o Encapsulamento e o Dissipador</i> .....	165
7.4.2	<i>Isolamento do Dissipador em Relação à Massa</i> .....	165
7.4.3	<i>Placas Condutoras entre o Transistor e o Dissipador</i> .....	165
7.4.4	<i>Layout</i> .....	165
7.4.5	<i>Técnicas de comutação</i> .....	166
7.4.6	<i>Emprego de filtro de rede</i> .....	166
7.5	METODOLOGIA DE PROJETO DO FILTRO DE EMI.....	168
7.5.1	<i>Especificações</i> .....	168
7.5.2	<i>Determinação da Amplitude da 3ª Harmônica (n = 3)</i> .....	168
7.5.3	<i>Verificação do Nível de Interferência de Modo Comum Produzido sem o Filtro de Rede</i> .....	169
7.5.4	<i>Escolha dos Capacitores Cy de Modo Comum</i> .....	169
7.5.5	<i>Escolha do Indutor L1 para Filtrar Correntes de Modo Comum</i> .....	169
7.5.6	<i>Escolha do Capacitor Cx</i> .....	170
7.5.7	<i>Escolha dos Indutores L2 e L3 de Modo Diferencial</i> .....	171
7.6	CONCLUSÃO .....	171
<b>CAPÍTULO VIII - FONTES AUXILIARES E CIRCUITOS DE PROTEÇÃO .....</b>		<b>173</b>
8.1	INTRODUÇÃO.....	173
8.2	FONTES AUXILIARES DA UR1 .....	174
8.2.1	<i>Fonte Auxiliar 1: Flyback</i> .....	174
8.2.2	<i>Fonte Auxiliar 2 : Buck-Boost</i> .....	187

8.3	FONTES AUXILIARES UR2 .....	191
8.3.1	Fonte Auxiliar 1: Flyback.....	191
8.3.2	Fonte Auxiliar 2: Flyback.....	192
8.4	CIRCUITOS DE PROTEÇÃO .....	194
8.4.1	Proteção Contra Sobrecorrente de Entrada.....	194
8.4.2	Proteção Contra Surtos de Tensão na Entrada.....	195
8.5	CONCLUSÃO.....	196
<b>CAPÍTULO IX - PROJETO .....</b>		<b>199</b>
9.1	INTRODUÇÃO.....	199
9.2	ESPECIFICAÇÕES DA UNIDADE RETIFICADORA .....	199
9.3	PROJETO DO ESTÁGIO DE ENTRADA PRÉ-REGULADOR COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA .....	200
9.3.1	Especificações do Estágio de Entrada.....	200
9.3.2	Cálculo das Tensões e Correntes Relevantes ao Projeto.....	201
9.3.3	Projeto dos Circuitos de Proteção de Sobrecorrente de Entrada.....	202
9.3.4	Projeto do Circuito Retificador de Entrada.....	202
9.3.5	Projeto do Circuito de Potência do Pré-Regulador Boost.....	203
9.3.6	Projeto dos Componentes Externos ao Circuito de Controle (UC3854).....	210
9.4	PROJETO DO ESTÁGIO DE SAÍDA CONVERSOR CC-CC FB-ZVS-PWM-PS .....	215
9.4.1	Especificações do Estágio de Saída.....	216
9.4.2	Cálculos Preliminares.....	216
9.4.3	Dimensionamento do Transformador de Potência.....	216
9.4.4	Dimensionamento do Indutor Ressonante.....	220
9.4.5	Dimensionamento do Indutor do Filtro de Saída.....	221
9.4.6	Dimensionamento do Interruptor de Potência.....	223
9.4.7	Dimensionamento do Capacitor de Saída.....	224
9.4.8	Dimensionamento do Capacitor de Bloqueio CC no Primário .....	224
9.4.9	Resistor de Amortecimento em Paralelo com o Capacitor de Bloqueio.....	225
9.4.10	Dimensionamento dos Diodos Retificadores de Saída.....	225
9.4.11	Circuito Snubber.....	226
9.4.12	Capacitor Ressonante.....	226
9.5	PROJETO DOS CIRCUITOS DE COMANDO E CONTROLE DO CONVERSOR CC-CC FB-ZVS-PWM-PS .....	227
9.5.1	Circuito de Comando.....	227
9.5.2	Malha de Tensão.....	228
9.5.3	Malha de corrente.....	232
9.6	PROJETO DOS CIRCUITOS DE SUPERVISÃO.....	236
9.6.1	Supervisão da Tensão de Saída .....	236
9.6.2	Supervisão da Tensão de Entrada.....	236
9.6.3	Supervisão da Temperatura no Dissipador.....	239
9.6.4	Supervisão de Limitação de Corrente.....	239
9.7	PROJETO DO FILTRO DE EMI.....	240
9.7.1	Especificações.....	240
9.7.2	Determinação da Amplitude da 3ª Harmônica ( $n = 3$ ).....	240

9.7.3	<i>Verificação do Nível de Interferência de Modo Comum Produzido sem o Filtro de Rede.</i>	240
9.7.4	<i>Escolha dos Capacitores <math>C_y</math> de Modo Comum.</i>	241
9.7.5	<i>Escolha do Indutor <math>L_1</math> para Filtrar Correntes de Modo Comum.</i>	241
9.7.6	<i>Escolha do Capacitor <math>C_x</math>.</i>	242
9.7.7	<i>Escolha dos Indutores <math>L_2</math> e <math>L_3</math> de Modo Diferencial.</i>	242
9.7.8	<i>Valores Utilizados no Circuito Implementado na Prática.</i>	242
9.8	PROJETO DAS FONTES AUXILIARES DA UR1	243
9.8.1	<i>Projeto da Fontes Auxiliar 1 da UR1</i>	243
9.8.2	<i>Projeto da Fonte Auxiliar 2 da UR1</i>	250
9.9	PROJETO DO DISSIPADOR	252
9.10	CONCLUSÃO	253

## **CAPÍTULO X - RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....255**

10.1	INTRODUÇÃO	255
10.2	CORRENTE DE PARTIDA	256
10.3	INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA	257
10.3.1	<i>Interferência Eletromagnética Conduzida sem Filtro de EMI.</i>	257
10.3.2	<i>Interferência Eletromagnética Conduzida com Filtro de EMI Calculado.</i>	258
10.3.3	<i>Interferência Eletromagnética Conduzida com Filtro de EMI Ajustado Experimentalmente.</i>	258
10.3.4	<i>Interferência Eletromagnética Conduzida com Filtro de EMI Ajustado Experimentalmente e com Capacitores <math>C_y</math> na Entrada.</i>	259
10.4	PRÉ-REGULADOR COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA (BOOST)	260
10.4.1	<i>Ensaio do conversor Boost com tensão de entrada de 264V.</i>	260
10.4.2	<i>Ensaio do conversor Boost com tensão de entrada de 220V e Corrente Nominal.</i>	261
10.4.3	<i>Ensaio do conversor Boost com tensão de entrada de 220V e 50% da Corrente Nominal.</i>	263
10.4.4	<i>Ensaio do conversor Boost com tensão de entrada de 110V.</i>	264
10.4.5	<i>Ensaio do conversor Boost com tensão de entrada de 89V.</i>	265
10.4.6	<i>Regulação Dinâmica.</i>	266
10.4.7	<i>Curvas de Rendimento do Conversor Boost (PFC).</i>	267
10.5	CONVERSOR CC-CC FB-ZVS-PWM-PS	268
10.5.1	<i>Comutação do Interruptor de Potência.</i>	269
10.5.2	<i>Tensão <math>V_{ab}</math> e Corrente no Indutor Ressonante <math>L_r</math>.</i>	270
10.5.3	<i>Tensão de Saída.</i>	270
10.5.4	<i>Resposta Dinâmica da Malha de Tensão.</i>	271
10.5.5	<i>Resposta Dinâmica da Malha de Corrente.</i>	271
10.5.6	<i>Função de Transferência do Conversor FB-ZVS-PWM-PS.</i>	272
10.5.7	<i>Obtenção da Curva Psofométrica.</i>	273
10.5.8	<i>Rendimento do Conversor FB-ZVS-PWM-PS.</i>	274
10.6	RENDIMENTO DA UNIDADE RETIFICADORA E ENSAIO TÉRMICO	274
10.7	CONCLUSÃO	275

<b>CAPÍTULO XI - RECOMENDAÇÕES DE LAYOUT .....</b>	<b>277</b>
11.1 INTRODUÇÃO.....	277
11.2 ESTUDO PRELIMINAR .....	277
11.3 NÚMERO DE FACES DA PCI .....	278
11.4 DISPOSIÇÃO DO FILTRO DE EMI .....	278
11.5 CIRCUITO DE POTÊNCIA DOS CONVERSORES .....	278
11.6 DISTÂNCIA ENTRE TRILHAS E ESPESSURA DA TRILHA .....	279
11.7 INDUTÂNCIAS PARASITAS E DE ACOPLAMENTO.....	280
11.8 CAPACITÂNCIAS PARASITAS E DE ACOPLAMENTO .....	280
11.9 CIRCUITOS DE CONTROLE E COMANDO.....	280
11.10 TRILHAS DE MODO COMUM E DE MODO DIFERENCIAL.....	281
11.11 UTILIZAÇÃO DE CABOS AÉREOS E PLACAS AUXILIARES .....	281
11.12 TRILHAS COM ÂNGULO DE 90° .....	281
11.13 COMPONENTES SMD.....	282
11.14 INTERLIGAÇÃO ENTRE PLANOS DE TERRA .....	282
11.15 ANÁLISE DOS LAYOUTS IMPLEMENTADOS .....	282
11.15.1 <i>Layout da PCI da Unidade Retificadora 1 (UR1)</i> .....	282
11.15.2 <i>Layout da PCI da Unidade Retificadora 2 (UR2) – Primeiro Protótipo</i> .....	284
11.15.3 <i>Layout da PCI da Unidade Retificadora 2 (UR2) – Segundo Protótipo</i> .....	285
11.15.4 <i>Layout da PCI da Unidade Retificadora 2 (UR2) – Terceiro Protótipo</i> .....	286
11.16 CONCLUSÃO.....	288
<b>CONCLUSÃO GERAL .....</b>	<b>289</b>
<b>ANEXOS .....</b>	<b>295</b>
ANEXO A1 - DIAGRAMAS ELÉTRICOS DA UR1 .....	297
ANEXO A2 - LISTA DE COMPONENTES DA UR1 .....	305
ANEXO A3 - LAYOUT DA PCI DA UR1.....	309
ANEXO B1 - DIAGRAMAS ELÉTRICOS DA UR2.....	312
ANEXO B2 - LISTA DE COMPONENTES DA UR2.....	320
ANEXO B3 - LAYOUT DA PCI DA UR2 .....	325
ANEXO C - TABELA DE CONVERSÃO DE dBmV PARA mV PSOFOMÉTRICO .....	330
ANEXO D - RESPOSTA DE UM FILTRO PARA RUÍDO PSOFOMÉTRICO .....	331
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>333</b>

# SIMBOLOGIA

## Símbolos adotados nos equacionamentos:

Símbolo	Significado	Unidade
Ae	Área efetiva da seção transversal da perna central do núcleo	cm <sup>2</sup>
AeAw	Produtor de áreas	cm <sup>4</sup>
Aw	Área da janela do núcleo	cm <sup>2</sup>
B	Densidade de fluxo magnético	T
Cb	Capacitor de bloqueio da corrente CC no transformador	F
C <sub>cc</sub>	Capacitância entre transistor e carcaça	F
C <sub>ds</sub>	Capacitância <i>dreno-source</i> do MOSFET	F
Cf	Capacitor de filtro	F
C <sub>o</sub>	Capacitância de saída	F
C <sub>oss</sub>	Capacitância de saída do MOSFET	F
Cr	Capacitância ressonante	F
C <sub>rss</sub>	Capacitância de transferência do MOSFET	F
C <sub>s</sub>	Capacitor <i>Snubber</i>	F
D	Razão cíclica	
Do	Diodo de saída	
d <sub>max</sub>	Diâmetro máximo do condutor elementar	cm
f <sub>c</sub>	Frequência de cruzamento	Hz
f <sub>p</sub>	Frequência do pólo	Hz
f <sub>psof-crit</sub>	Frequência crítica do ruído psfométrico	Hz
f <sub>r</sub>	Frequência da rede elétrica	Hz
f <sub>s</sub>	Frequência de comutação	Hz
f <sub>z</sub>	Frequência do zero	Hz
i <sub>C</sub>	Corrente através das capacitâncias parasitas	A
I <sub>com</sub>	Corrente de comutação	A
I <sub>Dret</sub>	Corrente no diodo retificador	A
I <sub>fusível</sub>	Corrente no fusível	A
I <sub>in</sub>	Corrente de entrada	A
I <sub>inrush</sub>	Corrente de partida ( <i>inrush</i> )	A
I <sub>inrush</sub>	Corrente de inrush	A
I <sub>LS</sub>	Corrente no indutor <i>Snubber</i>	A
I <sub>o</sub>	Corrente de saída	A
I <sub>proteção</sub>	Corrente de proteção	A
I <sub>rm</sub>	Corrente de recuperação reversa do diodo	A
J <sub>max</sub>	Densidade de corrente máxima	A/cm <sup>2</sup>
K	Ganho	
k <sub>w</sub>	Fator de enrolamento	
k <sub>p</sub>	Fator de utilização do primário	
k <sub>t</sub>	Fator de topologia	
k <sub>u</sub>	Fator de utilização do transformador	
L <sub>b</sub>	Indutor <i>Boost</i>	H
L <sub>d</sub>	Indutância de dispersão	H
le	Comprimento efetivo do núcleo	cm
Lf	Indutor de filtro	H
lg	Entreferro	cm
Lr	Indutor ressonante	H
L <sub>s</sub>	Indutor <i>Snubber</i>	H
n	Razão entre o número de espiras do secundário e do primário	
N	Número de espiras	espiras
n <sub>forward</sub>	Relação de transformação do transformador do conversor <i>Forward</i>	
n <sub>FB</sub>	Relação de transformação do transformador do conversor <i>Full-Bridge</i>	
n <sub>HB</sub>	Relação de transformação do transformador do conversor <i>Half-Bridge</i>	
N <sub>p</sub>	Número de espiras do primário	espiras

$n_{\text{paralelo}}$	Número de condutores elementares em paralelo	
$N_s$	Número de espiras do secundário	espiras
$n_{TL}$	Relação de transformação do transformador do conversor <i>Three-Level</i>	
$P_{Dret}$	Potência no diodo retificador	W
$P_o$	Potência de saída	W
$P_{Vol\_núcleo}$	Perda volumétrica do núcleo	W/m <sup>3</sup>
$q$	Ganho estático	
$R_b$	Resistor de amortecimento	$\Omega$
$R_{DSon}$	Resistência <i>dreno-source</i> de condução	$\Omega$
$R_{inrush}$	Resistor de <i>inrush</i>	$\Omega$
$R_o$	Resistência de carga na saída	$\Omega$
$RSE$	Resistência série equivalente do capacitor	$\Omega$
$Rsh$	Resistor shunt	$\Omega$
$R_{th}$	Resistência térmica	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{thcd}$	Resistência térmica cápsula-dissipador	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{thda}$	Resistência térmica dissipador-ambiente	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{thjc}$	Resistência térmica junção-cápsula	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$S_{Lb}$	Seção do condutor do indutor <i>Boost</i>	cm <sup>2</sup>
$S_{fio}$	Seção do fio	cm <sup>2</sup>
$S_{fio\_isol}$	Seção do fio isolado	cm <sup>2</sup>
$T_{amb}$	Temperatura ambiente	$^{\circ}\text{C}$
$t_f$	Tempo de decida	s
$THD_i$	Taxa de distorção harmônica total da corrente de entrada	
$T_j$	Temperatura de junção	$^{\circ}\text{C}$
$t_{off}$	Tempo desligado	s
$t_r$	Tempo de subida	s
$t_{resp\_din}$	Tempo de resposta dinâmica	s
$t_{rr}$	Tempo de recuperação reversa	s
$t_{ss}$	Tempo de <i>soft-start</i>	s
$V_{Dret}$	Tensão reversa no diodo retificador	V
$V_{DS}$	Tensão <i>dreno-source</i>	V
$V_e$	Volume efetivo	m <sup>3</sup>
$V_f$	Queda de tensão direta no diodo	V
$V_{fusível}$	Tensão no fusível	V
$V_H$	Tensão de histerese	V
$V_{in}$	Tensão de entrada	V
$V_o$	Tensão de saída	V
$V_{oRP(t)}$	Tensão de saída em regime permanente	V
$V_{Ref}$	Tensão de referência	V
$V_{rdB}$	Máxima tensão permitida nos terminais da rede artificial	dB/ $\mu\text{V}$
$V_{sat}$	Tensão de saturação	V
$X_c$	Reatância capacitiva	$\Omega$
$\eta$	Rendimento	
$\mu_o$	Permeabilidade do ar	H/m
$\rho$	Resistividade do cobre	$\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$
$\pi$	3,141592654	
$\beta$	Relação entre a tensão de saída e a tensão de pico de entrada do conversor <i>Boost</i>	
$\omega_c$	Freqüência angular de cruzamento	rad/s
$\omega_p$	Freqüência angular do pólo	rad/s
$\omega_r$	Freqüência ressonante	rad/s
$\omega_z$	Freqüência angular do zero	rad/s
$\Delta$	Profundidade de penetração	cm
$\Delta D$	Perda de razão cíclica	
$\Delta I$	Ondulação de corrente	A
$\Delta I_{in}$	Ondulação da corrente de entrada	A
$\overline{\Delta I_{in}}$	Ondulação da corrente de entrada normalizada	
$\Delta I_{olim}$	Variação estática da corrente em limitação	A

$\Delta T$	Elevação de temperatura	°C
$\Delta V$	Ondulação de tensão	V
$\Delta V_o$	Ondulação da tensão de saída	V
$\Delta V_{o_{psfométrico}}$	Ruído psfométrico na tensão de saída	dB $\mu$ V

### Sub-índices utilizados:

Sub-índice	Significado
min	Valor mínimo da grandeza
nom	Valor nominal da grandeza
max	Valor máximo da grandeza
med	Valor médio da grandeza
ef	Valor eficaz da grandeza
pk	Valor de pico da grandeza
pico-pico	Valor de pico a pico da grandeza
cc	Componente contínua
ca	Componente alternada

### Acrônimos e abreviaturas:

Símbolo	Significado
AWG	<i>American Wire Gage</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i>
CI	Circuito Integrado
CISPR	<i>Comite International Special des Perturbations Radioelectriques</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EMC	<i>Electromagnetic Compatibility</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
FB	<i>Full-Bridge</i>
FP	Fator de Potência
FTLA	Função de Transferência de Laço Aberto
HB	<i>Half-Bridge</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
NTC	<i>Negative Temperature Coefficient</i>
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
PI	Proporcional Integral
PIC	<i>Peripheral Interface Controller</i>
PID	Proporcional Integral Derivativo
PS	<i>Phase Shift</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
PTH	<i>Pin Through Hole</i>
SMD	<i>Surface Mount Device</i>
SR	Sistema Retificador
TL	<i>Three-Level</i>
TDH	Taxa de Distorção Harmônica
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
UR	Unidade Retificadora
USR	Unidade de Supervisão do Sistema Retificador
ZVS	<i>Zero-Voltage-Switching</i>

### Símbolos para referenciar elementos de circuitos:

Símbolo	Significado
C	Capacitor
CN	Conectores
D	Diodo
F	Fusível
L	Indutor
M	MOSFET
P	Resistor ajustável
Q	Transistor
R	Resistor
RET	Ponte retificadora
TG	Centelhador
TR	Transformador
U	Circuito integrado
VR	Varistor
Z	Diodo Zener

### Símbolos de unidades de grandezas físicas:

Símbolo	Significado
A	Ampère
V	Volt
W	Watt
Hz	Hertz
$\Omega$	Ohm
F	Farad
H	Henry
T	Tesla
°C	graus Celsius
cm	centímetro
rad	radianos
s	segundo
dB	decibéis

## INTRODUÇÃO GERAL

O desenvolvimento de fontes chaveadas teve seu início na década de 60 devido à corrida espacial [1]. A necessidade de circuitos compactos de baixo peso e volume levou ao desenvolvimento de conversores estáticos operando em alta frequência de chaveamento de forma a diminuir o volume dos componentes magnéticos usados nos projetos. Em contrapartida aumentou a complexidade dos circuitos eletrônicos de controle. Desde então, a demanda por inovações tecnológicas em eletrônica de potência é crescente. Fabricantes estão continuamente projetando dispositivos que processam energia de modo mais eficiente.

No século XXI, as fontes chaveadas estão presentes em diversos equipamentos eletrônicos em substituição às antigas fontes lineares volumosas e pesadas, e já se tornaram uma das grandes fontes de estudo na área de eletrônica de potência, que vem concebendo circuitos em busca de topologias que possam agregar as seguintes características: baixo peso e volume, fator de potência unitário, elevado rendimento, baixos níveis de interferência eletromagnética, robustez e baixo custo.

Entre as principais aplicações da eletrônica de potência estão as fontes de alimentação chaveadas, empregadas em equipamentos de suprimento de energia de sistema de telecomunicações e de informática. Estas fontes de alimentação são conhecidas como Unidades Retificadoras (UR) e têm a função de fornecer energia para bancos de baterias que alimentam os sistemas de telecomunicações.

Projetar fontes de alimentação para sistemas de telecomunicações, consiste em deparar-se com uma série de rígidas normas de compatibilidade eletromagnética e de segurança [2,3,4]. O projeto de Unidades Retificadoras para aplicação em telecomunicações exige o emprego de técnicas de modulação, comutação, controle e supervisão que tornem viável a implementação de tal produto. Técnicas de comutação suave são imprescindíveis em tais aplicações, uma vez que o elevado rendimento e a operação em alta frequência de comutação são requisitos básicos. Além disso, a comutação suave irá reduzir as derivadas de tensão ( $dv/dt$ ) e de corrente ( $di/dt$ ) no conversor, melhorando aspectos relacionados à compatibilidade eletromagnética.

O objetivo desta dissertação é o estudo e implementação de Unidades Retificadoras monofásicas de -48V/10A para aplicação em sistemas de telecomunicações, visando um produto final que atenda as exigências dos mercados nacional e internacional. Sendo assim, devem atender as especificações e recomendações dadas pelas normas nacional TELEBRÁS [2] e internacionais IEC 61000-3-2 [3] e IEC 950 [4].

A Unidade Retificadora é composta de dois estágios. O primeiro é o estágio pré-regulador, formado por uma ponte retificadora a diodos seguida por um conversor do tipo elevador (*Boost*), em condução contínua, operando a 100kHz e controlado por valores médios instantâneos de corrente. Este pré-regulador garante um alto fator de potência, aproximadamente unitário, além de reduzir a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada e garantir um nível de tensão regulada para o estágio de saída. Para modulação e controle deste primeiro estágio é usado o circuito integrado UC3854 da Unitrode [5].

Como segundo estágio da UR utilizou-se o conversor CC-CC em ponte completa com comutação suave, modulação por largura de pulso, controle do fluxo de potência por deslocamento de fase e saída em corrente (*Full-Bridge, Zero-Voltage-Switching, Pulse-Width-Modulated, Phase-Shifted – FB-ZVS-PS*) [7,8,20], operando a 140kHz. Este conversor propicia isolamento e adaptação da tensão de saída com regulação da mesma e baixos níveis de ondulação de tensão na saída. Para modulação e controle deste conversor é usado o circuito integrado UC3879 da Unitrode [28,29]. Outro circuito integrado também bastante usado nesta aplicação é o UC3875 [26,27]. Durante a apresentação deste trabalho será feita uma comparação entre estes dois circuitos integrados, apresentando as vantagens que levaram ao uso do UC3879.

Uma breve comparação entre os conversores *Forward* com grameamento ativo, Meia Ponte com comando assimétrico e Três Níveis com ponto neutro grameado e o conversor *FB-ZVS-PWM-PS* será apresentada, de forma a justificar a utilização deste último como estágio de saída.

Para possibilitar a ligação de Unidades Retificadoras em paralelo com equalização da corrente de saída, evitando sobrecargas e desbalanceamento de corrente, será utilizado o circuito integrado UC3907 da Unitrode [31,32], que realiza o compartilhamento de corrente de fontes em paralelo.

O conversor CC-CC opera em malha fechada com controle no modo tensão, possuindo duas malhas operando em paralelo: uma de tensão e outra de corrente.

Um microcontrolador é responsável pela supervisão e sinalização do estado da UR. Através deste microcontrolador pode-se supervisionar as seguintes variáveis: tensão de entrada, rompimento do fusível, tensão de saída, corrente de saída e temperatura no dissipador.

As topologias dos circuitos de potência e os *layouts* das placas de circuito impresso foram escolhidos e projetados de forma a reduzir os níveis de interferência eletromagnética. Porém ainda é necessário um pequeno filtro para atenuar as interferências conduzidas, visando atingir os limites dados por norma.

A UR possui duas fontes auxiliares que fornecem energia para os circuitos de controle e supervisão: em uma das fontes auxiliares a energia provém da rede elétrica, de forma a manter a

fonte funcionando sem bateria; a outra fonte auxiliar fornece energia a partir da saída, permitindo o funcionamento do circuito de supervisão, quando da falta da energia da rede elétrica.

Neste trabalho é realizado o estudo, projeto e implementação do projeto de duas Unidades Retificadoras de -48V/10A para telecomunicações. O diferencial entre as duas URs diz respeito aos circuitos de supervisão e ao *layout* da placa de circuito impresso. A primeira UR apresenta um circuito de supervisão mais simples, com apenas características mínimas para atendimento às normas. Esta UR foi projetada usando componentes com encapsulamento PTH (*pin through hole*). Na segunda UR tem-se um circuito de supervisão mais complexo, com comunicação serial, e devido ao nível de compactação exigida, foram utilizados componentes com encapsulamento em SMD (*surface mount device*), reduzindo volume e susceptibilidade a interferência eletromagnética.

O projeto da placa de circuito impresso das URs deve ter uma atenção especial, pois as frequências envolvidas e a proximidade dos componentes devido à compactação exigida, provocam sérios problemas de ruídos, os quais interferem substancialmente no funcionamento do circuito. Sobretudo um bom *layout* reduz os níveis de interferência eletromagnética e conseqüentemente o filtro de entrada. Com o intuito de buscar algumas soluções de *layout* que reduzam ruídos e proporcionem o funcionamento adequado da fonte, serão apresentados e discutidos alguns *layouts* realizados durante o desenvolvimento das URs.

As principais características das URs projetadas são:

- Tensão de entrada universal (90Vca a 264Vca);
- Elevado fator de potência ( $FP \cong 1$ );
- Reduzida taxa de distorção harmônica da corrente de entrada;
- Elevado rendimento;
- Baixos níveis de interferência eletromagnética;
- Proteção contra surtos de tensão de entrada;
- Alta densidade de potência;
- Convecção natural;
- Supervisão microcontrolada;
- Paralelismo com compartilhamento de corrente;
- Limitação da corrente de saída;
- Ajuste do valor de limitação da corrente de saída;
- Correção da tensão de saída em função da temperatura das baterias;
- Sensor de temperatura do dissipador;
- Sensor de sobretensão intrínseca;
- Detector de falha CA;
- Detector de rompimento do fusível;
- Limitação da corrente de *inrush*;
- Comunicação serial;
- Atendimento às normas TELEBRÁS, IEC 61000-3-2 e IEC 950.



# CAPÍTULO I

## RECOMENDAÇÕES E NORMAS UTILIZADAS EM FONTES DE ALIMENTAÇÃO PARA TELECOMUNICAÇÕES

### 1.1 INTRODUÇÃO

O crescente mercado das telecomunicações aumenta a demanda por Unidades Retificadoras (URs) para suprir o abastecimento de energia de bancos de baterias que alimentam os sistemas de telecomunicações.

Os projetos de Unidades Retificadoras para aplicação em sistemas de telecomunicações devem atender às rígidas normas que estabelecem as características mínimas a serem atendidas para que estes equipamentos sejam aceitos no mercado, além de apresentarem características que os tornem competitivos no mercado nacional e internacional.

Neste capítulo serão apresentadas as principais recomendações e especificações dadas por normas para Unidades Retificadoras chaveadas em alta frequência, monofásicas e com ventilação natural. São explanadas as seguintes normas: TELEBRÁS 240-510-723 de 01 de dezembro de 1997 [2] - que estabelece as características técnicas mínimas a serem atendidas pelas URs que utilizam tecnologia de chaveamento em alta frequência; normas internacionais IEC 61000-3-2 [3] – que normaliza limites de emissão de harmônicas de corrente e IEC 950 [4] – que apresenta aspectos de segurança para equipamentos de telecomunicações. Com respeito à norma IEC 950 serão apresentadas somente as especificações mínimas relacionadas a distâncias de isolamento para confecção do layout da placa de circuito impresso e de transformadores.

### 1.2 NORMA TELEBRÁS

A norma TELEBRÁS tem por objetivo o estabelecimento de características técnicas mínimas a serem atendidas pelas Unidades Retificadoras que utilizam tecnologia de chaveamento em alta frequência.

A seguir são apresentadas as principais especificações, contidas na norma TELEBRÁS, usadas no projeto das URs apresentadas nesta dissertação. Estas especificações dividem-se em: características funcionais, características elétricas básicas, características dos circuitos, proteções, sinalizações e comandos externos, comandos manuais, comandos automáticos e características construtivas.

### 1.2.1 CARACTERÍSTICAS FUNCIONAIS

A seguir são apresentadas as principais características funcionais que a UR deve atender. Estas dizem respeito à operação, situação de desligar e ligar, consumo, ajustes e testes da UR.

#### a) Operação em paralelo (Sistema *Hot Stand-by*)

Sem obrigatoriedade de equalização da corrente de saída entre as mesmas.

#### b) Situação de desligado

Nesta situação a UR deve ser retirada de serviço, sem possibilidade alguma de ser ligada, mesmo que receba sinal de comando interno ou externo.

#### c) Situação de ligado

A UR deve entrar em funcionamento, permanecendo nesta condição desde que não haja comando interno ou externo de desligamento.

#### d) Consumo de corrente

O estágio de saída da UR deve possuir características que impeçam que qualquer Unidade desligada (ou com defeito) passe a consumir corrente das demais, com exceção daquela necessária para os circuitos de controle, supervisão, instrumentação e *bleeder*, quando aplicável.

#### e) Ajustes e testes

É desejável que a UR permita fácil ajuste/teste, quando conectada ao Sistema de Retificadores (SR) em operação. Esta facilidade pode estar contemplada no SR.

#### f) Ligamento escalonado (partida seqüencial)

É desejável que a UR possua retardo no ligamento, destinado a partida escalonada das Unidades, após a ocorrência de comando externo de desligamento. Os tempos de religamento podem ser passíveis de ajustes na própria UR ou comandados via Unidade de Supervisão do SR. Os tempos de retardo devem ser no mínimo de 1 segundo por Unidade e no máximo de 120 segundos para o SR, em no mínimo 5 intervalos.

### 1.2.2 CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS BÁSICAS

A seguir são apresentadas as características elétricas básicas que a UR deve atender de forma a tornar viável sua aplicação em sistemas de telecomunicações.

### a) Tensão de entrada

- ✓ Valores nominais: 220V (duzentos e vinte volts) ou 127V (cento e vinte e sete volts) em corrente alternada.
- ✓ Faixa de variações: A UR deve operar, em regime contínuo, com variações de até  $\pm 15\%$  da tensão de entrada, mantendo inalteradas todas as suas características. Não deve danificar-se quando submetida às seguintes variações:
  - Tensão alternada de alimentação até pelo menos 30% abaixo da tensão nominal;
  - Tensão alternada de alimentação até pelo menos 20% acima da tensão nominal, até 1 (uma) hora de duração.
 Para o caso de URs com tensão universal tem-se os seguintes limites:
  - Operação em regime contínuo: 107,95V a 253V;
  - Variações sem danos: 88,9V a 264V.

### b) Frequência

Deve ser de  $60\text{Hz} \pm 5\%$ , em regime contínuo, admitindo uma variação de até 20% durante 500ms.

### c) Interferência eletromagnética (EMI)

A UR não deve emitir perturbações que excedam os limites dados nas Tabelas 1 e 2, medidos conforme recomendações da norma CISPR22, para equipamentos classe A, sob quaisquer condições de trabalho:

**Tabela 1** - Limites para perturbações conduzidas emitidas nos terminais de alimentação CA da UR:

Faixa de frequência (MHz)	Limites dB(mV)	
	Quasi-Peak	Médio
0,15 a 0,50	79	66
0,50 a 30	73	60

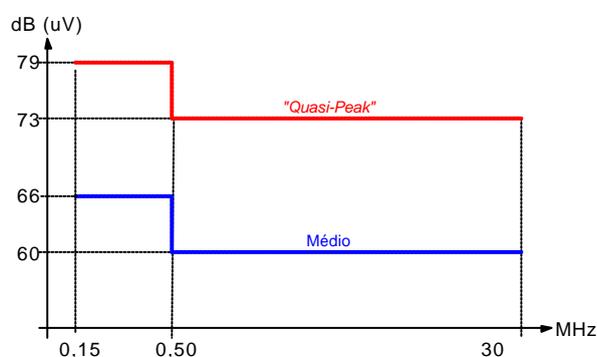


Fig. 1-1 - Limites para perturbações conduzidas.

**Tabela 2** - Limites para perturbações irradiadas à distância de 10 metros:

Faixa de frequência (MHz)	Limites <i>Quasi-Peak</i> dB (mV/m)
30 a 230	40
230 a 1000	47

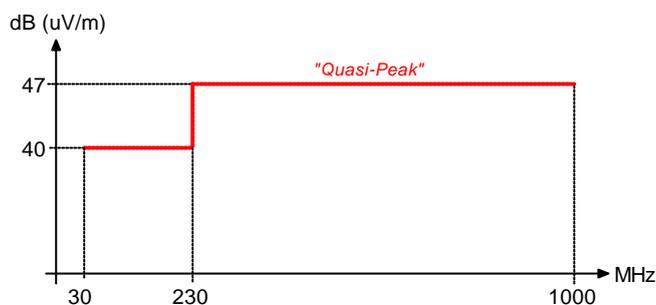


Fig. 1-2 - Limites de perturbações irradiadas à distância de 10 metros.

**d) Distorção harmônica total da corrente (THD)**

A Unidade Retificadora não deve provocar distorção na corrente de entrada superior a **15%**, para qualquer condição de saída, considerando uma distorção máxima na tensão da rede de 2% e impedância de rede máxima de 1% (corrente de curto-circuito igual a 100 vezes a corrente de entrada da UR).

**e) Fator de potência (FP)**

Para Unidades Retificadoras sem ventilação forçada e com potência maior ou igual a 576W o fator de potência deve ser maior ou igual a 0,92, sendo desejável um fator de potência maior ou igual a **0,97**.

Estes valores devem ser medidos nas seguintes condições:

- ✓ UR na condição de carga;
- ✓ Corrente de saída variando de 50% a 100% do valor nominal;
- ✓ Tensão e frequência de entrada nominais.

**f) Rendimento**

A UR deve possuir um rendimento mínimo de **85%**, considerando tensão de saída na condição de carga, corrente nominal de saída e tensão nominal de entrada. Nas dissipações internas máximas, computáveis nos valores de rendimento, estão incluídos os consumos de todos os circuitos e subsistemas da UR, e eventual corrente de *bleeder* para estabilização a vazio.

**g) Tensão de saída**

- ✓ Valor nominal: 48V (positivo aterrado).

- ✓ **Faixas de ajuste:** As faixas de ajuste garantidas da tensão de saída e a tensão de ajuste de referência, para as URs, devem atender os valores dados na Tabela 3, a seguir:

**Tabela 3** - Faixas de ajuste garantidas da tensão de saída e tensão de ajuste de referência.

Tensão nominal da UR (Volts)	Faixas de ajuste (Volts)				Ajuste de referência (Volts)	
	Flutuação		Carga		Flutuação	Carga
	Mínima	Máxima	Mínima	Máxima		
48,0	45,0	56,0	48,0	59,0	52,8	57,6

**Observações:**

- Os ajustes de referência são valores padronizados para realização dos ensaios de características elétricas da Unidade;
  - As faixas de ajuste garantidas estão definidas, considerando variações dos valores de ajustes ideais das tensões de flutuação e de carga normal recomendadas pelos fabricantes de baterias, em função das condições ambientais e das características próprias de cada bateria;
  - Os valores de ajuste em campo devem ser determinados em função do tipo da bateria (ácida ventilada ou regulada por válvula) e das tensões de flutuação e carga recomendadas pelo fabricante da bateria;
  - Todos os ajustes devem ser independentes entre si;
  - Tolerância Adicional no Ajuste de Tensão: para cada condição de ajuste referida no item anterior, é admitida uma tolerância de +10% em relação ao limite superior de ajuste garantido de faixa de tensão, e de -10% em relação ao limite inferior dessa faixa de ajuste garantido.
- ✓ **Regulação estática:** A variação máxima admissível deve ser de  $\pm 1\%$  da tensão de saída (Vo), para variações da rede comercial de  $\pm 15\%$  em relação ao valor nominal, e carga na saída variando de 5% da corrente nominal (IN) a 100% de IN. Na condição de funcionamento com corrente de saída menor que 5% de IN, a tensão não deve ultrapassar a 2% do valor ajustado.
- ✓ **Resposta dinâmica:** A resposta dinâmica da tensão de saída é o tempo decorrido após a aplicação de um degrau de corrente na saída, para que a tensão não apresente valores fora da faixa determinada para regulação estática da tensão de saída. Deve ser menor ou igual a 25ms. O desvio máximo da tensão de saída, durante o transitório, deve estar compreendido entre  $\pm 8\%$  do valor ajustado para a tensão de saída. Os degraus devem ser de 50% da corrente nominal, realizados através de carga resistiva, de tal forma que os valores inicial e final estejam compreendidos entre 10% e 100% da corrente nominal de saída da UR, sem bateria em paralelo com a mesma.
- ✓ **Ondulação (ripple):** Devem ser atendidos simultaneamente nos terminais de saída da UR, sem bateria, os seguintes valores máximos:
- 1mV psfométrico;

- 50mV em RMS, medido com largura de banda de 3kHz, na faixa de frequência de 10kHz a 20MHz;
- 200mV pico a pico, medido na faixa de frequência até 20MHz.

#### h) Corrente de saída

- ✓ Valores nominais: É desejável que as URs atendam os seguintes valores modulares de corrente de saída: 5A, **10A**, 15A, 25A, 50A, 75A, 100A, 150A, 200A e 300A.
- ✓ Limitação: Deve ser garantido ajuste entre 70% a pelo menos 100% da corrente nominal de saída, para as condições de flutuação e carga.

#### Observações

1. O início da limitação de corrente deve ser entendido como o valor de corrente de saída no qual a tensão correspondente atinge o valor mínimo da faixa especificada para regulação estática de tensão;
  2. É imprescindível que a UR ofereça condições para execução de todos os testes elétricos, nas condições nominais de corrente de saída.
- ✓ Regulação estática da corrente em limitação: Para cada valor ajustado, conforme item anterior, a corrente limitada não deve variar mais do que 10%, considerando a tensão de saída variando desde o início da limitação até uma tensão correspondente a, pelo menos, o final de descarga de bateria (número de elementos de bateria x 1,75V). Na variação permissível de 10%, não são admissíveis valores inferiores ao correspondente início de limitação, ou ocorrência de oscilações que possam representar instabilidade no Sistema.

#### i) Imunidade a descargas eletrostáticas (ESD)

A UR deve ter características que assegurem sua imunidade frente a descargas eletrostáticas, de acordo com o especificado na Tabela 4 a seguir:

**Tabela 4** – Imunidade a descargas eletrostáticas.

Níveis especificados		Características de desempenho
Descarga pelo ar	Descarga por contato	
8kV	6kV	Desempenho normal do equipamento.
15kV	8kV	Desempenho anormal sem danos, com recuperação automática após desaparecimento da perturbação.

#### j) Isolamento elétrico

Devem ser atendidos os seguintes requisitos:

- ✓ Tensão aplicada: A UR deve suportar a aplicação das seguintes tensões, durante 1 minuto:
  - 1500V CA entre as entradas CA interligadas entre si e a massa (carcaça do gabinete);

- 1000V CA entre as entradas CA interligadas entre si e saídas (+) e (-) interligadas entre si;
- 1000V CA entre as saídas (+) e (-) interligadas entre si e a massa (carcaça do gabinete).

**Observações:**

1. Admite-se alternativamente a aplicação da tensão de 1500V CC entre os mesmos pontos;
2. Durante a realização do ensaio não devem ser observados efeitos anormais;
3. O ensaio deve ser realizado após a retirada dos varistores e capacitores de filtro ou equivalentes, se necessário.

✓ Resistência de isolamento: A UR deve atender os valores a seguir, medidos através de *Megger*, com tensão igual ou superior ao valor dado pela expressão:  $V_{cc}$  mínimo  $Megger = 1,2 \cdot (V_{rms} \cdot 1,15 \cdot \sqrt{2})$ .

- Entre entradas CA interligadas entre si e saídas (+) e (-) interligadas entre si: maior ou igual a 20M $\Omega$ ;
- Entre entradas CA interligadas entre si e a massa (carcaça do gabinete): maior ou igual a 20M $\Omega$ ;
- Entre saídas (+) e (-) interligadas entre si e a massa (carcaça do gabinete): maior ou igual a 20M $\Omega$ .

**Observação:** O ensaio deve ser realizado após a retirada dos varistores e capacitores de filtro ou equivalentes, se necessário.

**k) Inrush**

A corrente de surto na entrada da UR, no instante de ligamento, deve ser limitada a 5 (cinco) vezes a corrente nominal de entrada, sendo desejado o valor de **2 (duas) vezes a corrente nominal de entrada**.

**1.2.3 CARACTERÍSTICAS DOS CIRCUITOS**

A UR deve possuir seus próprios circuitos de regulação, proteção e controle, desvinculados e independentes de outras Unidades comuns ao mesmo SR.

**Circuitos de regulação e controle:**

- a) A estabilidade de saída da UR deve ser garantida para qualquer condição de funcionamento, desde a condição a vazio;
- b) Após a ocorrência de quaisquer tipos de perturbações de caráter transitório (não oscilatório), seja na tensão de entrada ou na carga, as características de saída devem retornar à situação estável dentro das condições estabelecidas para resposta dinâmica de tensão;
- c) A UR deve ser auto-excitada, ou seja, deve ser ligada e entrar em funcionamento requerendo apenas o suprimento de CA na entrada;
- d) A UR deve prever o ajuste automático da tensão de saída em função da temperatura das baterias, por comando externo. A ausência deste comando não deve provocar sobretensão na saída da Unidade.

#### 1.2.4 PROTEÇÕES

A UR deve possuir circuitos de proteção de forma a aumentar sua confiabilidade. A seguir são citadas as proteções exigidas por norma:

- a) A UR deve dispor de fusível/disjuntor em cada fase de entrada.
- b) No caso específico de URs monofásicas com alimentação em 220V, é desejável que sejam previstas facilidades para a sua utilização em redes com ou sem neutro, de forma a possibilitar que a proteção relativa ao condutor de uma das fases possa ser curto-circuitada para receber a conexão de condutor de neutro.
- c) A UR deve dispor de fusível/disjuntor na saída no pólo não aterrado.
- d) A corrente de saída deve subir, no tempo máximo de 10s, de forma gradativa até o valor da limitação de corrente, sem ocorrência de transitórios (*overshoots*) em relação aos valores da regulação estática da tensão e corrente, mesmo quando a UR estiver ligada a uma bateria completamente descarregada.
- e) A UR não deve desligar, voltando a operar normalmente, após a ocorrência de sobrecarga ou curto-circuito na saída.
- f) A falha de quaisquer das fases de entrada e que comprometa o funcionamento da Unidade, deve provocar o bloqueio imediato da UR, sem memorização (o desbloqueio deve ser automático quando confirmado o fim da anormalidade externa à UR).
- g) A UR deve ser protegida contra danos por subtensão, além dos limites estabelecidos no item “b” das características elétricas básicas, bem como por sobretensão até +25% do valor nominal, em qualquer condição de trabalho. Esta proteção assim como a citada anteriormente no item “f” não devem ser sensíveis a transientes de tensão de duração inferior a 30ms.
- h) A UR deve ser bloqueada por sobretensão intrínseca, com memorização (a UR somente deve ser desbloqueada mediante reposição manual: local ou remota). A faixa de ajuste garantida do sensor deve ser de no mínimo 52,2V e no máximo 58,8V. Com tolerância de +10% para o limite superior e -10% para o limite inferior. O tempo de atuação do sensor deve ser necessariamente superior ao tempo de resposta dinâmica da UR, limitado a 100ms, para um degrau de tensão de 1V acima do valor ajustado. A corrente mínima para atuação deve ser menor ou igual a 10% da corrente nominal.
- i) A UR deve prever bloqueio por comando externo proveniente da Unidade de Supervisão do SR.
- j) A UR deve ser imune a surtos elétricos em modo comum e diferencial nos terminais de entrada da alimentação CA.

#### 1.2.5 SINALIZAÇÕES E COMANDOS EXTERNOS

A UR deve dispor de sinalizações que indiquem seu estado de funcionamento, sendo exigidas sinalizações locais no painel externo da Unidade e sinais de comunicação com o Sistema Retificador.

##### a) Indicações para sinalização local

A UR deve dispor, no mínimo, das seguintes indicações para sinalização local, no painel frontal externo da Unidade:

- **UR em serviço:** Quando a Unidade encontrar-se nas condições normais de funcionamento (sem bloqueio). Quando da utilização de sinalização luminosa, deve ser adotada a cor verde.
- **UR com defeito:** Quando da ocorrência de bloqueio da UR ou no caso da mesma estar na condição de “Serviço” e não se encontrar em funcionamento, exceto para o caso de bloqueio por comando externo proveniente da Unidade de Supervisão do SR. Quando da utilização de sinalização luminosa, deve ser adotada a cor vermelha.

#### **b) Emissão de sinais para o SR**

A UR deve emitir, no mínimo, os seguintes sinais externos para a Unidade de Supervisão do SR:

- UR anormal;
- Fusível interrompido/Disjuntor aberto.

#### **c) Recebimento de sinais do SR**

A UR deve estar preparada para o recebimento, no mínimo, dos seguintes sinais de comando externo provenientes da Unidade de Supervisão do SR:

- Reposição;
- Carga;
- Desligamento;
- Bloqueio de alarme por CA anormal;
- Correção da tensão de saída em função da temperatura de baterias;
- Desligamento por condição reserva.

#### **d) Supervisão remota**

É desejável que a UR esteja preparada para operação e supervisão remota. Além dos sinais/comandos descritos nos itens anteriores, também devem estar disponíveis, para processamento pelo Sistema de Gerenciamento, os seguintes sinais:

- Informação de *status* da Unidade (serviço ou defeito);
- Informação para medição da corrente de saída.

### **1.2.6 COMANDOS MANUAIS**

A UR deve dispor de chave(s)/disjuntor(es), instalado(s) em local de fácil acesso para, no mínimo, os seguintes comandos:

#### **a) “Entrada” da Unidade – Posições:**

- **Ligado:** a UR entra em funcionamento na condição de tensão de saída determinada por comando externo;
- **Desligado:** a UR é retirada de serviço, não entrando em funcionamento por nenhum outro comando.

**b) “Saída” da Unidade – Posições:**

- Ligado: a UR é conectada ao sistema;
- Desligado: a UR é desconectada do sistema, permanecendo em funcionamento.

**c) “Reposição” da Unidade**

Função de cancelamento das memórias estabelecidas por comandos de sensores internos à Unidade. Esta função pode ser executada pela chave/disjuntor de entrada da Unidade.

**1.2.7 COMANDOS AUTOMÁTICOS**

A UR deve ser bloqueada e emitir sinalização imediata de defeito, qualquer que seja sua condição de funcionamento, nos seguintes casos:

**a) Sobretensão intrínseca à Unidade (com memorização)**

A UR somente deve ser desbloqueada mediante reposição manual (local ou remota).

**b) Falha de qualquer uma das fases da tensão de alimentação CA, antes dos fusíveis de entrada (sem memorização)**

O desbloqueio deve ser automático quando confirmado o fim da anormalidade externa à UR.

**c) Atuação de dispositivo de proteção**

Atuação de dispositivo de proteção ou interrupção de qualquer fusível vinculado a circuitos com função essencial para o funcionamento ou à proteção da Unidade.

**1.2.8 CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS**

É desejável que a UR atenda as seguintes características:

- a) Potência Nominal/Volume: superior a 80mW/cm<sup>3</sup>;
- b) Potência Nominal/Peso: superior a 120W/kg;
- c) Profundidade do gabinete: inferior a 60cm.

**1.3 NORMA IEC 61000-3-2**

A norma internacional IEC 61000-3-2 tem por objetivo limitar a emissão de harmônicas de corrente, sendo restrita a equipamentos com corrente de entrada menor ou igual a 16A por fase e tensão de entrada de 220/380V, 230/400V e 240/415V com frequência de 50 Hz ou 60Hz.

As Unidades Retificadoras para telecomunicações de acordo com suas características elétricas enquadram-se na norma IEC 61000-3-2 como equipamento Classe A [3].

### 1.3.1 LIMITES DAS HARMÔNICAS DE CORRENTE PARA EQUIPAMENTOS CLASSE A

Para equipamentos Classe A, as harmônicas da corrente de entrada não devem exceder os valores absolutos dados na Tabela 5.

**Tabela 5** – Limites para equipamentos Classe A.

Ordem da harmônica n	Máxima harmônica de corrente permitida [A]
<b>Harmônicas ímpares</b>	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \cdot \frac{15}{n}$
<b>Harmônicas pares</b>	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \cdot \frac{8}{n}$

A Fig.1-3 apresenta de forma gráfica os valores dados pela Tabela 5.

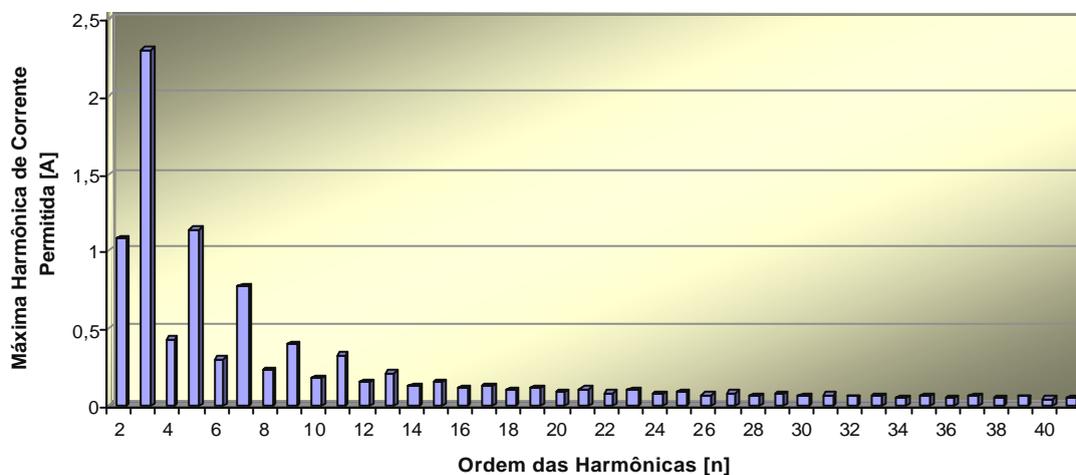


Fig. 1-3 - Limites das harmônicas de corrente de entrada para equipamentos Classe A.

### 1.4 NORMA IEC 950

A norma internacional IEC 950 [4] normaliza características ligados à segurança de equipamentos para telecomunicações, contemplando aspectos relacionados à tensão de alimentação, proteções contra choque elétrico, proteções contra sobrecorrente, isolamentos, aterramento, rigidez mecânica e elétrica, aquecimento e detalhes de construção. Muitas destas características são consideradas na norma TELEBRÁS e não serão rerepresentadas novamente.

Nesta seção serão apresentados os principais aspectos relacionados à distância de isolamento necessária para proporcionar o correto funcionamento do equipamento e proteger contra choques elétricos.

O objetivo é apresentar as especificações mínimas de distâncias de isolamento para o projeto do *layout* da placa de circuito impresso, assim como a confecção de transformadores com isolamento galvânica.

As isolações exigidas são para frequência de até 30kHz, porém podem ser consideradas para frequências maiores.

As distâncias especificadas por norma dependem dos seguintes fatores:

- ✓ Nível de poluição do ambiente em que está exposto o equipamento;
- ✓ Qualidade do material da placa de circuito impresso;
- ✓ Níveis de tensões de trabalho;
- ✓ Tensão nominal de alimentação;
- ✓ Característica do isolamento desejado (básico, suplementar ou reforçado).

Por não se conhecer o material da placa de circuito impresso a ser usada, será aplicado o isolamento do tipo reforçado de forma a garantir a qualidade do isolamento.

Além das distâncias de isolamento, devem ser identificados com etiquetas locais de risco onde se tem tensão perigosa.

#### 1.4.1 DEFINIÇÕES DE DISTÂNCIAS DE *CLEARANCE* E *CREEPAGE*

Existem dois métodos para medir a distância entre pontos do circuito, sendo essas distâncias conhecidas como *clearance* e *creepage*.

- **Clearance:** É a menor distância entre duas partes condutoras, ou entre uma parte condutora e uma superfície isolante ou condutora que delimita o equipamento ou dispositivo (carcaça), sendo medida pelo ar. As distâncias de *clearance* são dimensionadas de forma a suportar transientes de sobretensões que possam entrar no equipamento e picos de tensões geradas no mesmo.
- **Creepage:** É o menor caminho entre duas partes condutoras, ou entre uma parte condutora e uma superfície isolante ou condutora que delimita o equipamento ou dispositivo (carcaça), sendo medido ao longo da superfície isolada. As distâncias de *creepage* são dimensionadas de forma que para uma determinada tensão de funcionamento e grau de poluição, não ocorram faiscamentos ou rompimento (localizado) da isolação.

A Fig. 1-4 apresenta exemplos de distâncias de *clearance* e *creepage*. A distância “x” depende do nível de poluição.

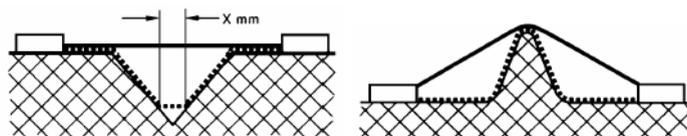


Fig. 1-4 - Exemplos de *clearance* — e *creepage* - - - - -

É permitido que as distâncias de *clearance* e de *creepage* sejam divididas em intervalos entre partes condutoras desconectadas (flutuando), como contatos de conectores, desde que a soma das distâncias satisfaça as exigências mínimas especificadas.

Os valores de distâncias de *clearance* e *creepage* dependem do grau de poluição, que é classificado da seguinte forma:

- ✓ Poluição grau 1: Para componentes e montagens que estão fechadas hermeticamente para excluir pó e umidade.
- ✓ Poluição grau 2: Geralmente para equipamentos cobertos pelo âmbito desta norma;
- ✓ Poluição grau 3: Onde um ambiente interno local dentro do equipamento é sujeito a poluição condutiva ou poluição seca não condutiva que poderá se tornar condutiva após uma condensação esperada.

#### 1.4.2 DISTÂNCIAS DE CLEARANCES PARA ISOLAÇÃO DE CIRCUITOS PRIMÁRIOS E ENTRE CIRCUITOS PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO.

A Tabela 6 apresenta os valores mínimos de distâncias de *clearances* entre circuitos primários e entre circuitos primário e secundário.

**Tabela 6** – Mínima distância de *clearance* em mm para isolação de circuitos primários e entre circuitos primário e secundário.

Tensão de trabalho		Tensão nominal CA de alimentação ± 150V		Tensão nominal CA de alimentação >150V e ± 300V
Tensão de pico ou CC [V]	Tensão RMS sinusoidal [V]	Poluição grau 1 e 2	Poluição grau 3	Poluição grau 1, 2 e 3
71	50	2	2,6	4
210	150	2	2,6	4
420	300	4		

### 1.4.3 DISTÂNCIAS DE CLEARANCES PARA ISOLAÇÃO DE CIRCUITOS SECUNDÁRIOS.

A Tabela 7 apresenta os valores mínimos de distâncias de *clearances* entre circuitos secundários. Neste caso também será considerado o isolamento do tipo reforçado.

**Tabela 7** – Mínima distância de *clearance* em mm para isolação de circuitos secundários.

Tensão de trabalho		Tensão nominal CA de alimentação £ 150V		Tensão nominal CA de alimentação >150V e £ 300V	
Tensão de pico ou CC [V]	Tensão RMS sinusoidal [V]	Poluição grau 1 e 2	Poluição grau 3	Poluição grau 1 e 2	Poluição grau 3
71	50	1,4	2,6	2,0	2,6
140	100	1,4	2,6	2,0	2,6
210	150	1,8	2,6	2,0	2,6
280	200	2,8			
420	300	3,8			

### 1.4.4 DISTÂNCIAS DE CREEPAGE

A Tabela 8 apresenta os valores mínimos de distâncias de *creepage* para isolação reforçada.

Caso o valor da distância de *creepage*, dado na Tabela 8, for menor que o valor da distância de *clearance* dados nas Tabelas 6 e 7, então será assumido o valor da distância de *clearance* como valor mínimo para a distância de *creepage*.

**Tabela 8** – Mínima distância de *creepage* em mm.

Tensão de trabalho [V] RMS ou CC	Poluição grau 1	Poluição grau 2			Poluição grau 3		
	Grupo de material	Grupo de material			Grupo de material		
	I, II, IIIa ou IIIb	I	II	IIIa ou IIIb	I	II	IIIa ou IIIb
≤ 50		1,2	1,8	2,4	3,0	3,4	3,8
100		1,4	2,0	2,8	3,6	4,0	4,4
125		1,6	2,2	3,0	3,8	4,2	4,8
150	Usar os valores de	1,8	2,2	3,2	4,0	4,4	5,0
200	<i>clearance</i> dados	2,0	2,8	4,0	5,0	5,6	6,4
250	pelas tabelas 6 e 7.	2,6	3,6	5,0	6,4	7,2	8,0
300		3,2	4,4	6,4	8,0	9,0	10,0
400		4,0	5,6	8,0	10,0	11,2	12,6
600		6,4	9,0	12,6	16,0	19,2	20,0
800		8,0	11,2	16,0	20,0	22,0	25,0
1000		10,0	14,2	20,0	25,0	28,0	32,0

Os grupos de materiais são classificados da seguinte forma:

- ✓ Material grupo I  $600 \leq \text{CTI}$  (índice comparativo localizado)
- ✓ Material grupo II  $400 \leq \text{CTI} < 600$
- ✓ Material grupo IIIa  $175 \leq \text{CTI} < 400$

✓ Material grupo IIIb  $100 \leq CTI < 175$

#### 1.4.5 DISTÂNCIAS EM TRANSFORMADORES E CIRCUITOS OPTOACOPADORES

Entre entrada e saída de um circuito isolador do tipo optoacoplador deve ser mantida uma distância mínima de 4mm que corresponde à distância de *clearance* reforçada entre circuitos primários e secundários. A Fig.1-5 apresenta um exemplo.

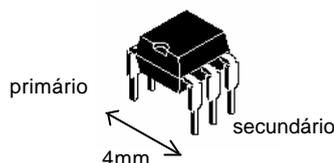


Fig. 1-5 - Distância mínima entre os terminais primários e secundários de um optoacoplador.

No caso de transformadores devem-se atender às distâncias entre primários e secundários dadas na tabela 5. Como a tensão de barramento é de 400V CC, a distância mínima entre primário e secundário a ser atendida é de 4mm, esse valor também deve ser assumido para a distância entre os enrolamentos e as extremidades do carretel. A Fig.1-6 exemplifica esta especificação.

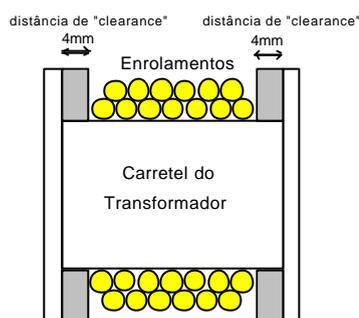


Fig. 1-6 - Exemplo de distância de *clearance* entre espiras e carretel do transformador.

### 1.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas as principais especificações dadas pelas normas TELEBRÁS, IEC 61000-3-2 e IEC 950.

Com respeito à norma IEC 950 foram apresentadas apenas as informações principais a respeito de distâncias de isolamento que garantem o funcionamento adequado do equipamento e fornecem proteção contra choques elétricos. Porém esta norma abrange muitos outros aspectos de segurança que não foram citados neste trabalho.

As URs de -48V/10A, objeto de estudo desta dissertação, devem atender a todas as especificações mínimas citadas neste capítulo. Para tanto, serão estudadas topologias de circuitos de potência que garantam as características elétricas citadas. Também serão desenvolvidos circuitos de controle, proteção, sinalização e supervisão.



## CAPÍTULO II

### ARQUITETURA DA UNIDADE RETIFICADORA

#### 2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentada a arquitetura da Unidade Retificadora. Esta é composta de vários blocos de circuito de forma a atender a todas as especificações exigidas por normas.

Será adotada a configuração em dois estágios de conversão de potência, usualmente utilizada em fontes para telecomunicações, pois possibilita atender simultaneamente elevado fator de potência e baixos níveis de ondulação da tensão de saída.

Os principais aspectos a serem considerados na escolha das topologias dos circuitos são:

- Elevado rendimento;
- Baixa geração de interferência eletromagnética;
- Alta densidade de potência ( $W/cm^3$ ).

#### 2.2 DIAGRAMA EM BLOCOS DA ARQUITETURA DA UR

A Fig. 2-1 apresenta o diagrama em blocos da arquitetura da Unidade Retificadora.

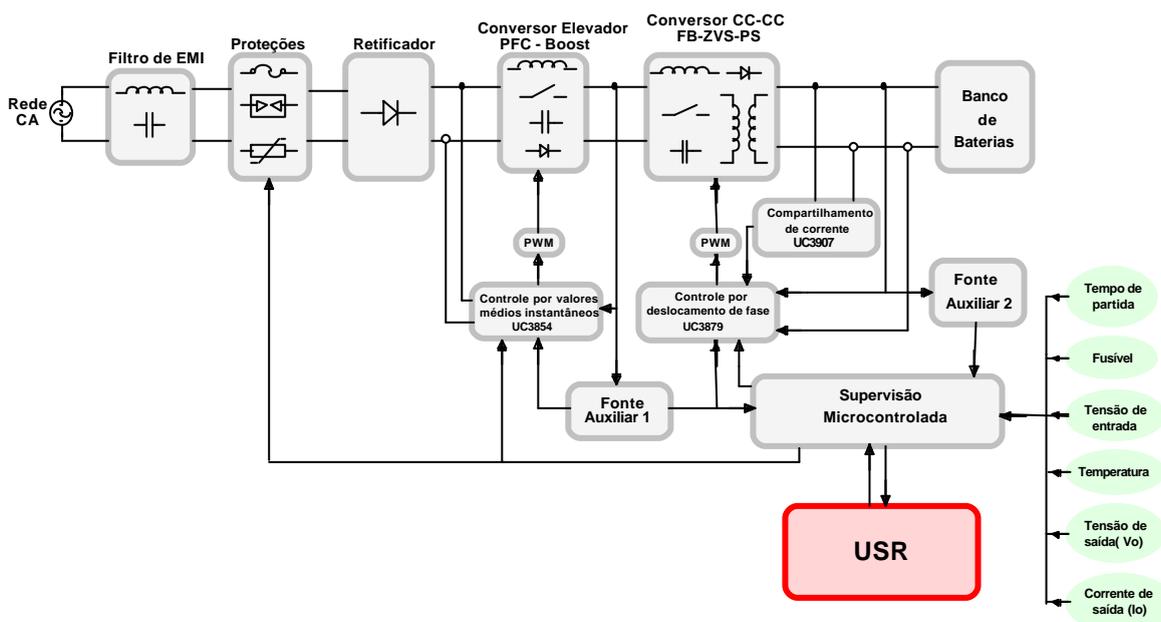


Fig. 2-1 – Diagrama em blocos da arquitetura da Unidade Retificadora.

A Unidade Retificadora é composta de oito blocos principais de circuitos:

- Filtro de EMI;
- Proteção;
- Retificador;
- Conversor elevador PFC – *Boost*;
- Conversor CC-CC *FB-ZVS-PWM*;
- Fonte auxiliar;
- Supervisão.

A seguir é apresentada uma breve descrição de cada um destes blocos.

### 2.2.1 FILTRO DE EMI

Apesar de cuidados tomados com relação à escolha de topologias e do projeto do *layout*, buscando minimizar os níveis de interferência eletromagnética. Ainda existe a necessidade de um filtro de EMI na entrada da UR de forma a atender às especificações de interferência eletromagnética conduzida. Este filtro é composto basicamente de capacitores e indutores que formam filtros para correntes de modo comum e de modo diferencial.

### 2.2.2 PROTEÇÕES

Para garantir confiabilidade e robustez, a UR é composta dos circuitos de proteções relacionados a seguir:

Proteção contra sobrecorrente de entrada: Esta proteção é feita com a utilização de fusíveis nos terminais de entrada da UR. No caso de uma eventual falha da UR que provoque sobrecorrente na entrada, estes fusíveis se abrem causando o desligamento da mesma.

Proteção contra surtos de tensão na entrada: Esta proteção é implementada através do uso de varistores e de um centelhador. Este circuito tem a função de proteger a UR contra surtos de tensão na entrada, provocados por descargas atmosféricas ou por chaveamento no sistema de transmissão.

Proteção de corrente de partida (*inrush*): Esta proteção tem a função de limitar a corrente durante a partida da UR de forma a evitar a queima do circuito retificador de entrada. Durante a partida a corrente é limitada por resistores do tipo NTC (*negative temperature coefficient*). Quando a fonte é ligada, o NTC possui uma resistência nominal e com o aumento da temperatura sua resistência vai diminuindo. Após aproximadamente 1,5s o microcontrolador envia um sinal para ligar o relé, curto-circuitando os resistores NTC. Desta forma aumenta-se o rendimento da fonte, pois se elimina a perda nos resistores NTC, além de permitir que a fonte seja religada logo após seu desligamento, pois os NTC já estarão novamente com suas resistências nominais. Caso não houvesse este circuito, seria necessário esperar o NTC esfriar para que a UR fosse novamente ligada.

Além das proteções citadas acima, a UR ainda possui proteção contra falha de rede, sobretensão na saída, elevação de temperatura no dissipador, sobrecorrente e curto-circuito na saída.

### 2.2.3 Retificador

O circuito retificador tem a função de fazer a conversão CA-CC. Este é composto por uma ponte retificadora a diodos.

### 2.2.4 Conversor Elevador *Boost* - PFC

O conversor elevador *Boost* tem a função de fornecer uma corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão da rede, garantindo um elevado fator de potência e baixa taxa de distorção harmônica. Além de fornecer uma tensão de saída regulada e maior do que o pico da tensão da rede, o que reduz as perdas no conversor utilizado no segundo estágio. Este conversor opera no modo de condução contínua sendo controlado por valores médios instantâneos de corrente. Utiliza-se o circuito integrado UC3854 para implementar o controle deste conversor.

### 2.2.5 Conversor CC-CC *FB-ZVS-PWM-PS*

O segundo estágio de conversão é composto pelo conversor isolado CC-CC em ponte completa com comutação suave, modulado por largura de pulso e com controle da potência transferida à saída por deslocamento de fase (*FB-ZVS-PWM-PS*). Este conversor é responsável pelo isolamento e pela adaptação e regulação da tensão de saída.

O controle deste conversor é feito no modo tensão, sendo utilizadas duas malhas de controle independentes em paralelo. Uma malha de tensão responsável por garantir erro estático nulo, baixo tempo de resposta dinâmica e baixos níveis de ondulação da tensão de saída: pico a pico, rms e psfométrico. A malha de corrente tem a função de regular a corrente de saída em seu valor nominal na ocorrência de uma eventual sobrecarga ou curto-circuito na saída. Esta malha funciona como proteção.

A Fig. 2-2 apresenta a característica de saída  $V \times I$  da Unidade Retificadora.

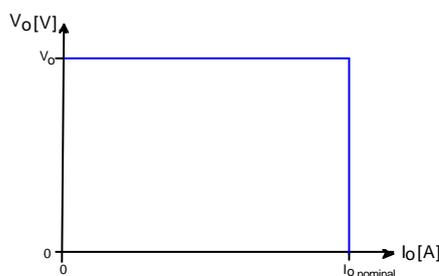


Fig. 2-2 – Característica  $V_o$  por  $I_o$  da Unidade Retificadora.

Verifica-se através da Fig. 2-2 que a tensão de saída permanece constante enquanto a corrente aumenta. Quando a corrente de saída atinge seu valor nominal esta é limitada, fazendo com que a tensão de saída baixe com o aumento de carga.

Para fornecer o comando por deslocamento de fase é utilizado o circuito integrado UC3879. Também é implementado o controle do compartilhamento da corrente de saída utilizando o circuito integrado UC3907, possibilitando desta forma o paralelismo de UR com correntes equalizadas.

## 2.2.6 Supervisão

O circuito de supervisão da UR tem por objetivo fornecer sinalizações que informem o estado de operação da UR ao operador e à unidade de supervisão do sistema retificador (USR), facilitando manobras operacionais, identificando defeitos e protegendo a UR.

A supervisão da UR é composta por um microcontrolador e circuitos periféricos.

Os circuitos periféricos são usados para informar ao microcontrolador o estado da UR, fornecendo informações de tensão, corrente e temperatura, além de sinalizações de alarmes.

O microcontrolador é utilizado para processar as informações recebidas pelos circuitos periféricos e tomar decisões pré-definidas pelo programador. A utilização do microcontrolador aumenta a confiabilidade do sistema e reduz a quantidade de circuitos discretos, além de introduzir maiores recursos de supervisão e ser mais flexível a modificações.

A UR possui a supervisão dos seguintes parâmetros:

- Falha na tensão de rede: sobretensão, subtensão ou falta de rede;
- Fusível aberto;
- Sobretensão na saída;
- Sobrecorrente ou curto-circuito na saída;
- Sobretemperatura no dissipador.

## 2.2.7 Fonte Auxiliar

Para alimentar os circuitos de comando e supervisão torna-se necessária a implementação de uma fonte auxiliar. A UR possui duas fontes auxiliares:

Fonte auxiliar 1: Fonte chaveada do tipo *Flyback* que alimenta os circuitos de comando e supervisão através da tensão de entrada. Esta fonte opera em malha fechada garantindo a regulação das tensões de suas saídas com a variação da tensão de entrada e da carga e só fornece alimentação enquanto a rede CA está presente.

Fonte auxiliar 2: Esta fonte tem a função de alimentar os circuitos de comando e supervisão no caso da falta da tensão de rede CA. Através de um conversor *Buck-Boost* (para o caso da UR1) ou uma fonte *Flyback* (para o caso da UR2) operando em malha aberta, alimentam-se os circuitos de comando e supervisão através da tensão de saída.

## 2.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo pode-se ter uma visão geral dos circuitos que compõem a Unidade Retificadora.

O circuito pré-regulador *Boost* garante um elevado fator de potência com baixa taxa de distorção harmônica da corrente e reduz os esforços de corrente no conversor CC-CC.

A utilização do conversor CC-CC ponte completa com comutação suave, permite a operação em alta frequência de chaveamento com elevado rendimento e baixos níveis de interferência eletromagnética.

A quantidade de circuitos de proteção e supervisão que a UR possui garante uma boa confiabilidade de operação da mesma.

Verifica-se a complexidade de se projetar uma UR para telecomunicações, visto a quantidade de circuitos envolvidos para atender às exigências dadas por norma.



## CAPÍTULO III

# ANÁLISE DO ESTÁGIO DE ENTRADA PRÉ-REGULADOR, ESTRATÉGIA DE CONTROLE E METODOLOGIA DE PROJETO

### 3.1 INTRODUÇÃO

As especificações dadas por normas [2, 3] levam à necessidade de um estágio de entrada pré-regulador do fator de potência.

Dentre as topologias de circuitos de correção de fator de potência, a mais difundida na literatura [7, 8, 9, 10, 11, 12] e que apresenta um excelente desempenho para aplicação como estágio de entrada de Unidades Retificadoras para telecomunicações, atendendo os requisitos exigidos por norma, é o conversor elevador (*Boost*) operando em condução contínua, com controle por valores médios instantâneos de corrente. Sendo esta topologia escolhida como estágio de entrada pré-regulador.

Neste capítulo será apresentada uma análise simplificada do conversor elevador (*Boost*) operando em condução contínua, com controle por valores médios instantâneos de corrente, o qual é usado como estágio pré-regulador de elevado fator de potência.

Serão apresentadas as principais características que levaram a escolha deste conversor como estágio pré-regulador. Também será apresentada a análise básica do estágio de potência, função de transferência do conversor e estratégia de controle; um estudo mais detalhado é apresentado em [5, 6, 8, 9, 11, 12,13]. Com base em [11, 12] é feita uma análise para a escolha do melhor controlador a ser usado nas malhas de controle.

Em busca do aumento do rendimento do conversor será utilizado um circuito de auxílio à comutação (*snubber* não-dissipativo) escolhido entre os circuitos apresentados na literatura [7, 14, 15].

Para o controle por valores médios instantâneos de corrente do pré-regulador *Boost* encontra-se no mercado o circuitos integrado da Unitrode UC3854 [5, 6] dedicado a esta aplicação. As principais características deste circuito serão apresentadas.

Por fim será apresentada a metodologia de projeto do estágio de potência e controle.

### 3.2 PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DO CONVERSOR *BOOST* OPERANDO COMO PRÉ-REGULADOR

A seguir são apresentadas as principais características do conversor *Boost*, controlado por valores médios instantâneos de corrente, operando como pré-regulador aplicado à correção de fator de potência, que levaram a escolha desta topologia como estágio de entrada CA-CC.

- Reduzido peso e volume;
- Freqüência de operação constante;
- Elevado rendimento ( $\eta > 96\%$ );
- Elevado fator de potência ( $FP \cong 1$ );
- Alta qualidade da corrente de entrada com reduzida taxa de distorção harmônica (THD  $< 5\%$ );
- Tensão máxima sobre o interruptor principal igual à tensão de saída do conversor;
- Tensão de saída elevada, o que leva a valores menores de corrente na entrada do estágio seguinte (conversor CC-CC);
- Existência de circuitos integrados dedicados ao tipo de controle empregado (UC3854);
- Valores reduzidos de corrente eficaz no circuito, o que leva a menores perdas por condução em seus componentes, conseqüentemente aumentando o rendimento da estrutura;
- A condução contínua da corrente de entrada do conversor introduz na rede baixos níveis de interferências eletromagnéticas conduzida (EMI) e por radiofreqüência (RFI), reduzindo o filtro de entrada;
- O indutor *Boost* serve como indutor diferencial do filtro de interferência eletromagnética conduzida;
- Potência e controle possuem a mesma referência de terra, assim o *driver* PWM não necessita de isolamento;
- Regulação da tensão de saída para variações de rede e de carga;
- Topologia usualmente aplicada em projetos de fontes para telecomunicações;
- Conformidade com as normas de telecomunicações.

### 3.3 APRESENTAÇÃO DO CONTROLE POR VALORES MÉDIOS INSTANTÂNEOS DE CORRENTE

O conversor *Boost* será operado em condução contínua, controlado por valores médios instantâneos de corrente. Esta técnica de controle consiste em monitorar a corrente de entrada do conversor e controlá-la através da comutação do interruptor de potência para que a corrente siga uma referência senoidal com o mínimo erro. Além de se fazer o sensoriamento da corrente no indutor *Boost*, existe um controle da tensão de saída (*feedback*) e um sensoriamento da tensão de entrada (*feedforward*), o que torna mais rápida a resposta do circuito frente a perturbações na rede elétrica. A malha interna de corrente, deve ser a mais rápida, tendo a função de definir a razão

cíclica adequada do interruptor  $S_b$  para garantir um alto fator de potência e tensão de saída regulada.

A Fig. 3-1 apresenta o diagrama em blocos que representa o controle por valores médios instantâneos de corrente.

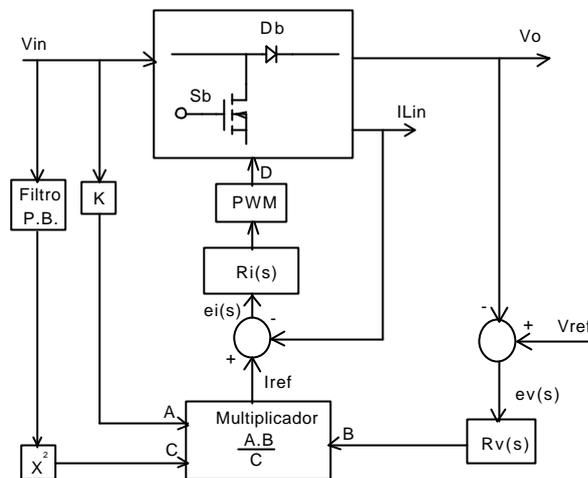


Fig. 3-1 - Diagrama em blocos do controle por valores médios instantâneos.

A corrente de referência será gerada através de um bloco multiplicador/divisor que terá os seguintes parâmetros de entrada.

- **Sinal de sincronismo (entrada A):** Através de uma amostra da tensão de entrada define-se o formato, a frequência e a fase da corrente de referência;
- **Sinal de erro do regulador de tensão (entrada B):** O regulador de tensão proporcionará o controle da tensão de saída do conversor através do aumento ou da diminuição do sinal de erro, conforme a variação da carga. Assim, o sinal de erro ajustará a amplitude da corrente de referência de acordo com a variação da carga;
- **Malha de controle direto da tensão de entrada (entrada C):** A tensão de entrada é retificada, atenuada e filtrada, informando um valor de tensão CC proporcional ao valor eficaz da tensão de entrada. Assim, conforme a variação da tensão de entrada, a corrente de referência será ajustada.

Quando a potência exigida pela carga for aumentada e/ou a tensão de entrada cair, a amplitude da corrente de referência aumenta, garantindo uma tensão de saída regulada.

A corrente de entrada é amostrada por um sensor (resistivo ou de efeito Hall). Este sinal de tensão proporcional à corrente de entrada será regulado de acordo com a corrente de referência através da malha de corrente.

O bloco PWM é composto por um compensador, um gerador de onda dente-de-serra e um circuito de comando para o interruptor de potência ( $S_b$ ). Portanto, a saída do bloco PWM será o sinal de comando para o interruptor de potência (MOSFET ou IGBT).

### 3.4 ANÁLISE DO CIRCUITO DE POTÊNCIA

O circuito de potência do conversor *Boost* usado como pré-regulador é apresentado na Fig. 3-2.

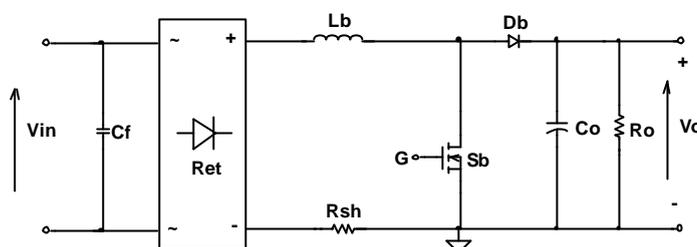


Fig. 3-2 - Circuito de potência do pré-regulador *Boost*.

A ponte retificadora de entrada (Ret) fornece uma tensão retificada para a entrada do conversor *Boost*. O indutor *Boost* ( $L_b$ ) caracteriza uma entrada em fonte de corrente que será comutada em alta frequência pelo interruptor *Boost* ( $S_b$ ), com uma modulação senoidal, de forma que a corrente de entrada siga a forma de onda da tensão da rede. O capacitor de saída ( $C_o$ ) tem a função de filtrar a tensão de saída, fornecendo uma tensão CC ao barramento e o resistor  $R_o$  representa a carga do sistema. O capacitor  $C_f$  tem a função de filtrar a ondulação de alta frequência da corrente de entrada. Este conversor apresenta a característica de elevador de tensão, sendo que a tensão de saída CC é sempre maior que o pico da tensão de entrada retificada.

Com o intuito de estabelecer parâmetros para o projeto do circuito de potência, será apresentada nesta seção uma análise básica da variação da razão cíclica, da ondulação da corrente de entrada, da energia entregue à carga e da ondulação da tensão de saída. Através desta análise torna-se possível a determinação de uma metodologia de projeto do circuito de potência.

#### 3.4.1 VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA

De forma a manter a tensão de saída fixa e estabilizada e proporcionar uma corrente de entrada senoidal, a razão cíclica do conversor, operando à frequência de comutação constante, irá variar a cada período de comutação. Sendo a frequência de comutação do interruptor de potência muito maior que a frequência da tensão senoidal de entrada, pode-se considerar, para efeito de simplificação, que a razão cíclica variará de forma contínua segundo a relação (3.1), onde  $\beta$  é definido como a relação entre a tensão de saída e a tensão de pico de entrada  $b = V_o/V_{in_{pk}}$ .

$$D(wt) = 1 - \frac{1}{b} \cdot \text{sen}(wt) \quad (3.1)$$

A Fig. 3-3 apresenta de forma gráfica a variação da razão cíclica para um período de rede. É apresentada a variação da razão cíclica para dois valores de  $b$  distintos, sendo considerada uma tensão de saída de 400V CC para ambos os casos, uma tensão de entrada eficaz de 89V para  $b_1$  e de 264V para  $b_2$ .

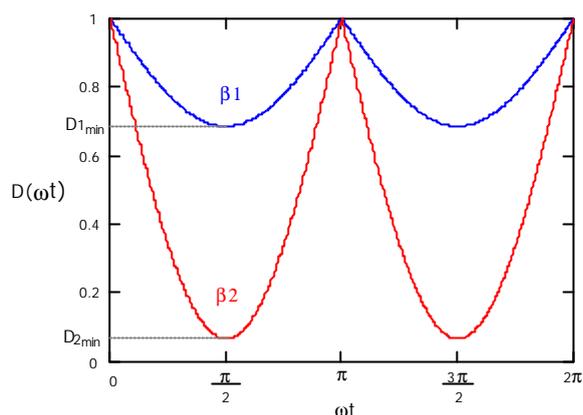


Fig. 3-3 - Variação da razão cíclica para um período da rede.

A razão cíclica máxima ( $D_{\text{máx}}=1$ ) ocorrerá na passagem por zero da tensão de entrada.

A razão cíclica mínima  $D_{\text{min}} = 1 - 1/b$  ocorrerá no pico da senóide de entrada.

### 3.4.2 ONDULAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA

A expressão (3.2) representa a ondulação de corrente de entrada normalizada.

$$\overline{\Delta I_{in}} = \Delta I_{in}(wt) \cdot \frac{L_{in}}{V_{in_{pk}} \cdot T_s} = \text{sen}(wt) \cdot \left[ 1 - \frac{1}{b} \cdot \text{sen}(wt) \right] \quad (3.2)$$

Para  $b \leq 2$ , a ondulação da corrente normalizada de entrada ocorrerá em  $wt = \text{sen}(b/2)^{-1}$  e terá seu valor definido pela expressão (3.3).

$$\overline{\Delta I_{in_{max}}} = \frac{b}{4} \quad (3.3)$$

Para qualquer  $b \geq 2$  a máxima ondulação da corrente normalizada de entrada se encontrará em  $wt = \frac{\pi}{2}$  e terá seu valor definido pela expressão (3.4).

$$\overline{\Delta I_{in_{max}}} = 1 - \frac{1}{b} \quad (3.4)$$

A Fig. 3-4 apresenta a variação da ondulação da corrente normalizada de entrada ao longo de meio ciclo da rede para diferentes valores de  $b$ . Percebe-se que a ondulação máxima normalizada e o instante de tempo em que ela ocorre dependem da relação entre a tensão de saída e tensão de pico de entrada ( $b$ ).

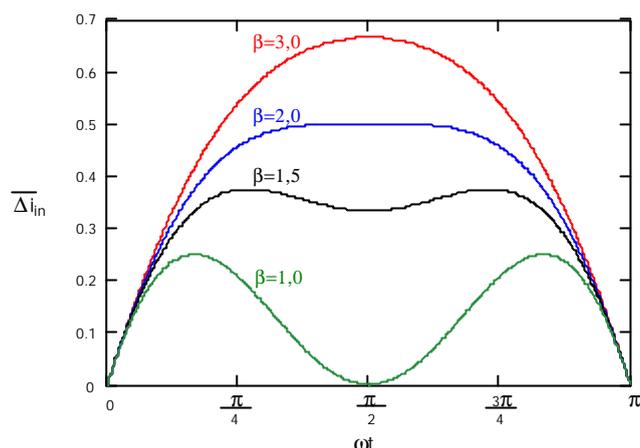


Fig. 3-4 - Variação da ondulação da corrente de entrada normalizada para um período de rede.

### 3.4.3 ENERGIA ENTREGUE À CARGA

Como o objetivo desta técnica de controle é tornar a corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão de entrada, a potência instantânea na entrada obedecerá à expressão (3.5).

$$P_{in}(\omega t) = V_{inpk} \cdot I_{inpk} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad (3.5)$$

A Fig. 3-5 apresenta a representação gráfica da expressão (3.5). Considerando para efeito de análise rendimento unitário, verifica-se que a potência instantânea entregue à carga varia ao longo de meio período de rede, sendo máxima no pico da tensão de entrada e mínima na passagem por zero da mesma. O valor médio desta potência instantânea é o valor da potência entregue à carga em Watts [11].

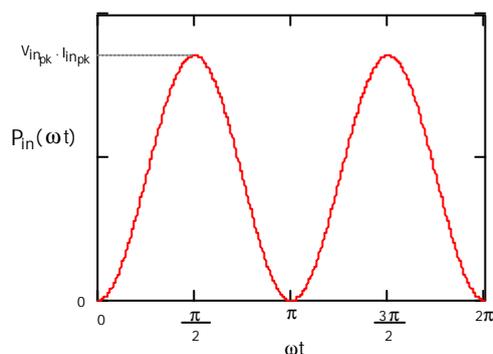


Fig. 3-5 - Potência instantânea de entrada para um período de rede.

### 3.4.4 ONDULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA

A expressão da tensão de saída em regime permanente é apresentada em (3.6). Esta expressão é composta pela componente contínua mais a componente alternada da tensão de saída [11].

$$V_{oRP}(t) = R_o \cdot I_{inpk} \cdot \left[ \frac{1}{2 \cdot b} - \frac{1}{2 \cdot b + 8 \cdot b \cdot R_o^2 \cdot C_o^2 \cdot \omega^2} \cdot (2 \cdot \omega \cdot R_o \cdot C_o \cdot \text{sen}(2 \cdot \omega \cdot t) + \cos(2 \cdot \omega \cdot t)) \right] \quad (3.6)$$

A componente contínua da tensão de saída é expressa em (3.7).

$$V_{o_{med}} = V_o = \frac{R_o \cdot I_{in_{pk}}}{2 \cdot b} \quad (3.7)$$

A componente alternada da tensão de saída é apresentada em (3.8).

$$V_{o_{CA}}(t) = R_o \cdot I_{in_{pk}} \cdot \left[ -\frac{1}{2 \cdot b + 8 \cdot b \cdot R_o^2 \cdot C_o^2 \cdot \omega^2} \cdot (2 \cdot \omega \cdot R_o \cdot C_o \cdot \text{sen}(2 \cdot \omega t) + \cos(2 \cdot \omega t)) \right] \quad (3.8)$$

O módulo da componente alternada desta tensão é definido por (3.9).

$$|V_{o_{CA}}| = \frac{R_o \cdot I_{in_{pk}}}{2 \cdot b \cdot \sqrt{1 + 4 \cdot \omega^2 \cdot R_o^2 \cdot C_o^2}} \quad (3.9)$$

Como  $4 \cdot \omega^2 \cdot R_o^2 \cdot C_o^2 \gg 1$ , a expressão (3.9) pode ser simplificada e obtém-se a amplitude da componente alternada da tensão, apresentada em (3.10).

$$V_{o_{CA}} = \frac{P_o}{2 \cdot \omega \cdot C_o \cdot V_o} \quad (3.10)$$

A Fig. 3-6 apresenta a forma de onda da tensão de saída  $V_o(t)$  em regime permanente.

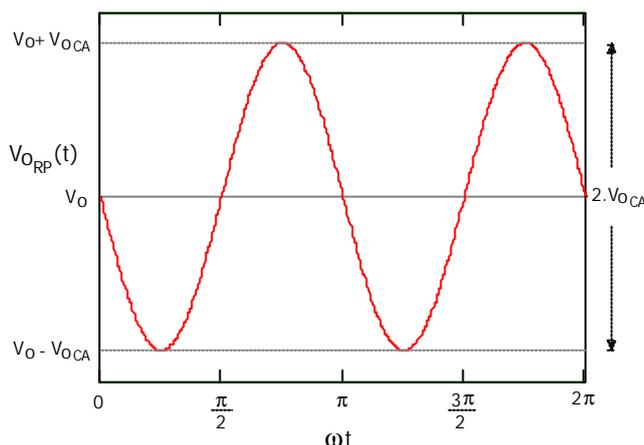


Fig. 3-6 - Ondulação da tensão de saída.

A tensão de saída possuirá uma ondulação com uma freqüência igual ao dobro da freqüência da rede. Esta ondulação não poderá deixar de existir, uma vez que se deseja ter na entrada uma corrente senoidal e em fase com a tensão. A potência instantânea entregue pela entrada à saída, como mostra a Fig. 3-5, não é constante ao longo de um período de rede, o que impede que a tensão de saída tenha ondulação nula [11]. Esta ondulação será dependente da potência de carga, da capacitância de saída e da tensão de carga.

Portanto, para se obter alto fator de potência é necessário se conviver com uma ondulação na tensão de saída. Estes circuitos para correção do fator de potência tornam-se bastante úteis como unidades pré-reguladoras, as quais têm como característica elevado fator de potência e tensão contínua na carga com pequena ondulação.

### 3.5 ESCOLHA DO CIRCUITO DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO

Com a configuração usual do conversor elevador (Fig. 3-2), a maior parte da energia perdida durante as comutações, ocorre por causa da recuperação reversa do diodo *Boost*, cujo efeito é um pico de corrente circulando sobre o interruptor principal. Se este pico de corrente ocorrer enquanto a tensão sobre este interruptor ainda for elevada, tem-se então uma grande quantidade de energia desperdiçada.

São apresentados na literatura [7, 9, 14, 15] diversos tipos de circuitos para limitação das perdas por comutação em conversores do tipo elevador.

Os circuitos com técnicas ativas de comutação suave para o interruptor *Boost*, conhecidos na literatura como células ZVT (*Zero Voltage Transition*), analisados em [7], possuem a desvantagem de apresentarem mais de um interruptor comandado, aumentando a complexidade do circuito de auxílio à comutação.

Os circuitos que têm por função limitar derivadas de corrente ou de tensão sobre os semicondutores são denominados *snubbers*. Os *snubbers* que possuem elementos resistivos [9] são conhecidos como *snubbers* dissipativos. Este tipo de *snubber* embora reduza as perdas no interruptor possui a desvantagem de que parte da energia que seria perdida durante a comutação ser desviada para o resistor *snubber*, provocando perdas.

Os *snubbers* que não apresentam elementos resistivos são conhecidos como *snubbers* não-dissipativos. Neste tipo de circuito, a energia que seria perdida durante a comutação é então transferida, através do *snubber*, ou à fonte de energia do circuito ou à carga. Tem-se com isto um aumento considerável na eficiência do conversor. Uma grande qualidade deste tipo de circuito é que geralmente utiliza componentes de volume reduzido, com especificações bem mais simples que as dos outros elementos do conversor. Além disto, não utilizam interruptores comandados.

Tem-se em [7, 14] a análise do *snubber* não-dissipativo na entrada em condução e em [15] o estudo do *snubber* não-dissipativo na entrada em condução e bloqueio. Por simplicidade e devido a maior parte da energia perdida na comutação ser devido a entrada em condução do interruptor, optou-se pelo uso do *snubber* que apenas limita a derivada de crescimento da corrente durante a entrada em condução do interruptor, apresentado por [7, 14].

A topologia do conversor com o *snubber* não-dissipativo escolhido, mostrado em destaque, é apresentado na Fig. 3-7. O *snubber* é composto pelos diodos  $D_{s1}$  e  $D_{s2}$ , pelo capacitor  $C_s$  e o indutor  $L_s$ .

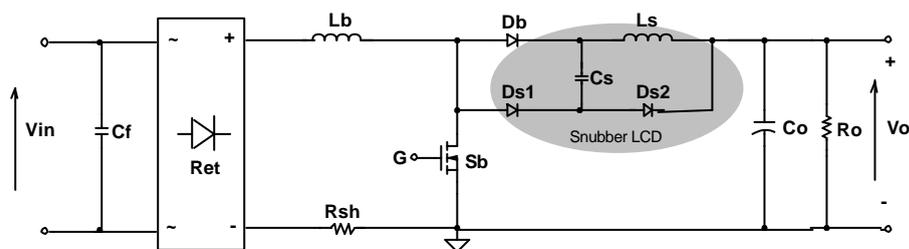


Fig. 3-7 – Topologia do conversor com o *snubber* não-dissipativo para entrada em condução.

### 3.6 MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST

Com o objetivo de projetar os compensadores das malhas de controle para que a corrente de entrada do conversor siga uma referência senoidal e em fase com a tensão de entrada, é necessário inicialmente obter a função de transferência do conversor, que pode ser obtida através do modelo da chave PWM, apresentado por Vorpérian [17].

#### Função de transferência simplificada:

A expressão (3.11) apresenta o modelo simplificado do conversor operando em condução contínua de corrente e considerando a tensão de entrada constante e a tensão de saída sem ondulação[11].

$$G_s(s) = \frac{I_{Lin}(s)}{D(s)} = \frac{V_o}{s \cdot L_m} \quad (3.11)$$

Verifica-se que a função de transferência  $G_s(s)$  do conversor apresenta um pólo na origem, o que lhe confere um decréscimo no ganho de -20 dB/dec e uma fase igual a  $-90^\circ$ . O sistema é inerentemente estável, com uma frequência de cruzamento de ganho dependente da indutância de entrada e situada usualmente, nesse tipo de aplicação, na faixa de algumas dezenas de quilohertz.

#### Função de transferência completa:

Considerando a existência de uma ondulação na tensão de saída sobre o valor médio, visto que a saída não é uma fonte de tensão constante e sim um capacitor de saída e uma resistência de carga, obtém-se um modelo mais preciso do conversor, representado pela expressão(3.12) [11].

$$G(s) = \frac{I_{Lin}(s)}{D(s)} = \frac{V_o \cdot (2 + s \cdot R_o \cdot C_o)}{L_m \cdot R_o \cdot C_o \cdot s^2 + L_m \cdot s + R_o \cdot (1 - D)^2} \quad (3.12)$$

Verifica-se que esta função de transferência completa depende, além dos parâmetros do conversor, do ponto de operação, ou seja, da sua razão cíclica D e da carga. Esta função apresenta um zero e dois pólos complexos conjugados, todos no semi-plano esquerdo, definidos a seguir:

$$f_z = \frac{2}{2 \cdot p \cdot R_o \cdot C_o} \quad (3.13)$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot R_o \cdot C_o} \cdot \left( -\frac{1}{2} + j \sqrt{\frac{4 \cdot R_o^2 \cdot C_o \cdot (1 - D)^2 - L_m}{L_m}} \right) \quad (3.14)$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot R_o \cdot C_o} \cdot \left( -\frac{1}{2} - j \sqrt{\frac{4 \cdot R_o^2 \cdot C_o \cdot (1 - D)^2 - L_m}{L_m}} \right) \quad (3.15)$$

A Fig. 3-8 apresenta o diagrama de Bode das funções de transferência simplificada  $G_s(s)$  e completa  $G(s)$ . Os parâmetros usados são apresentados a seguir:

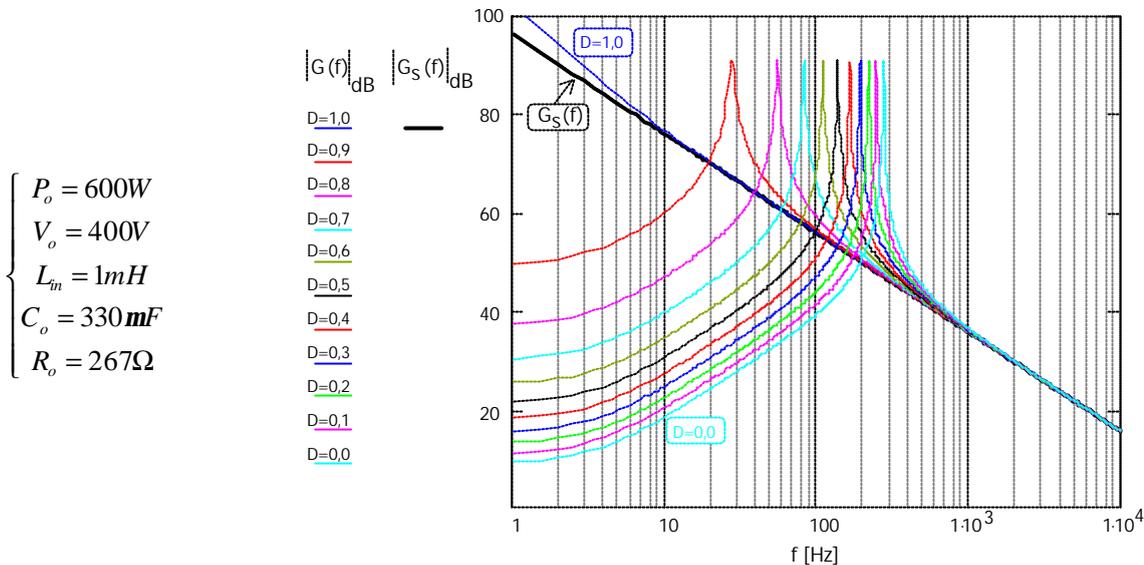


Fig. 3-8 - Diagrama de Bode de módulo das funções de transferência  $G_s(s)$  e  $G(s)$ .

Observa-se que para frequências maiores que 1kHz, a função de transferência  $G(s)$  se aproxima da função de transferência simplificada  $G_s(s)$ . Para efeito de simplificação, a função de transferência simplificada  $G_s(s)$  será utilizada para o projeto do compensador de corrente adequado para esse tipo de controle.

#### Função de transferência $G_v(s)$ :

Para se projetar o compensador de tensão adequado, é necessário se conhecer a função de transferência  $G_v(s) = V_o(s)/I_{Lin}(s)$ . Através do modelo da chave PWM, obtém-se a função de transferência simplificada  $G_{Vs}(s)$  apresentada em (3.16).

$$G_{vs}(s) = \frac{V_o(s)}{I_{Lin}(s)} = (1-D) \cdot \frac{R_o}{1 + s \cdot R_o \cdot C_o} \quad (3.16)$$

Esta função de transferência não leva em conta a resistência série do capacitor, pois a frequência do zero inserido por este parâmetro é muito superior a do pólo formado por  $R_o$  e  $C_o$ , que é dominante.

A função de transferência  $G_v(s)$  completa, considerando a resistência série equivalente do capacitor de saída é apresentada em (3.17).

$$G_v(s) = \frac{Rse \cdot R_o}{Rse + R_o} \cdot (1-D) \cdot \frac{s + \frac{1}{Rse \cdot C_o}}{s + \frac{1}{(Rse + R_o) \cdot C_o}} \quad (3.17)$$

A Fig. 3-9 apresenta o diagrama de Bode das funções de transferência simplificada  $G_{vs}(s)$  e completa  $G_v(s)$ . Os parâmetros usados são apresentados a seguir:

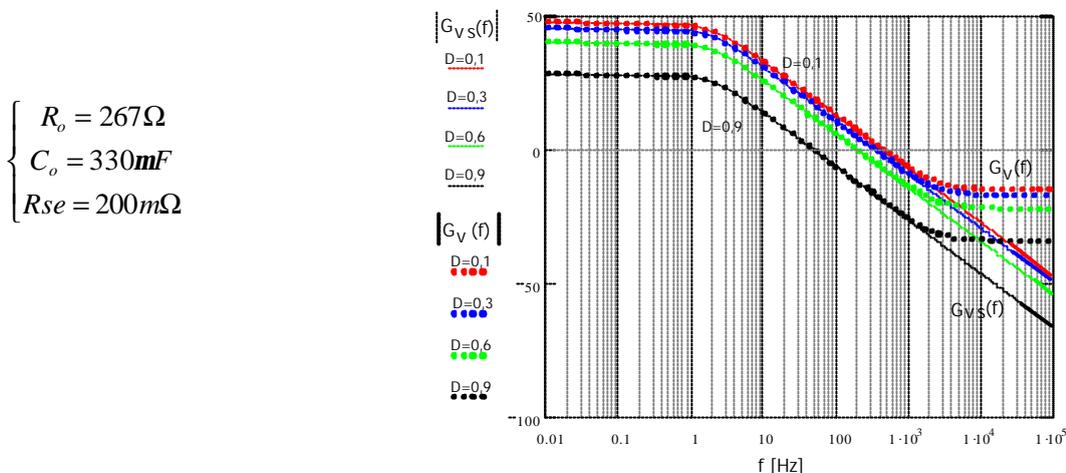


Fig. 3-9 - Diagrama de Bode de módulo das funções de transferência  $G_{vs}(s)$  e  $G_v(s)$ .

Observa-se que para frequências menores que 1kHz a função de transferência simplificada  $G_{vs}(s)$  coincide com a função  $G_v(s)$ , no entanto para frequências maiores que 1kHz verifica-se a influência do zero causado pela resistência série do capacitor de saída. A função de transferência completa  $G_v(s)$  será considerada para a escolha do compensador de tensão.

### 3.7 ESTUDO DOS COMPENSADORES QUE COMPÕEM AS MALHAS DE CONTROLE

A seguir serão estudados os compensadores a serem utilizados nas malhas que compõem o controle do conversor *Boost*.

#### 3.7.1 MALHA DE CORRENTE

Para se obter uma corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão de alimentação, é necessário um sistema de controle da corrente de entrada em malha fechada. Uma amostra da corrente de entrada é obtida através da queda de tensão sobre um sensor de corrente, resistor shunt ou sensor de efeito Hall, e comparada com uma referência senoidal, passando por um compensador apropriado. A tensão de erro do compensador é comparada com uma onda dente-de-serra para a correta geração dos pulsos de comando do interruptor. A Fig. 3-10 apresenta o diagrama simplificado da malha de corrente.

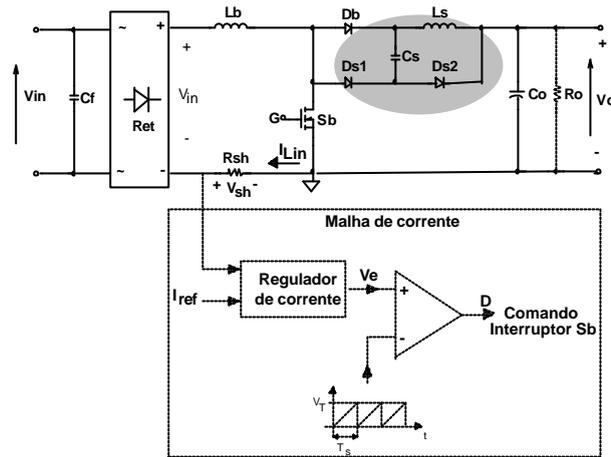


Fig. 3-10 - Diagrama simplificado da malha de corrente.

Considerando a amostragem da corrente de entrada através do resistor *shunt* conforme mostrado na Fig. 3-10, obtém-se a função de transferência  $G_i(s)$  apresentada em (3.18). Esta representa a função de transferência da tensão sobre o sensor de corrente em relação à tensão de erro do compensador de corrente.

$$G_i(s) = \frac{V_{sh}(s)}{V_e(s)} = \frac{R_{sh}}{V_T} \cdot G_s(s) = \frac{R_{sh} \cdot V_o}{s \cdot V_T \cdot L_{in}} \quad (3.18)$$

### Compensador de Corrente

Apesar do sistema ser tipicamente estável, a frequência de cruzamento de ganho da função de transferência está localizada em alguns quilohertz. Esta frequência de ganho deve ser aumentada, a fim de conferir ao sistema uma boa resposta dinâmica.

A princípio, poder-se-ia usar um controlador do tipo proporcional com um determinado ganho que garantisse o aumento da frequência de cruzamento sem a perda da estabilidade. Porém, este tipo de controlador não garante erro estático nulo, causando problemas na reprodutibilidade da senóide de referência de entrada, especialmente na passagem por zero da mesma, onde as derivadas de corrente de entrada são maiores. Além de que um aumento excessivo do ganho do compensador, para sanar tais deficiências, pode causar a instabilidade do sistema.

O uso de um compensador proporcional-integral garantiria um ganho elevado em baixas frequências, estabilidade do sistema e um aumento na banda de resposta em frequência, proporcionando uma boa reprodutibilidade da senóide de referência na corrente de entrada. No entanto, este compensador não realiza a filtragem da ondulação de corrente de alta frequência do indutor de entrada na saída do regulador. Sendo que, se o efeito de  $\xi$  aparecer na saída do compensador, poderá haver oscilações na corrente do indutor de entrada.

O compensador de corrente do tipo avanço-atraso de fase é o mais adequado a esta aplicação. Este compensador apresenta um desempenho bastante semelhante ao regulador proporcional-integral, com uma margem de fase que garante os requisitos de estabilidade, um

ganho estático elevado proporcionando um erro estático pequeno, e uma banda passante que confere uma boa resposta dinâmica. No entanto, ele apresenta ainda a atenuação da ondulação de alta frequência da corrente de entrada na saída do regulador, o que evita oscilações na corrente do indutor.

### Compensador Avanço-Atraso de Fase

Na Fig. 3-11 é apresentado o compensador avanço-atraso de fase utilizado na malha de compensação da corrente de entrada. A função de transferência  $R_i(s) = \frac{V_C(s)}{V_{Rsh}(s)}$  é apresentada em (3.19).

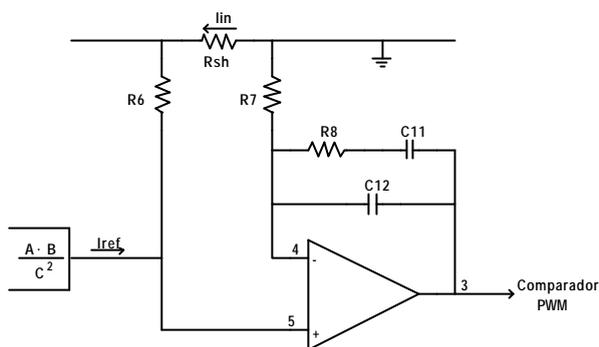


Fig. 3-11 - Compensador de corrente avanço-atraso de fase.

Função de transferência do compensador avanço-atraso de fase:

$$R_i(s) = \frac{V_C(s)}{V_{Rsh}(s)} = \frac{K_i}{s} \cdot \frac{s + w_z}{s + w_p} = \frac{1}{R_7 \cdot C_{12}} \cdot \frac{\left( s + \frac{1}{R_8 \cdot C_{11}} \right)}{s \cdot \left( s + \frac{C_{11} + C_{12}}{R_8 \cdot C_{11} \cdot C_{12}} \right)} \quad (3.19)$$

Em (3.19) o parâmetro  $K_i$  representa o ganho do compensador e é representado através da expressão (3.20).

$$K_i = \frac{1}{R_7 \cdot C_{12}} \quad (3.20)$$

Verifica-se que a função de transferência do compensador possui um zero e dois pólos nas seguintes frequências.

Frequência do zero:

$$w_z = \frac{1}{R_8 \cdot C_{11}} \quad (3.21)$$

Frequência dos pólos:

$$w_{p1} = 0 \quad (3.22)$$

$$w_{p2} = \frac{C_{11} + C_{12}}{R_8 \cdot C_{11} \cdot C_{12}} \quad (3.23)$$

A representação assintótica de ganho e fase do compensador é mostrada na Fig. 3-12.

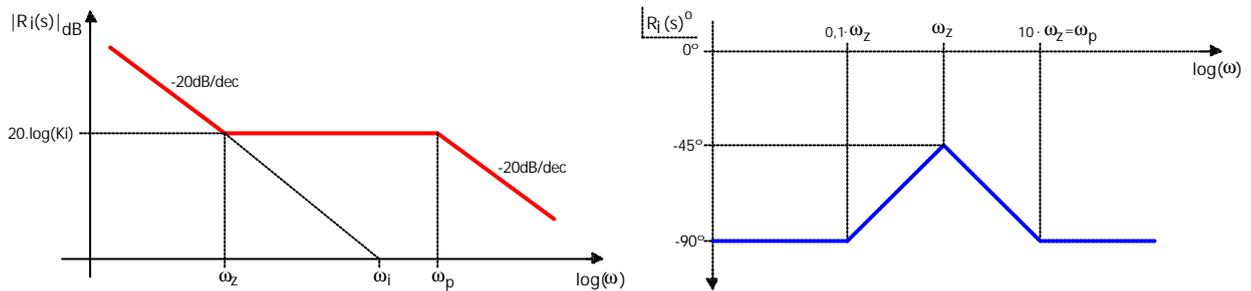


Fig. 3-12 - Diagrama de Bode do compensador avanço-atraso de fase.

**Crítérios que devem ser observados para alocação do zero e dos pólos do compensador:**

- Quanto maior o valor da freqüência do zero, o sistema tende a ficar mais rápido, com uma banda passante maior, dando menor distorção à corrente de entrada;
- A freqüência de cruzamento de ganho deve ser menor que a metade da freqüência de comutação, por segurança adota-se  $f_c \leq f_s/4$ ;
- O zero deverá estar alocado abaixo da freqüência de cruzamento de ganho da planta ( $w_{cp}$ ), para garantir que o cruzamento do sistema compensado não se dê com uma inclinação de -40dB/déc. e que não tenha, portanto, uma margem de fase próxima a zero graus;
- O zero deverá estar posicionado a pelo menos uma década abaixo da freqüência de cruzamento ( $f_z = f_c/10$ ), para que a fase do sistema na freqüência de ganho unitário seja menor que 180°;
- Um dos pólos está na origem e o outro deve ser alocado em uma freqüência dez vezes maior que a freqüência do zero ( $f_p = 10 \cdot f_z$ ), que por sua vez deve garantir uma freqüência de cruzamento bem abaixo da freqüência de chaveamento;
- O ganho do integrador deverá ser ajustado para satisfazer o critério de freqüência de cruzamento de ganho.

Na Fig. 3-13 tem-se a representação assintótica do diagrama de bode de módulo da planta, do compensador e do sistema planta+compensador, sendo que  $w_{cp}$  e  $w_{cpr}$  representam a freqüência de cruzamento por zero da planta e do sistema planta+compensador, respectivamente. Neste diagrama pode-se verificar a locação dos pólos e zeros do compensador conforme os critérios citados anteriormente.

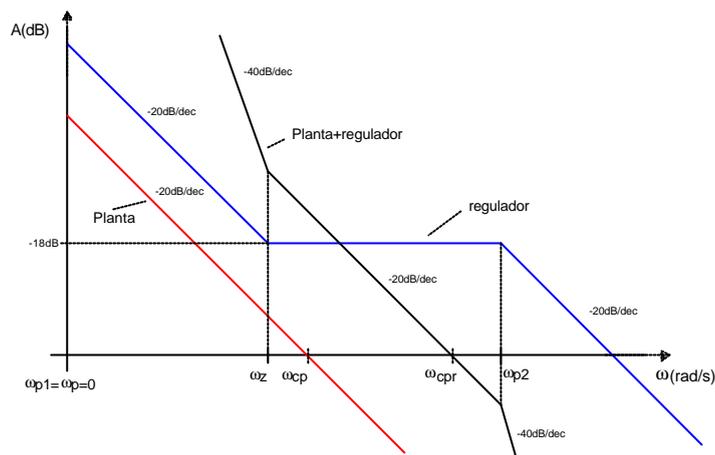


Fig. 3-13 - Diagrama de Bode do módulo da planta, do compensador e do sistema planta+compensador.

### 3.7.2 MALHA DE TENSÃO DE SAÍDA (*FEEDBACK*)

A fim de que se possa controlar a tensão de saída, frente à variação de carga, é necessária a inclusão de um compensador de tensão. Este compensador deverá ser lento, para que não cause problemas de distorção na corrente de entrada. Para cada 1% de amplitude da 2ª harmônica na saída do compensador de tensão, aparecerá na corrente de entrada 0,5% de distorção harmônica [11].

#### Compensador de tensão

O compensador de tensão mais adequado para regular a tensão de saída é o compensador proporcional integral com filtro mostrado na Fig. 3-14, este compensador proporciona erro estático nulo e baixa taxa de distorção harmônica da corrente de entrada [12]. Os resistores  $R_4$  e  $R_5$  formam um divisor resistivo para amostra da tensão de saída.

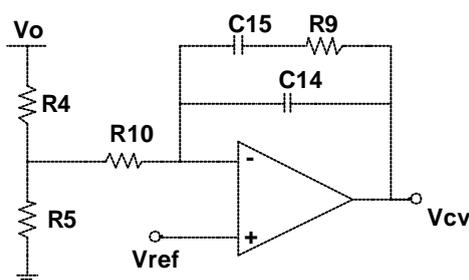


Fig. 3-14 - Compensador de tensão proporcional integral com filtro.

A função de transferência deste compensador, considerando o divisor resistivo, é apresentada em (3.24).

$$R_V(s) = K_V \cdot \frac{(s + w_{zv})}{s \cdot (s + w_{pv})} = \frac{1}{\left[ \left( \frac{R_4 \cdot R_5}{R_4 + R_5} \right) + R_{10} \right] \cdot C_{14}} \cdot \frac{\left( s + \frac{1}{R_9 \cdot C_{15}} \right)}{s \cdot \left( s + \frac{C_{14} + C_{15}}{R_9 \cdot C_{14} \cdot C_{15}} \right)} \quad (3.24)$$

Verifica-se que a função de transferência do compensador de tensão, assim como a do compensador de corrente, possui um zero e dois pólos, situados nas seguintes frequências:

Frequência do zero:

$$w_{zv} = \frac{1}{R_9 \cdot C_{15}} \quad (3.25)$$

Frequência dos pólos:

$$w_{pv1} = 0 \quad (3.26)$$

$$w_{pv2} = \frac{C_{14} + C_{15}}{R_9 \cdot C_{14} \cdot C_{15}} \quad (3.27)$$

A representação assintótica de ganho e fase do compensador é idêntica a do compensador de corrente mostrada na Fig. 3-12. Porém o critério de alocação de zero e pólos é distinto.

**Critério para alocação de zero e pólos:**

- O pólo na origem garante erro estático nulo;
- O zero do compensador deve ser alocado sobre o pólo da planta, cancelando-o;
- Com objetivo de atenuar a ondulação de 120Hz, proporcionando menor amplitude da 2ª harmônica no laço de tensão, o segundo pólo do controlador é posicionado uma década abaixo da frequência de 120Hz  $\left( f_{pv} = \frac{120Hz}{10} = 12Hz \right)$ .
- O ganho do compensador é ajustado para que na frequência da segunda harmônica da corrente de entrada, haja uma atenuação tal que corresponda a uma taxa de distorção harmônica (THD) pré-determinada desta corrente.

### 3.7.3 MALHA DIRETA DE CONTROLE DA TENSÃO DE ENTRADA (*FEEDFORWARD*)

O objetivo desta malha é minimizar os efeitos das variações da tensão de rede na tensão de carga. Este controle tem um caráter antecipativo, tornando independente a variação da tensão de carga da variação da tensão de rede. Assim, a tensão de carga praticamente só sofrerá os efeitos da variação da carga.

A tensão de entrada retificada é atenuada e posteriormente filtrada, informando um valor de tensão CC proporcional ao valor da tensão de entrada. Assim, conforme a variação da tensão de entrada, a corrente de referência será ajustada.

A tensão CC, antes de entrar no bloco multiplicador/divisor (ver Fig. 3-1) é elevada ao quadrado. Isto faz com que o ganho da malha de tensão seja constante.

A existência de ondulação na saída do filtro passa-baixa provoca distorção na corrente de referência e conseqüentemente na corrente de entrada. Para cada 1% de ondulação na saída do filtro, tem-se 1% de amplitude da 3ª harmônica na corrente de entrada [11].

Um filtro passa baixo de dois pólos é o mais indicado para proporcionar uma boa atenuação da ondulação na saída do filtro e uma resposta satisfatória frente a variações da tensão de entrada.

### 3.8 APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO INTEGRADO UC3854

Dentre diversos circuitos integrados existentes no mercado que realizam o controle por valores médios instantâneos, aplicado à correção do fator de potência, destaca-se o UC3854 da Unitrode.

#### 3.8.1 PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DO CIRCUITO INTEGRADO UC3854:

- ✓ Controle PWM *Boost* com fator de potência de 0,99;
- ✓ Distorção harmônica da corrente de linha < 5%;
- ✓ Operação *Full-Range* sem necessidade de chaves auxiliares;
- ✓ Regulação de linha *Feedforward*;
- ✓ Modo de controle por corrente média;
- ✓ Baixa sensibilidade a ruídos;
- ✓ Baixa corrente de funcionamento;
- ✓ *Driver* PWM com frequência fixa;
- ✓ Multiplicador/Divisor analógico com baixo *offset*;
- ✓ *Driver* de *gate* de 1A *Totem-Pole*;
- ✓ Tensão de referência de precisão.

#### 3.8.2 DIAGRAMA EM BLOCOS DO UC3854

O diagrama em blocos das principais funções do UC3854 é apresentado na Fig. 3-15.

Internamente, o circuito integrado contém um amplificador de tensão, um multiplicador/divisor analógico, um amplificador de corrente, um comparador PWM, uma referência estabilizada de 7,5V além de outras funções e dispositivos auxiliares.

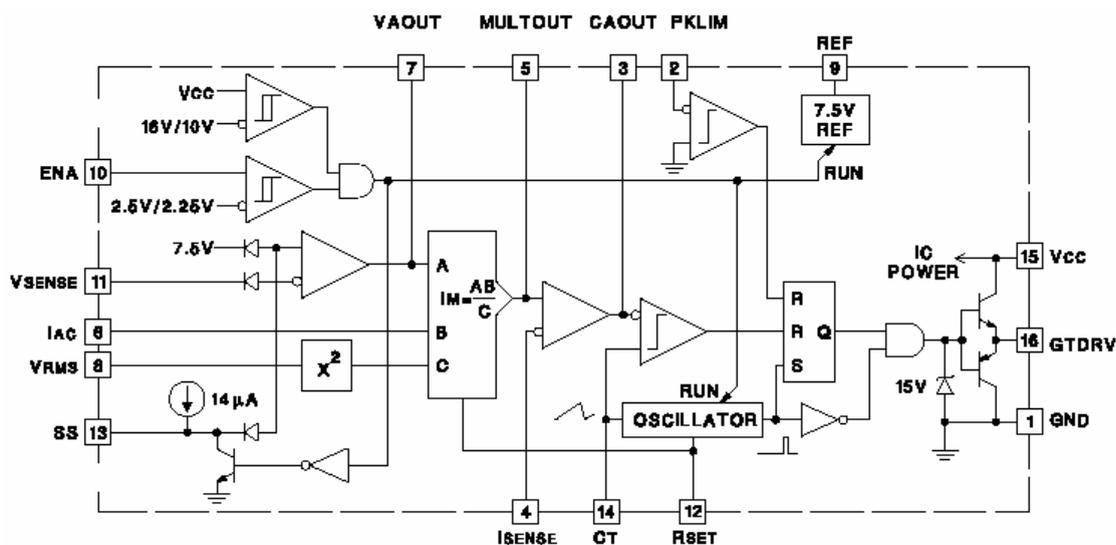


Fig. 3-15 - Diagrama em blocos do UC3854.

### 3.8.3 DESCRIÇÃO DA PINAGEM DO CIRCUITO INTEGRADO UC3854

1. GND - Pino de referência: Todas as tensões envolvidas no circuito de controle e comando são referenciadas a este pino.
2. PKLIMIT – Limitador de corrente: Este pino é responsável pela proteção do circuito de potência contra sobrecorrente. Interno ao CI, este pino é conectado a um circuito lógico que, na presença de uma tensão negativa, o mesmo desabilita os pulsos de comando do interruptor (saída do pino 16).
3. CA OUT – Saída do compensador de corrente: Entre o pino 4 e o pino 3 é colocada a realimentação do regulador de corrente.
4. ISENSE – Entrada inversora do compensador de corrente: Este pino juntamente com o pino 3 são usados para realizar a compensação de corrente.
5. MULT OUT – Saída do multiplicador: Entrada não inversora do compensador de corrente e saída do multiplicador (corrente de referência). Este pino é de alta impedância de entrada e representa a saída do multiplicador. A este pino está conectado um resistor, o qual faz parte do funcionamento do compensador diferencial de avanço e atraso de fase da malha de corrente. Segundo o catálogo do componente, a corrente máxima que pode ser fornecida pelo multiplicador é da ordem de  $600\mu\text{A}$ .
6. IAC – Pino de entrada do multiplicador (Entrada B): Este pino monitora a tensão de entrada instantânea, informando a forma e a frequência da mesma. A entrada deste pino é na forma de corrente, ao contrário dos demais pinos que se dá na forma de tensão. Através deste pino se dá a imposição da forma de onda da corrente que deve ter no indutor *Boost*. Interno ao pino 6 existe uma fonte CC de valor  $V_{\text{pino6}} = 6V$ .
7. VAOUT – Saída do regulador de tensão e entrada A do multiplicador: Este pino será responsável pela variação da amplitude da referência de corrente frente a variações da tensão de carga.
8. VRMS – Pino de entrada da malha direta de controle (feedforward): Neste pino é ligada a saída de um filtro passa-baixa que informa o valor médio da tensão de entrada retificada (proporcional ao valor eficaz).
9. VREF – Tensão de referência: Neste pino há uma tensão de 7,5V, com excelente regulação e limite de corrente de 30mA.
10. ENA – Pino de habilitação: Este pino tem a finalidade de habilitar as seguintes funções do circuito integrado: Saída do circuito PWM, tensão de referência e o oscilador. Se estiver em nível baixo o integrado ficará inativo.
11. VSENSE – Entrada inversora do compensador de tensão: Este é normalmente conectado a malha de realimentação para a saída do conversor *Boost* através de uma malha divisora.
12. RSET – Limitador de corrente de carga do oscilador e do multiplicador: Um resistor  $R_{\text{SET}}$  é conectado deste pino para o terra. Este resistor limita a corrente de carga do oscilador e a máxima saída do multiplicador. A corrente de saída do multiplicador não ultrapassa  $3,75V/R_{\text{SET}}$ .

13. SS – Partida progressiva (Soft-Start): Através de um capacitor ligado deste pino para o terra, determina-se o tempo em que a tensão de referência, partindo de zero, atinge o seu valor nominal; desta forma, a razão cíclica cresce progressivamente.
14. CT – Ajuste da frequência de oscilação: Neste pino é ligado um capacitor que juntamente com o resistor ligado ao pino 12 define a frequência de comutação.

$$f_s = \frac{1,25}{R_{SET} \cdot C_T} \quad (3.28)$$

15. VCC – Tensão de alimentação: Alimentação do circuito integrado. Tensão contínua de 18V a 30V.
16. GT DRV – Sinal de comando do interruptor: Este pino é uma saída *totem pole* para o *gate* do MOSFET. Esta saída é internamente grampeada em 15V.

### 3.9 METODOLOGIA DE PROJETO

Nesta seção será dimensionado o circuito pré-regulador *Boost*, responsável pela conformação da corrente de entrada, garantindo uma corrente de entrada muito próxima a uma senóide, de forma a ter-se um elevado fator de potência. Será dimensionado o circuito de potência, incluindo o *Snubber* e o filtro de entrada, assim como o circuito de comando.

O circuito completo do pré-regulador *Boost*, incluindo o circuito de controle é apresentado na Fig. 3-16.

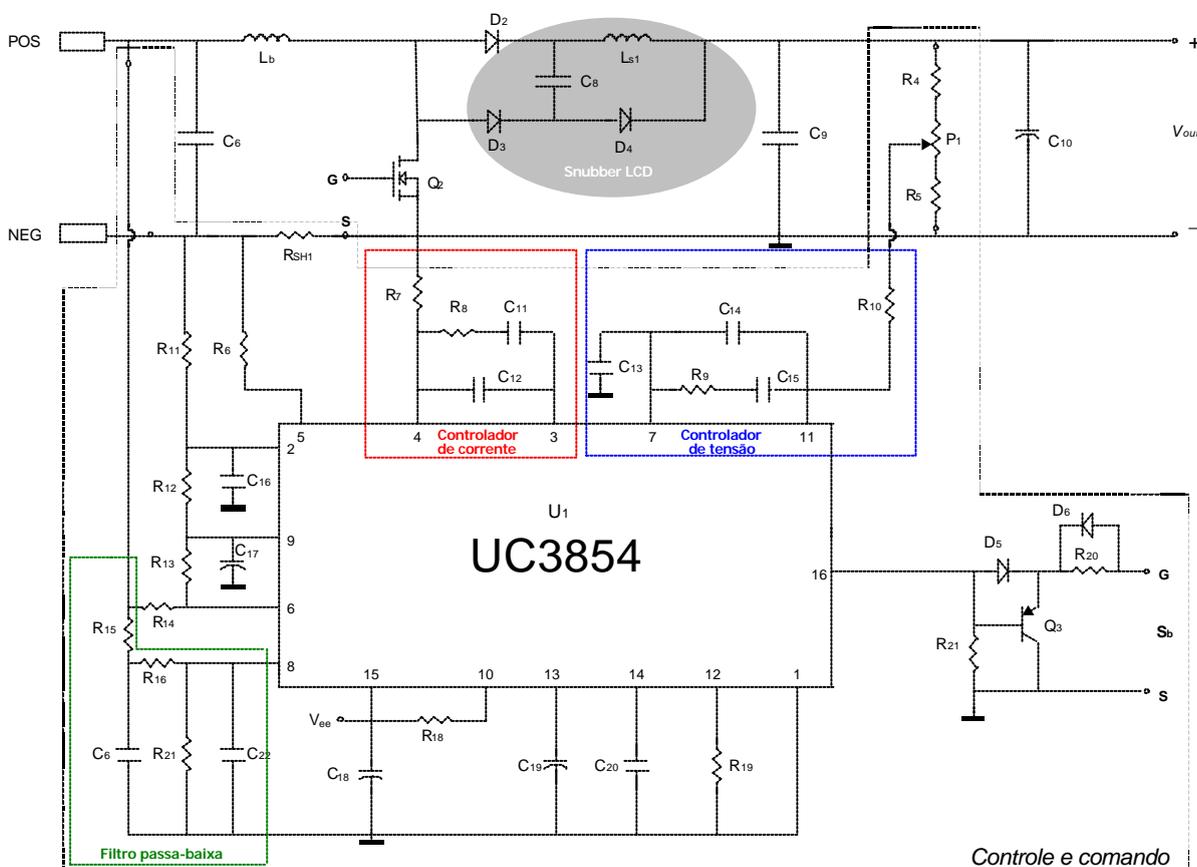


Fig. 3-16 - Circuito completo do pré-regulador *Boost*.

### 3.9.1 PROJETO DO INDUTOR BOOST

#### a) Determinação da indutância *Boost*:

De acordo com a expressão (3.3), considerando a tensão eficaz de entrada igual a 220V (311V de pico) e uma tensão de saída de 400V, calcula-se  $\overline{\Delta I_{in_{max}}} = 0,32$ . Rearranjando a expressão (3.2), obtém-se o valor do indutor *Boost* dado por (3.29).

$$L_b = \frac{0,32 \cdot V_{in_{nom_{pk}}}}{\Delta I_{in} \cdot f_s} \quad (3.29)$$

Recomenda-se uma variação máxima de corrente de aproximadamente 20% da corrente de pico do indutor.

#### b) Dimensionamento físico do indutor *Boost*:

Para dimensionar o indutor *Boost* seguiu-se a metodologia de projeto apresentada no catálogo da MAGNETICS [18], sendo usado um núcleo do tipo toroidal.

##### ✓ Corrente média máxima no indutor *Boost*:

$$I L b_{DC_{max}} = 0,9 \cdot I_{in_{max_{ef}}} \quad (3.30)$$

##### ✓ Energia no indutor:

$$L I^2 = 1000 \cdot L_b \cdot I L b_{DC_{max}}^2 \quad (3.31)$$

##### ✓ Densidade de corrente máxima: $J_{max}$

##### ✓ Densidade de fluxo magnético máxima: $B_{max}$

##### ✓ Fator de enrolamento: $k_w$

##### ✓ Permeabilidade do ar: $m_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$ .

##### ✓ Cálculo do produto de áreas $A_e A_w$ :

$$A_e A_w = \frac{L_b \cdot I_{in_{max_{pk}}} \cdot I_{in_{nom_{ef}}}}{k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 \quad (3.32)$$

#### Núcleo escolhido:

MAGNETICS – Núcleo: Kool-M $\mu$  196Z-77083-A7

- Indutância por espira:  $Al$ ;
- Comprimento efetivo do núcleo:  $le$ ;
- Área magnética do núcleo:  $A_e$
- Área da janela do núcleo:  $A_w$
- Produto de áreas:  $A_e A_w$
- Número de espiras:

$$N = \sqrt{\frac{L_b \cdot 10^6}{Al}} \quad (3.33)$$

- ✓ Campo magnético:

$$H = 0,4 \cdot p \cdot N \cdot \frac{Ilb_{DC_{max}}}{le} \quad (3.34)$$

- ✓ Seção do condutor:

$$S_{Lb} = \frac{I_{in_{max_{ef}}}}{J_{max}} \quad (3.35)$$

### 3.9.2 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE SAÍDA

- a) Capacitância de saída:

$$C_o = \frac{P_o}{4 \cdot p \cdot f_r \cdot V_o \cdot \Delta V_o} \quad (3.36)$$

- b) Tensão máxima no capacitor de saída:

$$V_{Co_{max}} = V_{o_{max}} \quad (3.37)$$

### 3.9.3 DIMENSIONAMENTO DO INTERRUPTOR DE POTÊNCIA

Devido à necessidade de se trabalhar em elevada frequência de comutação para reduzir peso e volume e levando em conta as características elétricas do circuito, optou-se pelo uso de interruptor do tipo MOSFET. A seguir são determinadas as principais especificações para escolha do interruptor principal.

- a) Corrente eficaz máxima no interruptor de potência:

$$IS_{ef_{max}} = \sqrt{I_{in_{max_{ef}}}^2 - \frac{3}{8} \cdot \left( \frac{V_{in_{min_{pk}}} \cdot I_{in_{max_{pk}}}}{V_o} \right)^2} \quad (3.38)$$

Corrente de pico máxima no interruptor de potência:

$$IS_{pk_{max}} = I_{in_{max_{pk}}} \quad (3.39)$$

- b) Tensão máxima sobre o interruptor de potência:

$$VS_{max} = V_{o_{max}} \quad (3.40)$$

- c) Cálculo das perdas por condução no MOSFET:

$$P_{S_{condução}} = R_{DSon} \cdot IS_{ef_{max}}^2 \quad (3.41)$$

- d) Cálculo das perdas por comutação no MOSFET:

Para o cálculo das perdas por comutação será considerada apenas a perda no bloqueio, visto que as perdas na entrada condução, devido ao *Snubber*, são desprezíveis.

A corrente de comutação média é dada por (3.42):

$$I_{com_{med}} = \frac{2}{p} \cdot IS_{pk_{max}} \quad (3.42)$$

Logo:

$$P_{S_{comutação}} = \frac{f_s}{2} \cdot t_f \cdot I_{com_{med}} \cdot VS_{max} \quad (3.43)$$

Perdas totais no MOSFET:

$$P_{S_{total}} = P_{S_{condução}} + P_{S_{comutação}} \quad (3.44)$$

e) Resistência térmica dissipador-ambiente do MOSFET:

Considerações:

- temperatura ambiente:  $T_{amb}$ ;
- temperatura de junção máxima:  $T_{jmax}$ ;
- resistência térmica capsula-dissipador:  $R_{thcd_S}$ .

$$R_{thda_{Sb}} = \frac{T_{jmax} - T_{amb}}{P_{S_{total}}} - (R_{thjc_S} + R_{thcd_S}) \quad (3.45)$$

### 3.9.4 DIMENSIONAMENTO DO DIODO BOOST

a) Corrente média no diodo Boost:

$$I_{Db_{med}} = \frac{P_o}{V_o} \quad (3.46)$$

b) Corrente eficaz no diodo Boost:

$$I_{Db_{ef}} = \sqrt{\frac{3}{8} \cdot \left( \frac{V_{in_{nom_{pk}}} \cdot I_{lin_{max_{pk}}}}{V_o} \right)^2} \quad (3.47)$$

c) Tensão máxima sobre o diodo Boost:

$$V_{Db_{max}} = V_{o_{max}} \quad (3.48)$$

d) Cálculo das perdas por condução no diodo Boost:

$$P_{Db_{condução}} = V_d \cdot I_{Db_{med}} \quad (3.49)$$

e) Cálculo das perdas por comutação no diodo Boost:

$$P_{Db_{comutação}} = \frac{f_s}{2} \cdot t_{rr} \cdot I_{com_{med}} \cdot V_{o_{max}} \quad (3.50)$$

f) Perdas totais no diodo Boost:

$$P_{Db_{total}} = P_{Db_{condução}} + P_{Db_{comutação}} \quad (3.51)$$

g) Resistência térmica dissipador-ambiente do diodo Boost:

Considerações:

- temperatura ambiente:  $T_{amb}$ ;
- temperatura de junção máxima:  $T_{jmax}$ ;
- resistência térmica capsula-dissipador:  $R_{thcd_S}$ .

$$R_{thda_{Db}} = \frac{T_{jmax} - T_{amb}}{P_{Db_{total}}} - (R_{thjc_{Db}} + R_{thcd_{Db}}) \quad (3.52)$$

### 3.9.5 DIMENSIONAMENTO DO *SNUBBER*

Para projeto do circuito *Snubber* seguiu-se as considerações [7] abaixo:

Este *Snubber* deve ser empregado quando a corrente de recuperação do diodo principal for elevada. Deve-se projetá-lo para que sua operação seja ótima em condições críticas de operação.

Através do equacionamento pode-se apenas ter uma idéia da ordem de grandeza dos parâmetros dos componentes, e a partir daí, parte-se para simulações.

Verifica-se a partir do equacionamento e observações práticas que devem ser analisadas algumas condições, as quais são apresentadas a seguir.

- Existe um limite para o valor do capacitor  $C_S$ , pois se este não tiver sido carregado com energia suficiente, não poderá liberar energia para que a corrente no indutor chegue ao patamar da corrente de entrada;
- Deve-se perceber que quanto maior o capacitor  $C_S$ , maior será o esforço de corrente no interruptor principal  $S_b$  e de tensão no diodo *Boost*  $D_b$ ;
- Quanto maior o valor de  $L_S$ , menor será o valor do pico de corrente de recuperação. Mas, quanto maior esta indutância, mais tempo levará até que se transfira toda a energia para o capacitor;
- Quando o pico de corrente de recuperação do diodo for inferior ao patamar de corrente de entrada o *Snubber* não cumprirá todas as suas etapas de funcionamento [7], uma vez que a energia transferida ao capacitor  $C_S$  não será suficiente para levar a corrente do indutor  $L_S$  ao valor da corrente de entrada, por maior que seja este capacitor;
- No projeto de um conversor *Boost* para correção de fator de potência, deve-se ter em mente que a corrente varia senoidalmente com o tempo e, portanto, haverá situações em que o *Snubber* não será efetivo.

a) Determinação da máxima razão cíclica:

$$D_{\max} = 1 - \frac{V_{in_{\min_{pk}}}}{V_o} \quad (3.53)$$

b) Determinação do mínimo intervalo em nível baixo (interruptor em *off*):

$$t_{off_{\min}} = \frac{1 - D_{\max}}{f_s} \quad (3.54)$$

c) Determinação da frequência de ressonância:

Considerando o produto  $\omega_r \cdot t_{off_{\min}} = 270^\circ$  calcula-se o valor da frequência de ressonância.

$$\omega_r = \frac{270^\circ}{t_{off_{\min}}} \quad (3.55)$$

d) Cálculo da indutância do indutor do *Snubber*:

$$L_S = \frac{V_0 \cdot t_{rr}}{I_{in_{\max_{pk}}}} \quad (3.56)$$

e) Cálculo do capacitor do *Snubber*:

$$C_S = \frac{1}{\omega_r^2 \cdot L_S} \quad (3.57)$$

Através de simulações, verifica-se o funcionamento do circuito *snubber*, ajustando o valor de seus componentes conforme considerações anteriormente citadas.

f) Dimensionamento do indutor *Snubber*:

- ✓ Indutância *Snubber*:  $L_S$ ;
- ✓ Corrente de pico máxima (obtido por simulação):  $IL_{S_{\max_{pk}}}$  ;
- ✓ Corrente eficaz máxima (obtido por simulação):  $IL_{S_{\max_{ef}}}$  ;
- ✓ Densidade de corrente máxima:  $J_{\max}$ ;
- ✓ Densidade de fluxo magnético máxima:  $B_{\max}$ ;
- ✓ Fator de enrolamento:  $k_w$ ;
- ✓ Permeabilidade do ar:  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$  .
- ✓ Cálculo do produto de áreas  $AeAw$ :

$$AeAw = \frac{L_S \cdot IL_{S_{\max_{pk}}} \cdot IL_{S_{\max_{ef}}}}{k_w \cdot B_{\max} \cdot J_{\max}} \cdot 10^4 \quad (3.58)$$

✓ Número de espiras:

$$N = \frac{L_S \cdot IL_{S_{\max_{pk}}}}{B_{\max} \cdot Ae} \cdot 10^4 \quad (3.59)$$

✓ Entreferro:

$$lg = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{L_S} \cdot 10^{-2} \quad (3.60)$$

✓ Seção do condutor:

$$S_{L_S} = \frac{IL_{S_{\max_{ef}}}}{J_{\max}} \quad (3.61)$$

✓ Profundidade de penetração a 100°C:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_S}} \quad (3.62)$$

✓ Número de condutores em paralelo:

$$n_{\text{paralelo}} = \frac{S_{L_S}}{S_{\text{fio}}} \quad (3.63)$$

### 3.9.6 DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE ENTRADA

Como o conversor opera no modo de condução contínua, produzindo uma ondulação em alta frequência de baixa amplitude, será aproveitada a indutância parasita da linha (indutância dos transformadores mais cabeamento de transmissão da rede elétrica) como indutor de filtragem. Com isso será usado apenas um pequeno capacitor de filtragem como elemento do circuito.

### 3.9.7 CAPACITORES DE SUPRESSÃO DE RUÍDOS

Os capacitores  $C_6$  e  $C_9$  tem a finalidade de suprimir ruídos existentes no barramento de entrada e de saída do pré-regulador, respectivamente. A determinação destes capacitores é feita de forma empírica.

### 3.9.8 RESISTOR SHUNT

Quanto menor o resistor *shunt*, menores são as perdas e maior o rendimento do conversor. Entretanto, valores muito pequenos de resistência *shunt* podem trazer problemas de ruído e prejudicar o funcionamento do conversor. A potência dissipada no resistor shunt é calculada conforme (3.64).

$$P_{Rsh} = R_{sh} \cdot (I_{in_{f-max}})^2 \quad (3.65)$$

### 3.9.9 PROJETO DOS COMPONENTES EXTERNOS AO CIRCUITO DE CONTROLE (UC3854)

a) Dimensionamento do capacitor  $C_{20}$  e do resistor  $R_{19}$  (frequência PWM):

O resistor  $R_{19}$  acompanhado do capacitor  $C_{20}$  definem a frequência PWM. Adotando-se o valor de  $C_{20}$  e com o valor de frequência especificado, calcula-se  $R_{19}$ , de acordo com a expressão (3.66).

$$R_{19} = \frac{1,25}{C_{20} \cdot f_s} \quad (3.67)$$

b) Dimensionamento dos resistores  $R_6$  e  $R_7$  (corrente máxima de entrada):

Os resistores  $R_6$  e  $R_7$  juntamente com os resistores  $R_{19}$  e  $R_{sh}$  definem a corrente máxima de entrada (valor de pico).

$$R_6 = \frac{R_{sh} \cdot R_{19} \cdot I_{in_{max_{pk}}}}{3,75} \quad (3.68)$$

$$R_7 = R_6 \quad (3.69)$$

c) Dimensionamento dos resistores  $R_{11}$  e  $R_{12}$  (proteção de sobre-corrente):

Os resistores  $R_{11}$  e  $R_{12}$  são responsáveis pela proteção de sobre-corrente no conversor. Eles formam um divisor resistivo entre a tensão gerada pelo sensor resistivo *shunt* (imagem da corrente de entrada) e a tensão de referência. O resultado é comparado de maneira que quando houver excesso de corrente na entrada iniba o sinal de comando para o interruptor  $S_b$ .

Adotando-se o valor de  $R_{12}$  e sabendo-se que  $V_{ref} = 7,5V$ , calcula-se  $R_{11}$  através da expressão (3.70).

$$R_{11} = \frac{R_{12} \cdot I_{proteção} \cdot R_{sh}}{V_{ref}} \quad (3.70)$$

d) Dimensionamento do resistor  $R_{14}$  (sincronismo):

No terminal de sincronismo é mantido internamente um valor CC de 6V. O resistor de sincronismo  $R_{14}$  será definido para uma corrente máxima de 450 $\mu$ A.

$$R_{14} = \frac{V_{in_{max,pk}} + 6V}{450mA} \quad (3.71)$$

e) Dimensionamento do resistor  $R_{13}$ :

É recomendável a utilização de um resistor entre os terminais de sincronismo (pino 6) e tensão de referência (pino 9)  $R_{13}$ , com resistência em torno de 25% do valor da resistência de sincronismo. Este resistor ajusta o nível DC da amostra da tensão de entrada, logo:

$$R_{13} = 0,25 \cdot R_{14} \quad (3.72)$$

f) Dimensionamento do capacitor  $C_{19}$  (*soft-start*):

O capacitor de partida progressiva  $C_{19}$  determina o tempo em que a tensão de referência, partindo de zero, atinge o seu valor nominal. Adotando-se um tempo de partida, calcula-se  $C_{19}$ .

$$C_{19} = \frac{7 \cdot 10^{-6} \cdot t_{partida}}{V_{ref}} \quad (3.73)$$

g) Dimensionamento do resistor  $R_8$  e dos capacitores  $C_{11}$  e  $C_{12}$  (compensador de corrente):

O resistor  $R_8$  e os capacitores  $C_{11}$  e  $C_{12}$ , juntamente com os resistores  $R_6$  e  $R_7$ , formam o compensador da malha de corrente de entrada. Conforme discutido na seção 3.7.1 o compensador adotado é do tipo avanço atraso de fase, que estabelece dois pólos e um zero.

A Fig. 3-17 mostra o circuito de compensação de corrente.

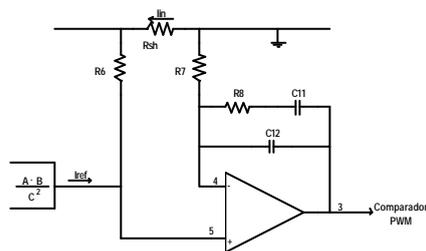


Fig. 3-17 - Compensador de corrente.

Este compensador é projetado conforme os critérios de alocação de pólos e zero citados na seção 3.7.1.

- ✓ Determinação da freqüência do zero:

A freqüência do zero será definida a uma década abaixo da freqüência de cruzamento, que por sua vez deve ser menor que a metade da freqüência de comutação, por segurança adotou-se  $f_c = \frac{f_s}{4}$ , logo a localização do zero é definida pela expressão (3.74).

$$f_z = \frac{f_s}{40} \quad (3.74)$$

- ✓ Determinação da freqüência do pólo:

A freqüência do pólo será definida a uma década acima da freqüência do zero.

$$f_p = 10 \cdot f_z \quad (3.75)$$

- ✓ Determinação do ganho do controlador:

O ganho do controlador deve ser obtido de forma que na freqüência de cruzamento  $f_c$  a função de transferência de laço aberto seja igual a 1 ( $FTLA_i(f_c) = 1$ ).

$$K_i = \frac{1}{\left[ G_i(f_c) \cdot \left[ \frac{1}{j \cdot 2 \cdot p \cdot f_c} \cdot \frac{j \cdot f_c + f_z}{j \cdot f_c + f_p} \right] \right]} \quad (3.76)$$

- ✓ Dimensionamento do capacitor  $C_{12}$ :

$$C_{12} = \frac{1}{K_i \cdot R_7} \quad (3.77)$$

- ✓ Dimensionamento do capacitor  $C_{11}$ :

Das expressões (3.21) e (3.23) obtém-se a expressão (3.78) que define o valor do capacitor  $C_{11}$ .

$$C_{11} = \frac{f_p}{f_z} \cdot C_{12} - C_{12} \quad (3.78)$$

- ✓ Dimensionamento do resistor  $R_8$ :

$$R_8 = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_z \cdot C_{11}} \quad (3.79)$$

Com os valores dos componentes calculados, traça-se o digrama de bode da função de transferência em laço aberto e verifica-se a margem de fase do sistema. O sistema deve ter uma margem de fase de aproximadamente 35° de forma a garantir a estabilidade.

- h) Dimensionamento dos resistores  $R_4$ ,  $R_5$ ,  $R_9$  e  $R_{10}$  e dos capacitores  $C_{14}$  e  $C_{15}$  (compensador de tensão):

A fim de controlar a tensão de saída, é necessária a inclusão de um regulador de tensão. Este regulador deve ser lento, de forma a não causar problemas de distorção na corrente de entrada.

Conforme discutido na seção 3.7.2, o compensador de tensão mais adequado para regular a tensão de saída é o compensador proporcional integral com filtro mostrado na Fig. 3-18.

Este compensador proporciona erro estático nulo e baixa taxa de distorção harmônica da corrente de entrada.

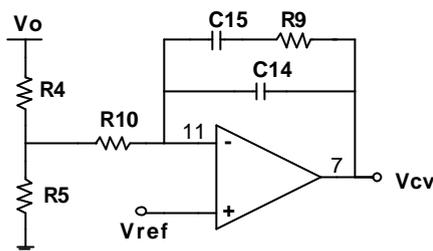


Fig. 3-18 - Compensador de tensão proporcional integral com filtro.

Este compensador é projetado conforme os critérios de alocação de pólos e zero citados na seção 3.7.2.

- ✓ Dimensionamento do capacitor  $C_{15}$  e do resistor  $R_9$ :

O zero do compensador deve ser posicionado na frequência do pólo da planta. Igualando-se a frequência do zero do compensador à frequência do zero da planta e discriminando  $R_9$ , obtém-se a expressão (3.80).

$$R_9 = \frac{(R_{se} + R_o) \cdot C_o}{C_{15}} \quad (3.80)$$

Através da expressão (3.80), adotando-se um valor para  $C_{15}$ , calcula-se  $R_9$ .

- ✓ Dimensionamento do capacitor  $C_{14}$ :

Com o objetivo de atenuar a ondulação de 120Hz, proporcionando menor amplitude de 2ª harmônica no laço de tensão, o segundo pólo do controlador é posicionado uma década abaixo da frequência de 120Hz, sendo assim tem-se que:

$$C_{14} = \frac{C_{15}}{2 \cdot p \cdot 12 \cdot R_9 \cdot C_{15} - 1} \quad (3.81)$$

- ✓ Dimensionamento dos resistores  $R_4$ ,  $R_5$  e  $P_1$ :

Os resistores  $R_4$  e  $R_5$  formam um divisor resistivo que fornece uma amostra da tensão de saída para a entrada do controlador de tensão. Sabendo-se o valor da tensão de saída  $V_o$  e da tensão de referência do compensador  $V_{ref}$ , e adotando-se um valor para  $R_4$ , calcula-se  $R_5$  através da expressão (3.82).

$$R_5 = R_4 \cdot \frac{V_{ref}}{V_o - V_{ref}} \quad (3.82)$$

O valor do resistor  $R_5$  deve ser composto a um resistor ajustável  $P_1$  (*trimpot*) de forma a possibilitar o ajuste preciso da tensão de saída.

- ✓ Dimensionamento do resistor  $R_{10}$ :

O resistor  $R_{10}$  é calculado de forma que o ganho do compensador para a frequência de 120Hz (2ª harmônica) tenha uma atenuação que proporcione uma THD da corrente de entrada de 2%. Sendo assim segue-se os passos abaixo [10]:

Calcula-se a ondulação de 120Hz da saída que existe na entrada do compensador.

$$\Delta V_{oCv} = \frac{\Delta V_o \cdot V_{ref}}{V_o} \quad (3.83)$$

Considerando-se uma THD da corrente de entrada de 2%, determina-se o ganho do compensador de tensão na segunda harmônica da frequência da rede pela expressão (3.84), onde  $V_a = 4V$ .

$$R_v(120) = \frac{V_a \cdot \frac{THD}{2 \cdot 100}}{\Delta V_{oCv}} \quad (3.84)$$

Adotando o ganho calculado pela expressão (3.84) na função de transferência do controlador (3.24) na frequência de 120Hz e isolando-se  $R_3$ , obtém-se a expressão (3.85), que fornece o valor deste resistor.

$$R_{10} = \frac{1}{R_v(120) \cdot C_{14}} \cdot \left| \frac{\left( 2j \cdot p \cdot 120 + \frac{1}{R_9 \cdot C_{15}} \right)}{2j \cdot p \cdot 120 \cdot \left( 2j \cdot p \cdot 120 + \frac{C_{14} + C_{15}}{R_9 \cdot C_1 \cdot C_{14}} \right)} \right| - \left( \frac{R_4 \cdot R_5}{R_4 + R_5} \right) \quad (3.85)$$

Com os valores dos componentes calculados, traça-se o digrama de bode da função de transferência em laço aberto e verifica-se a margem de fase do sistema. O sistema deve ter uma margem de fase de aproximadamente 35° de forma a garantir a estabilidade.

- i) Dimensionamento dos resistores  $R_{15}$ ,  $R_{16}$ ,  $R_{17}$  e dos capacitores  $C_{21}$  e  $C_{22}$  (malha de tensão *feedforward*):

Os componentes  $R_{15}$ ,  $R_{16}$ ,  $R_{17}$ ,  $C_{21}$  e  $C_{22}$  formam um filtro atenuador com dois pólos em 12Hz que informará ao circuito integrado um valor CC proporcional ao valor da tensão eficaz da rede. Conforme folha de dados do fabricante do UC3854, a tensão no pino 8 ( $V_{ff}$ ) deve ficar entre o valor mínimo de 1,4V e máximo de 4,5V para operação normal do circuito multiplicador. Portanto, os resistores  $R_{15}$ ,  $R_{16}$ ,  $R_{17}$  devem satisfazer tal condição para a faixa de variação da tensão de entrada. Os valores dos resistores são fornecidos pelo fabricante para uma variação da tensão de entrada de 85V<sub>RMS</sub> à 264V<sub>RMS</sub>.

- ✓  $R_{15} = 1M\Omega$ ;
- ✓  $R_{16} = 82k\Omega$ ;
- ✓  $R_{17} = 22k\Omega$ .

Os limites de tensão no pino 8 do integrado podem ser verificados através das expressões (3.86) e (3.87).

$$V_{ffmin} = \frac{0,9 \cdot V_{inmin} \cdot R_{17}}{R_{15} + R_{16} + R_{17}} \quad (3.86)$$

$$V_{ff\max} = \frac{0,9 \cdot V_{in\max} \cdot R_{17}}{R_{15} + R_{16} + R_{17}} \quad (3.87)$$

Os pólos do filtro de segunda ordem devem ser posicionados uma década abaixo da frequência de 120Hz de entrada ( $f_c=12\text{Hz}$ ). Sendo assim, calcula-se os capacitores  $C_{21}$  e  $C_{22}$  conforme equações (3.88) e (3.89).

$$C_{21} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_c \cdot R_{16}} \quad (3.88)$$

$$C_{22} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_c \cdot R_{17}} \quad (3.89)$$

j) Dimensionamento do circuito de *driver* do comando de *gate* do MOSFET ( $R_{20}$ ,  $R_{21}$ ,  $D_5$ ,  $D_6$  e  $Q_3$ ).

Os componentes  $R_{20}$ ,  $R_{21}$ ,  $D_5$ ,  $D_6$  e  $Q_3$  formam o circuito de *driver* para comando do *gate* do MOSFET.

O resistor  $R_{20}$  tem a função de limitar a corrente de *gate* do MOSFET na entrada em condução enquanto que o diodo  $D_6$  faz com que o bloqueio do MOSFET seja mais rápido, “*baipassando*” o resistor  $R_{20}$  e descarregando a capacitância interna do MOSFET através do transistor  $Q_3$ .

O transistor  $Q_3$  é do tipo PNP e é dimensionado para suportar o pico de corrente de descarga da capacitância interna de *gate* do MOSFET durante o bloqueio do mesmo.

### 3.10 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi realizado o estudo do conversor para o estágio de entrada.

Através de estudos realizados na literatura a respeito do conversor de entrada para aplicações em fontes de telecomunicações, chegou-se a conclusão que o conversor que melhor atende às especificações exigidas é o conversor *Boost* operando em condução contínua e controlado por valores médios instantâneos de corrente.

Com o objetivo de aumentar o rendimento do conversor, optou-se pelo uso de um *Snubber* não-dissipativo na entrada em condução do interruptor, este *Snubber* se destaca entre os demais por ser um circuito simples e apresentar um bom desempenho com poucos componentes.

Foram analisados os circuitos de potência e de controle, sendo feito um estudo do melhor controlador a ser usado nesta aplicação. Chegou-se a conclusão do uso dos seguintes controladores para as malhas de controle:

- Controlador avanço-atraso de fase para a malha de corrente;
- Controlador proporcional integral com filtro para a malha de tensão.

Também neste capítulo foi apresentada a metodologia de projeto para o estágio pré-regulador de entrada, sendo dimensionados todos os elementos que compõem o circuito de potência e controle.

Ao final deste capítulo tem-se as informações necessárias para a realização do projeto do estágio de entrada pré-regulador.

# CAPÍTULO IV

## ESTUDO DO ESTÁGIO DE SAÍDA CC-CC

### CONVERSOR FB-ZVS-PWM-PS

#### 4.1 INTRODUÇÃO

O estágio de saída CC-CC tem a função de adaptação da tensão de saída com regulação da mesma, isolamento e redução dos níveis de ondulação da tensão de saída.

Os conversores CC-CC aplicados a sistemas de telecomunicações, devem atender a rígidas normas de compatibilidade eletromagnética e de segurança [2, 4]. Para atender estas normas o conversor deve possuir técnicas de comutação suave que reduzem as perdas por comutação e a taxa de variação da tensão sobre os interruptores durante o intervalo de comutação ( $dv/dt$ ). Desta forma, tem-se o aumento do rendimento e a redução das taxas de interferência eletromagnética (EMI) [19].

O conversor que melhor se aplica como segundo estágio da UR é o conversor CC-CC em ponte completa, com comutação suave sob tensão nula, modulação por largura de pulso, controle do fluxo de potência por deslocamento de fase e saída em corrente (*FB-ZVS-PWMPS - Full Bridge, Zero Voltage Switching, Pulse Width Modulated, Phase Shifted*) [7].

A Fig. 4-1 apresenta o circuito de potência do conversor *FB-ZVS-PWMPS* com grameamento da tensão sobre os diodos de saída.

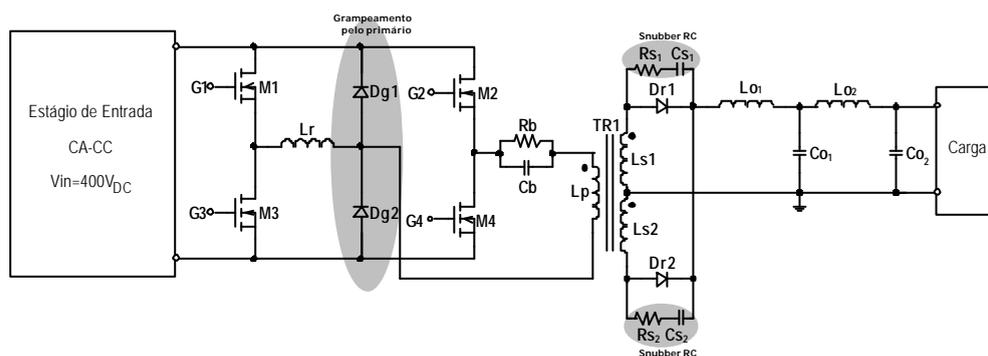


Fig. 4-1 - CIRCUITO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR FB-ZVS-PWM-PS

Neste capítulo será realizada uma breve análise dos conversores: *Forward* com grameamento ativo, modulação por largura de pulso e comutação sob tensão nula (*Forward ZVS-PWM*) [10, 20], *Meia Ponte* com comando assimétrico, modulação por largura de pulso e comutação sob tensão nula (*HB-ZVS-PWM*) [20, 23, 25] e *Três Níveis* com ponto neutro grameado, modulação por largura de pulso, comutação sob tensão nula e com saída em fonte de corrente (*TL-ZVS-PWM-NPC*) [19, 20, 21, 22], com a finalidade de comparar as características

destes conversores com o conversor *FB-ZVS-PWM-PS* [7,20,24] e justificar a escolha deste como estágio de saída da UR.

Também será realizado o estudo do conversor *FB-ZVS-PWM-PS*, apresentando suas principais características, princípio de funcionamento, etapas de funcionamento, característica de saída, função de transferência e metodologia de projeto do estágio de potência.

## 4.2 ESCOLHA DA TOPOLOGIA PARA O ESTÁGIO DE SAÍDA CC-CC

Com o objetivo de justificar a escolha do conversor *FB-ZVS-PWM-PS* como estágio de saída da UR. Será realizada uma breve análise das características de conversores encontrados na literatura [10,19,20,21,22,23,24,25] que atendem às exigências para aplicações em telecomunicações. Também será feita uma análise comparativa entre estes e o conversor *FB-ZVS-PWM-PS*, apresentando os principais aspectos que levaram a escolha do conversor *FB-ZVS-PWM-PS* como estágio de saída. Os conversores analisados são:

- *Forward* com grampeamento ativo (*Forward ZVS-PWM*);
- Meia Ponte com comando assimétrico (*HB-ZVS-PWM*);
- Três Níveis com ponto neutro grampeado (*TL-ZVS-PWM-NPC*).

Os circuitos de potência destes conversores são apresentados nas Fig. 4-2, Fig. 4-4 e Fig. 4-5. Na Fig. 4-3 é apresentado o circuito de potência do conversor *FB-ZVS-PWM-PS*.

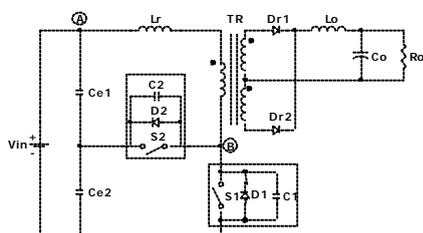


Fig. 4-2 - Conversor *Forward ZVS-PWM*.

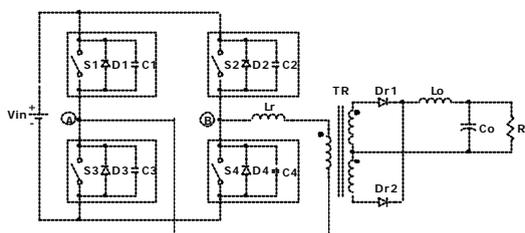


Fig. 4-3 - Conversor *FB-ZVS-PWM-PS*.

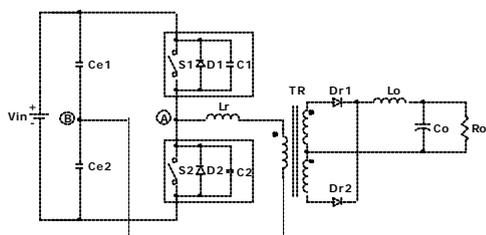


Fig. 4-4 - Conversor *HB-ZVS-PWM*.

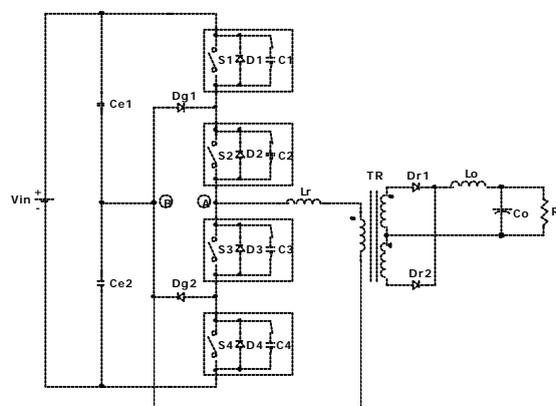


Fig. 4-5 - Conversor *TL-ZVS-PWM-NPC*.

Estas topologias possuem as seguintes características em comum:

- Entrada em fonte de tensão e saída em fonte de corrente;
- Utilizam um retificador de onda completa com ponto médio como estrutura de saída;
- Isolação galvânica entre entrada e saída;
- Utilizam um indutor ressonante para realizar a comutação suave sob tensão nula (*ZVS – Zero Voltage Switching*);
- Utilizam as não idealidades dos circuitos (indutância de dispersão do transformador, capacitâncias *dreno-source* dos interruptores) para melhorar a comutação dos interruptores de potência;
- Possuem comutação suave do tipo *ZVS*, o que permite trabalhar com elevadas frequências de chaveamento;
- Perda de razão cíclica devido à queda de tensão no indutor ressonante;
- Maiores perdas por condução devido à circulação de corrente reativa causada pela introdução do indutor ressonante;
- Operação com frequência fixa;
- Elevado rendimento.

#### 4.2.1 CONVERSOR *FORWARD* COM GRAMPEAMENTO ATIVO (*FORWARD ZVS-PWM*)

A Fig. 4-6 apresenta o conversor *Forward* com grampeamento ativo, modulação por largura de pulso e comutação sob tensão nula [10, 20]. Utilizando-se um interruptor auxiliar ( $S_2$ ), responsável pelo grampeamento ativo, obtém-se comutação suave de ambos os interruptores (interruptor principal  $S_1$  e interruptor auxiliar  $S_2$ ). A indutância  $L_r$  somada à indutância de dispersão do transformador e os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  são responsáveis pelo intervalo ressonante que permite a comutação suave dos interruptores. Este intervalo deve ser suficientemente grande para garantir a carga e descarga dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ .

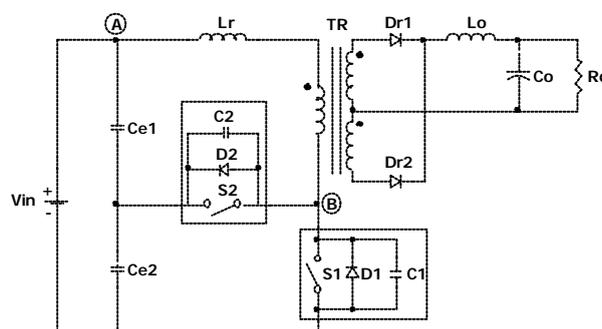


Fig. 4-6 - Conversor *Forward* com grampeamento ativo.

### Principais formas de onda:

A Fig. 4-7 mostra as principais formas de onda referentes ao conversor *Forward* com grameamento ativo.

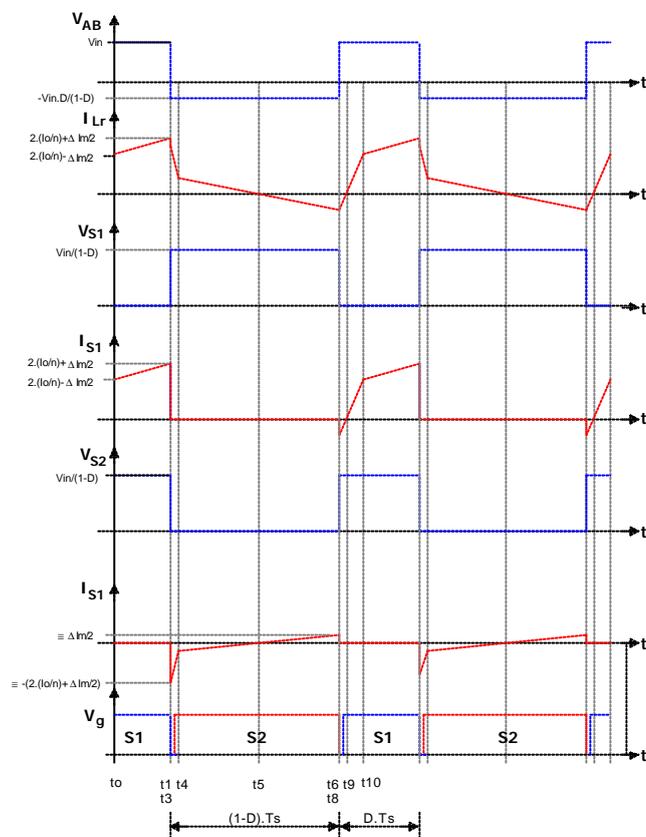


Fig. 4-7 - Principais formas de onda do conversor *Forward* com grameamento ativo.

### Característica de saída:

A relação de transformação do transformador é dada pela expressão (4.1).

$$n_{forward} = \frac{V_{in}}{V_o} \cdot (2 \cdot D - \Delta D) \quad (4.1)$$

Onde  $\Delta D$  representa a perda de razão cíclica devido à derivada finita da corrente no indutor  $L_r$ . A expressão (4.2) define  $\Delta D$ .

$$\Delta D = \frac{4 \cdot I_o \cdot L_r \cdot f_s}{n_{forward} \cdot V_{in}} \quad (4.2)$$

Da expressão (4.1) obtém-se o ganho estático, conforme apresentado na equação (4.3) e representado graficamente na Fig. 4-8.

$$q = \frac{n_{forward} \cdot V_o}{V_{in}} = 2D - \Delta D \quad (4.3)$$

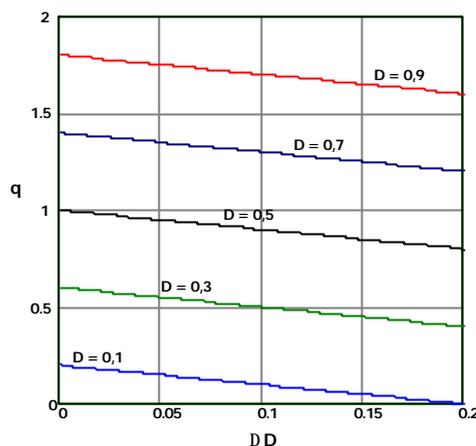


Fig. 4-8 - Característica de saída do conversor Forward.

### Considerações a respeito do conversor *Forward ZVS-PWM* e comparação com o conversor *FB-ZVS-PWM-PS*:

Verifica-se que a tensão sobre os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  é sempre maior ou igual a tensão do barramento CC ( $V_{in}$ ), obedecendo a relação  $V_{in}/(1-D)$ , limitando a máxima razão cíclica de operação. Normalmente adota-se uma razão cíclica máxima de 0,5, o que estabelece uma tensão máxima sobre os interruptores de  $2 \cdot V_{in}$ . Considerando a tensão de barramento de 400V, tem-se sobre os interruptores uma tensão máxima de 800V. Para este nível de tensão são utilizados interruptores do tipo IGBT. Os interruptores IGBTs possuem uma freqüência de operação muito menor que os interruptores MOSFETs, além de possuírem maiores perdas durante o bloqueio, devido a corrente de cauda. Portanto, já se tem uma limitação quanto ao uso do conversor *Forward ZVS-PWM* para aplicações em UR para telecomunicações, pois com a redução da freqüência de operação aumenta-se volume e peso dos elementos armazenadores de energia.

A elevada tensão sobre os interruptores também contribui para o aumento dos níveis de interferência eletromagnética.

Um outro fator que restringe o uso desta topologia em aplicações para telecomunicações é o efeito do grampeamento na resposta dinâmica do conversor [10]. A indutância magnetizante, em conjunto com o valor do capacitor de grampeamento, irá definir a freqüência com que o transformador poderá ser desmagnetizado. Em conseqüência, a velocidade da malha de controle a ser utilizada estará fortemente relacionada com este efeito.

A presença de corrente média circulando pelo indutor ressonante e pelo transformador podem causar problemas de saturação.

O capacitor  $C_{e2}$  deve suportar a tensão máxima sobre o interruptor.

Contudo, verifica-se que quando comparado com o conversor *FB-ZVS-PWM-PS* o conversor *Forward ZVS-PWM* apresenta as seguintes desvantagens:

- Maior tensão sobre os interruptores;
- Maior nível de interferência eletromagnética;

- Necessidade de uso de interruptores de alta tensão, reduzindo a frequência de operação e aumentando as perdas no bloqueio;
- Resposta dinâmica mais lenta;
- Circulação de corrente média no indutor ressonante e no transformador;
- Uso de dois capacitores de entrada com elevado valor de tensão.

Possui como vantagem a utilização de apenas dois interruptores comandados, enquanto que no *FB-ZVS-PWM-PS* são quatro. Apesar disto, devido ao uso de interruptores de maior tensão, que no caso do uso de MOSFETs implica em maior resistência de condução e no uso de IGBTs em maiores perdas no bloqueio. Ainda, devido à corrente no primário deste conversor ser maior que no conversor *FB-ZVS-PWM-PS*, dependendo do interruptor usado, o rendimento pode ser menor que o rendimento do *FB-ZVS-PWM-PS*.

#### 4.2.2 CONVERSOR MEIA PONTE COM COMANDO ASSIMÉTRICO (*HB-ZVS-PWM*)

O conversor meia ponte com comando assimétrico, modulação por largura de pulso e comutação sob tensão nula (*HB-ZVS-PWM*) é apresentado na Fig. 4-9.

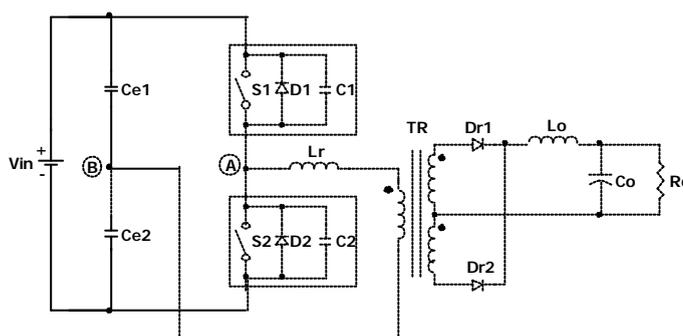


Fig. 4-9 - Conversor *HB-ZVS-PWM*.

A indutância  $L_r$  somada à indutância de dispersão do transformador e os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  são responsáveis pelo intervalo ressonante que permite a comutação suave dos interruptores. Este intervalo deve ser suficientemente grande para garantir a carga e descarga dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ .

O comando assimétrico, que consiste na habilitação dos interruptores durante tempos complementares em um período de comutação, possibilita manter os intervalos de condução independentemente da razão cíclica. Desta maneira, à exceção dos pequenos intervalos de tempo destinados às comutações, sempre um interruptor se encontra ativo. Garante-se, desta maneira, a comutação ZVS [20].

O funcionamento assimétrico do conversor em questão, causa a circulação de uma corrente média não nula no indutor e no transformador, assim como no caso do conversor *Forward ZVS-PWM*, sendo que esta corrente pode causar problemas de saturação do transformador.

Devido ao comando assimétrico os capacitores  $C_{e1}$  e  $C_{e2}$  apresentam valores médios de tensão diferentes. Variando-se a relação entre  $C_{e1}$  e  $C_{e2}$ , estes capacitores absorvem em maior

ou menor grau a assimetria de corrente. Sendo que há uma relação  $C_{e1}/C_{e2}$  que permite à fonte fornecer correntes médias iguais durante as duas etapas de transferência de potência. Isto é importante para diminuir a interferência eletromagnética e radioelétrica, bem como minimizar a corrente eficaz que circula através dos capacitores da fonte.

### Principais formas de onda:

A Fig. 4-10 mostra as principais formas de onda referentes ao conversor *HB-ZVS-PWM*.

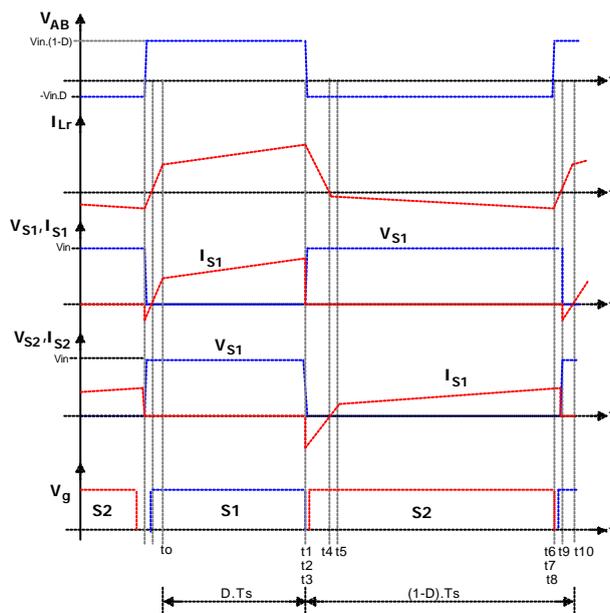


Fig. 4-10 – Principais formas de onda do conversor *HB-ZVS-PWM*.

### Característica de saída:

A relação de transformação do transformador é dada pela expressão (4.4).

$$n_{HB} = \frac{V_{in}}{V_o} \cdot [2 \cdot D \cdot (1-D) - \Delta D] \quad (4.4)$$

Onde  $\Delta D$  representa a perda de razão cíclica devido à derivada finita da corrente no indutor  $L_r$ . A expressão (4.5) define  $\Delta D$ .

$$\Delta D = \frac{4 \cdot I_o \cdot L_r \cdot f_s}{n_{HB} \cdot V_{in}} \quad (4.5)$$

Da expressão (4.4) obtém-se o ganho estático, conforme apresentado na equação (4.6) e representado graficamente na Fig. 4-11.

$$q = \frac{n_{HB} \cdot V_o}{V_{in}} = 2 \cdot D \cdot (1-D) - \Delta D \quad (4.6)$$

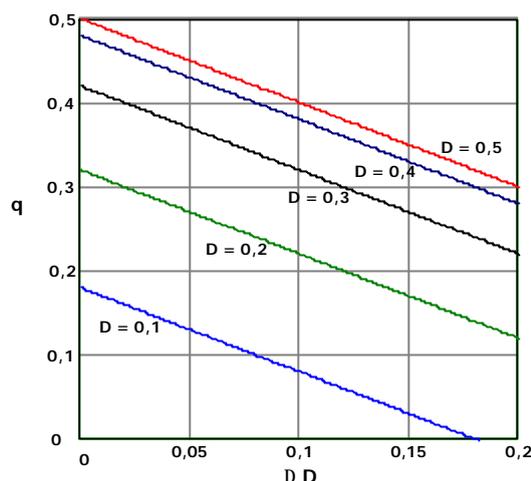


Fig. 4-11 – Característica de saída do conversor *HB-ZVS-PWM*.

#### Considerações a respeito do conversor *HB-ZVS-PWM* e comparação com o conversor *FB-ZVS-PWM-PS*:

Embora o conversor *HB-ZVS-PWM* possua apenas dois interruptores comandados, a corrente no circuito primário deste conversor é o dobro da corrente do conversor *FB-ZVS-PWM-PS* e com isso tem-se maiores perdas tanto nos interruptores quanto nos circuitos magnéticos, resultando em um rendimento total desta estrutura menor que o do conversor *FB-ZVS-PWM-PS*.

A utilização do comando assimétrico promove a existência de uma corrente média circulando pelo indutor ressonante e pelo transformador, podendo provocar problemas de saturação. Além disto causa o desequilíbrio de tensão e corrente nos capacitores de entrada, contribuindo para o aumento dos níveis de interferência eletromagnética.

#### 4.2.3 CONVERSOR TRÊS NÍVEIS COM GRAMPEAMENTO DO PONTO NEUTRO (*TL-ZVS-PWM-NPC*)

O conversor *TL-ZVS-PWM-NPC* apresenta como principal característica a redução da tensão sobre os interruptores principais, reduzindo os níveis de interferência eletromagnética. A tensão máxima sobre os interruptores fica limitada à metade da tensão de barramento. Desta forma, por exemplo, para uma tensão de barramento de 800V é possível operar com interruptores MOSFETs de 500V.

O conversor *TL-ZVS-PWM-NPC* é apresentado na Fig. 4-12. O braço do inversor é formado pelos interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ , pelos diodos em antiparalelo  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$  e pelos capacitores  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$ . A indutância ressonante  $L_r$  e a indutância de dispersão do transformador  $T_r$ , juntamente com os capacitores  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$ , são responsáveis pelo intervalo ressonante que promove a comutação sob tensão nula dos interruptores. Os diodos  $Dg_1$  e  $Dg_2$  grampeiam a tensão sobre os interruptores na metade do valor da tensão de barramento ( $V_{in}/2$ ).

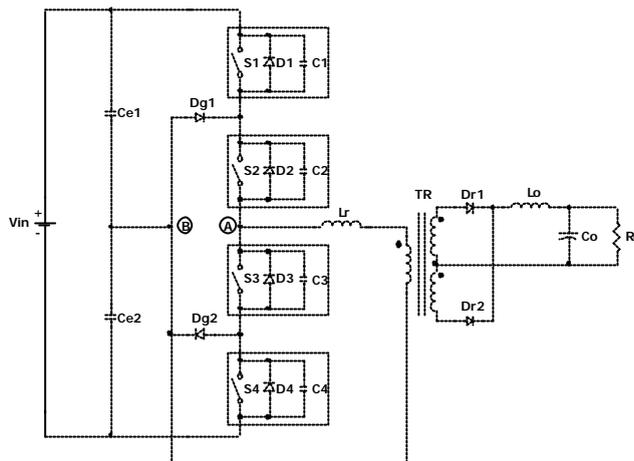


Fig. 4-12 - Conversor TL-ZCS-PWM-NPC.

### Principais formas de onda:

A Fig. 4-13 mostra as principais formas de onda referentes ao conversor TL-ZVS-PWM-NPC.

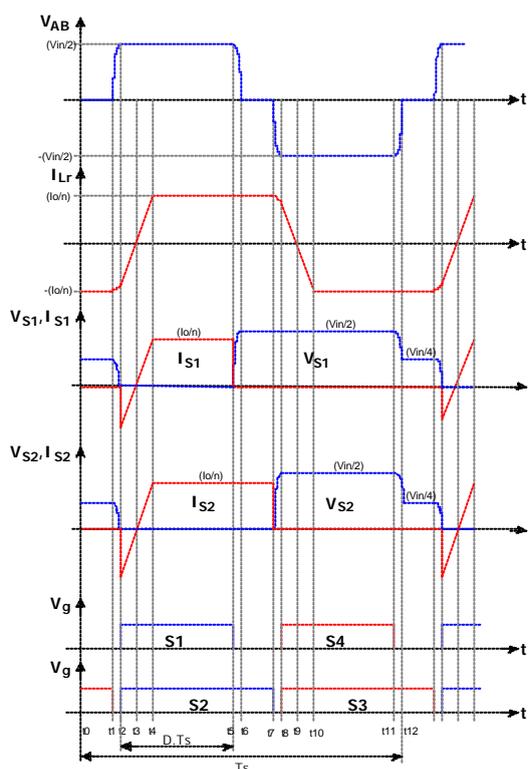


Fig. 4-13 – Principais formas de onda do conversor TL-ZVS-PWM-NPC.

### Característica de saída:

A relação de transformação do transformador é dada pela expressão (4.7).

$$n_{TL} = \frac{V_{in}}{2 \cdot V_o} \cdot (D - \Delta D) \quad (4.7)$$

Onde  $\Delta D$  representa a perda de razão cíclica devido à derivada finita da corrente no indutor  $L_r$ . A expressão (4.8) define  $\Delta D$ .

$$\Delta D = \frac{4 \cdot I_o \cdot L_r \cdot f_s}{n_{TL} \cdot V_{in}/2} \quad (4.8)$$

Da expressão (4.7) obtém-se o ganho estático, conforme apresentado na equação (4.9) e representado graficamente na Fig. 4-14.

$$q = \frac{n_{TL} \cdot V_o}{V_{in}/2} = D - \Delta D \quad (4.9)$$

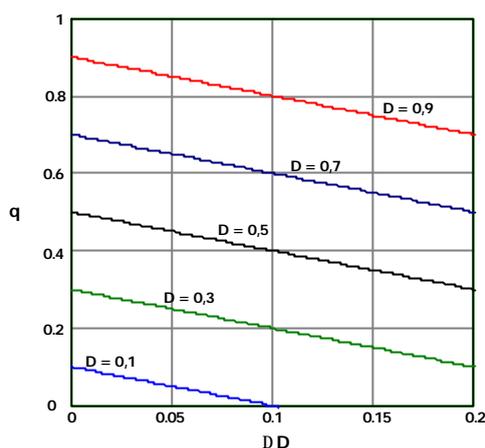


Fig. 4-14 - Característica de saída do conversor *TL-ZVS-PWM-NPC*.

#### Considerações a respeito do conversor *TL-ZVS-PWM-NPC* e comparação com o conversor *FB-ZVS-PWM-PS*:

O conversor *TL-ZVS-PWM-NPC* opera do mesmo modo que o conversor *FB-ZVS-PWM-PS* do ponto de vista das comutações, possuindo a característica de saída e o controle da potência transferida semelhantes. Porém tem a vantagem de que a máxima tensão sobre os interruptores fica limitada à metade do valor da tensão de entrada ( $V_{in}/2$ ).

Outra característica importante do conversor *TL-ZVS-PWM-NPC* é com respeito ao nível de interferência eletromagnética, que devido à tensão sobre o interruptor ser menor, conseqüentemente têm-se menores derivadas de tensão ( $dv/dt$ ), reduzindo os níveis de interferência eletromagnética.

Considerando a aplicação com tensão de barramento de até 500V, o conversor *FB-ZVS-PWM-PS* apresenta um rendimento maior que o *TL-ZVS-PWM-NPC*, pois a tecnologia de interruptores para tensões de 500V e 600V, devido à grande demanda por interruptores nesta faixa de tensão, evoluiu muito mais que os interruptores para tensão de 300V. Com relação a corrente no circuito primário do conversor *TL-ZVS-PWM-NPC*, esta é o dobro da corrente do conversor *FB-ZVS-PWM*, proporcionando uma maior perda nos interruptores, mesmo quando forem usados interruptores com tensão de 300V. Além disso, as perdas no transformador e no indutor ressonante também são maiores, já que as perdas nestes elementos são diretamente proporcionais a corrente.

O uso do conversor *TL-ZVS-PWM-NPC* torna-se realmente vantajoso em aplicações onde a tensão de barramento é maior que 500V. Para tensões de barramento menores que 500V, o conversor *FB-ZVS-PWM-PS* é considerado como a melhor alternativa.

Sobretudo, o conversor *FB-ZVS-PWM-PS* é o mais difundido na indústria, possuindo circuitos integrados dedicados ao seu comando.

### 4.3 ANÁLISE DO CONVERSOR FB-ZVS-PWM-PS

Conforme análise apresentada na seção anterior, verifica-se que o conversor *FB-ZVS-PWM-PS* apresenta as melhores características para ser aplicado como estágio de saída da Unidade Retificadora com aplicações em telecomunicações.

A Fig. 4-15 apresenta o circuito de potência deste conversor.

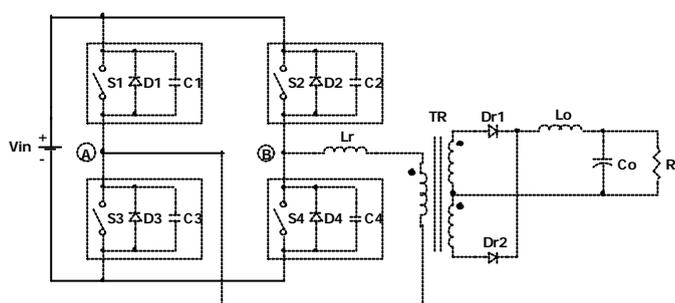


Fig. 4-15 - Conversor *FB-ZVS-PWM-PS*.

Nesta seção será realizado o estudo do circuito de potência deste conversor.

#### 4.3.1 PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS

As principais características do conversor *FB-ZVS-PWM-PS* são:

- Baixos níveis de interferência eletromagnética e rádio frequência;
- Perdas por comutação desprezíveis, devido à comutação *ZVS*;
- Perdas por condução reduzidas, devido à característica de saída em corrente;
- Excelente rendimento;
- Tensão máxima sobre os interruptores igual à tensão de entrada;
- Relação linear entre tensão de saída e razão cíclica, o que facilita o controle;
- Aproveitamento dos parâmetros parasitas dos componentes do circuito para a realização de comutações suaves.
- A indutância de dispersão do transformador traz sobretensões indesejáveis nos diodos retificadores, o que leva a utilização de circuitos grampeadores das tensões sobre os diodos retificadores de saída;
- Frequência de operação fixa;
- Modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation - PWM*) com controle da potência feito através do deslocamento de fase entre os comandos (*Phase Shift - PS*);

- Os circuitos de comando e controle são facilmente implementados com a utilização de circuitos integrados dedicados (UC3875, UC3879 e UC3895) e que estão bem adaptados para esta estrutura.

### 4.3.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Com o objetivo de obter a comutação sob tensão nula dos interruptores é introduzida ao circuito uma indutância ressonante  $L_r$ . A energia armazenada neste indutor é usada para promover a carga e descarga dos capacitores em paralelo com os interruptores durante a comutação, possibilitando a entrada em condução do interruptor sob tensão nula (ZVS). Quanto maior for esta indutância, maior será a faixa de comutação suave do conversor. Entretanto, o aumento da indutância causa a redução da razão cíclica que efetivamente é aplicada à carga, reduzindo o valor da tensão média na saída, além de provocar uma maior circulação de energia reativa no circuito, aumentando as perdas por condução. Logo, a faixa de comutação suave do conversor deve ser limitada de forma a não prejudicar o rendimento do conversor com carga nominal. Isto não chega a ser um grande problema, já que com a redução de carga, apesar da comutação começar a ficar dissipativa, a corrente circulante é menor, provocando menores perdas por condução e comutação.

Os pulsos de comando são complementares para os interruptores de cada braço, variando-se apenas a defasagem entre os braços de interruptores (*phase-shift*). O tempo morto deve ser suficientemente grande para realizar a carga e descarga dos capacitores em paralelo com os interruptores e garantir um intervalo de condução do diodo em anti-paralelo com os interruptores. O interruptor deve ser comandado a conduzir durante o intervalo em que o diodo em anti-paralelo com este encontra-se em condução, garantindo a comutação ZVS.

### 4.3.3 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

São adotadas as seguintes hipóteses simplificativas para a realização da análise das etapas de funcionamento do conversor:

- Todos os semicondutores são considerados ideais;
- O filtro de saída é considerado uma fonte de corrente, uma vez que a indutância de saída mantém a ondulação de corrente em níveis baixos;

Este conversor possui doze etapas de funcionamento, apresentadas a seguir:

#### Primeira etapa ( $t_0$ a $t_1$ ): Etapa de roda livre.

No instante  $t_0$ , quando a tensão no capacitor  $C_1$  se anula, o diodo  $D_1$  fica polarizado diretamente e entra em condução. O estado topológico do conversor é representado pela Fig. 4-16. A fonte de corrente  $I_o$ , que representa a carga, encontra-se curto-circuitada pelos diodos retificadores de saída. A corrente do indutor ressonante  $L_r$  circula em roda livre por  $S_2$  e  $D_1$ .

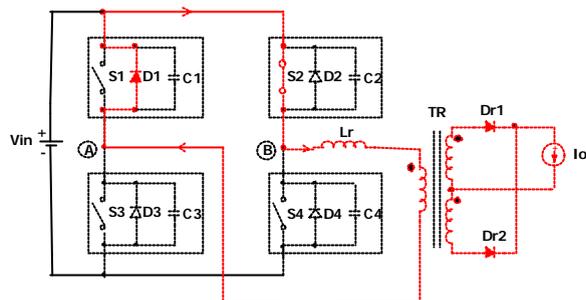


Fig. 4-16 - Primeira etapa de funcionamento.

### Segunda etapa ( $t_1 \text{ @ } t_2$ ): Etapa ressonante.

No instante  $t_1$  o interruptor  $S_2$  é bloqueado. As tensões sobre os capacitores  $C_2$  e  $C_4$  e a corrente no indutor  $L_r$  variam de forma ressonante até o instante  $t_2$ , quando a tensão sobre  $C_4$  torna-se igual a zero. A segunda etapa de funcionamento é apresentada na Fig. 4-17.

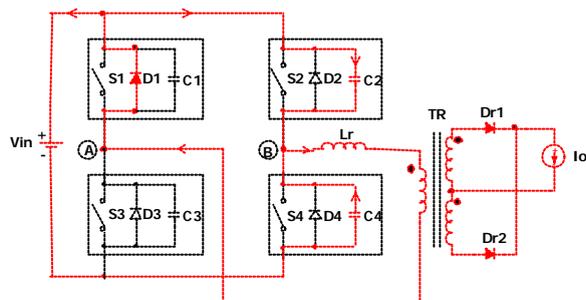


Fig. 4-17 - Segunda etapa de funcionamento.

### Terceira etapa ( $t_2 \text{ @ } t_3$ ): Etapa linear.

No instante  $t_2$ , quando a tensão no capacitor  $C_4$  atinge zero, o diodo  $D_4$  é polarizado diretamente e entra em condução. A corrente no indutor  $L_r$  decresce linearmente até anular-se. Durante esta etapa o interruptor  $S_4$  deve ser comandado a conduzir. Esta etapa de funcionamento é apresentada na Fig. 4-18.

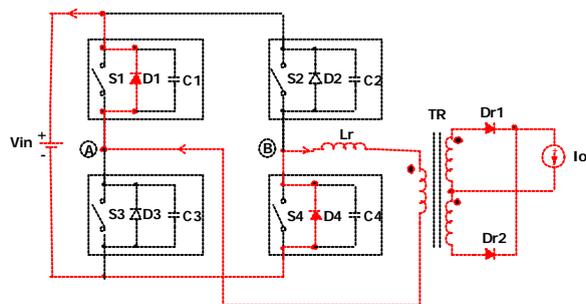


Fig. 4-18 - Terceira etapa de funcionamento.

#### Quarta etapa ( $t_3 \text{ @ } t_4$ ): Etapa linear.

Esta etapa tem início no instante  $t_3$ , quando a corrente no indutor  $L_r$  atinge zero e inverte de sentido, circulando pelos interruptores  $S_1$  e  $S_4$ . A corrente no indutor  $L_r$  cresce linearmente até atingir o valor da corrente de saída  $I_o$ . Esta etapa de funcionamento é apresentada na Fig. 4-19

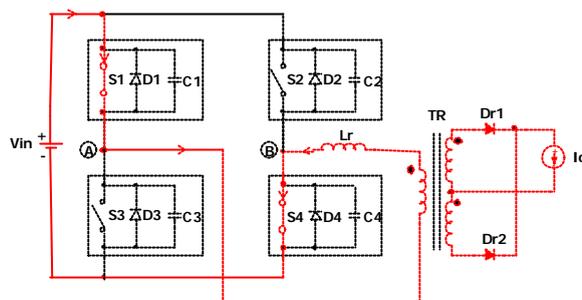


Fig. 4-19 - Quarta etapa de funcionamento.

#### Quinta etapa ( $t_4 \text{ @ } t_5$ ): Etapa de transferência de energia.

No instante  $t_4$ , quando a corrente no indutor  $L_r$  atinge a corrente de carga  $I_o$ , o diodo  $Dr_1$  se bloqueia e a corrente de carga circula pelo diodo  $Dr_2$ . Durante esta etapa ocorre a transferência de potência para a carga. A Fig. 4-20 mostra esta etapa de funcionamento.

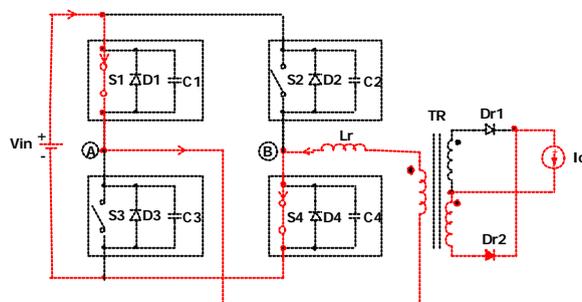


Fig. 4-20 - Quinta etapa de funcionamento.

#### Sexta etapa ( $t_5 \text{ @ } t_6$ ): Etapa linear.

No instante  $t_5$  o interruptor  $S_1$  é bloqueado. As tensões sobre os capacitores  $C_1$  e  $C_3$  variam de forma linear até que a tensão sobre  $C_3$  atinja zero. A corrente no indutor  $L_r$  é constante e igual a  $I_o/n_{FB}$ . A Fig. 4-21 apresenta esta etapa de funcionamento.

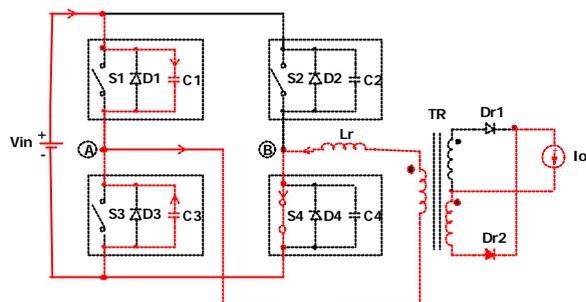


Fig. 4-21 - Sexta etapa de funcionamento.

### Sétima etapa ( $t_6 \text{ @ } t_7$ ): Etapa de roda livre.

No instante  $t_6$ , quando a tensão no capacitor  $C_3$  atinge zero, o diodo  $D_3$  fica polarizado diretamente e entra em condução. Durante esta etapa os diodos do estágio de saída mantêm-se em curto-circuito e a corrente no indutor  $L_r$  circula por  $S_4$  e  $D_3$ . A Fig. 4-22 apresenta esta etapa de funcionamento.

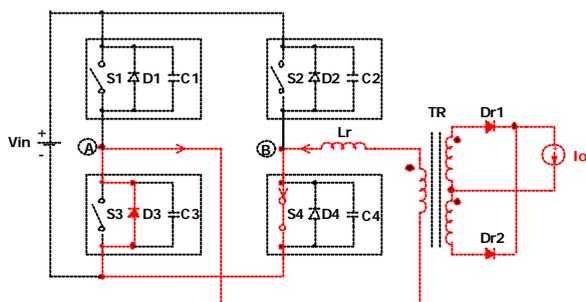


Fig. 4-22 - Sétima etapa de funcionamento.

### Oitava etapa ( $t_7 \text{ @ } t_8$ ): Etapa ressonante.

A oitava etapa está representada na Fig. 4-23. No instante  $t_7$  o interruptor  $S_4$  é bloqueado. As tensões sobre os capacitores  $C_2$  e  $C_4$  e a corrente no indutor  $L_r$  variam de forma ressonante até o instante  $t_8$ , quando a tensão sobre o capacitor  $C_2$  torna-se igual a zero.

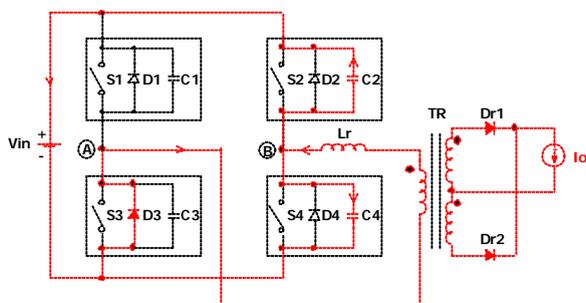


Fig. 4-23 - Oitava etapa de funcionamento.

### Nona etapa ( $t_8 \text{ @ } t_9$ ): Etapa linear.

No instante  $t_8$  a tensão sobre o capacitor  $C_2$  atinge zero, o diodo  $D_2$  é polarizado diretamente e entra em condução. A corrente no indutor  $L_r$  decresce linearmente até anular-se. Durante esta etapa o interruptor  $S_2$  deve ser comandado a conduzir. A Fig. 4-24 apresenta esta etapa de funcionamento.

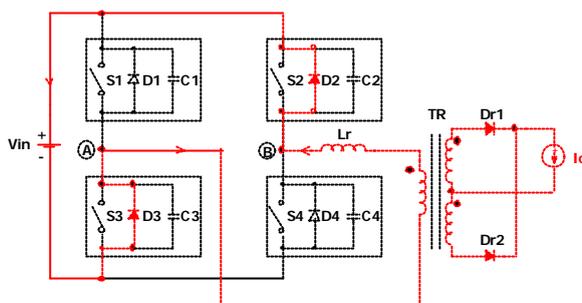


Fig. 4-24 - Nona etapa de funcionamento.

### Décima etapa ( $t_9 \text{ @ } t_{10}$ ): Etapa linear.

No instante  $t_9$  a corrente no indutor  $L_r$  atinge zero e inverte de sentido, passando a circular pelos interruptores  $S_2$  e  $S_3$ . Esta corrente cresce linearmente até igualar-se à corrente de saída  $I_o$ . Esta etapa de funcionamento está representada na Fig. 4-25

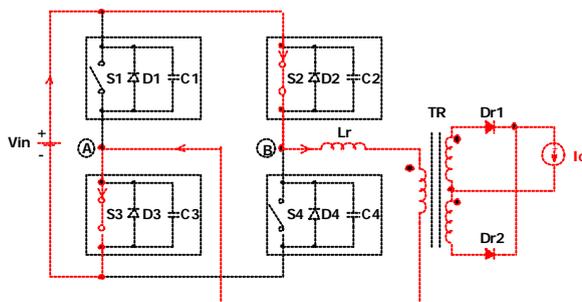


Fig. 4-25 - Décima etapa de funcionamento.

### Décima primeira etapa ( $t_{10} \text{ @ } t_{11}$ ): Etapa de transferência de energia.

Durante esta etapa ocorre a transferência de potência para a carga através dos interruptores  $S_2$  e  $S_3$ . Esta etapa de funcionamento está representada na Fig. 4-26.

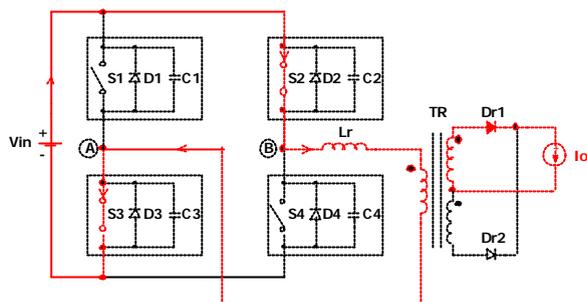


Fig. 4-26 – Décima primeira etapa de funcionamento

#### Décima segunda etapa ( $t_{11}$ ® $t_{12}$ ): Etapa linear.

No instante  $t_{11}$  o interruptor  $S_3$  é bloqueado. As tensões sobre os capacitores  $C_1$  e  $C_3$  variam de forma linear até que a tensão sobre  $C_1$  atinja zero. A corrente no indutor  $L_r$  é constante e igual a  $I_o/n_{FB}$ . A Fig. 4-27 apresenta esta etapa de funcionamento.

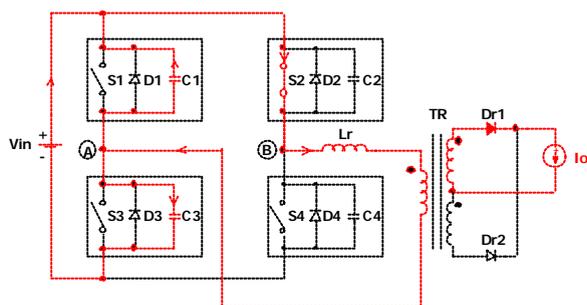


Fig. 4-27 - Décima segunda etapa de funcionamento

#### 4.3.4 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

A Fig. 4-28 apresenta as principais formas de onda do conversor *FB-ZVS-PWM-PS* indicando os intervalos de tempo das etapas de funcionamento. São apresentados a tensão  $V_{AB}$ , corrente no indutor ressonante  $L_r$ , tensão e corrente no interruptor  $S_1$ , tensão e corrente no interruptor  $S_2$ , corrente no indutor ressonante  $L_r$  e sinais de comando dos interruptores. Através destas formas de onda pode-se verificar a comutação dos interruptores sob tensão zero.

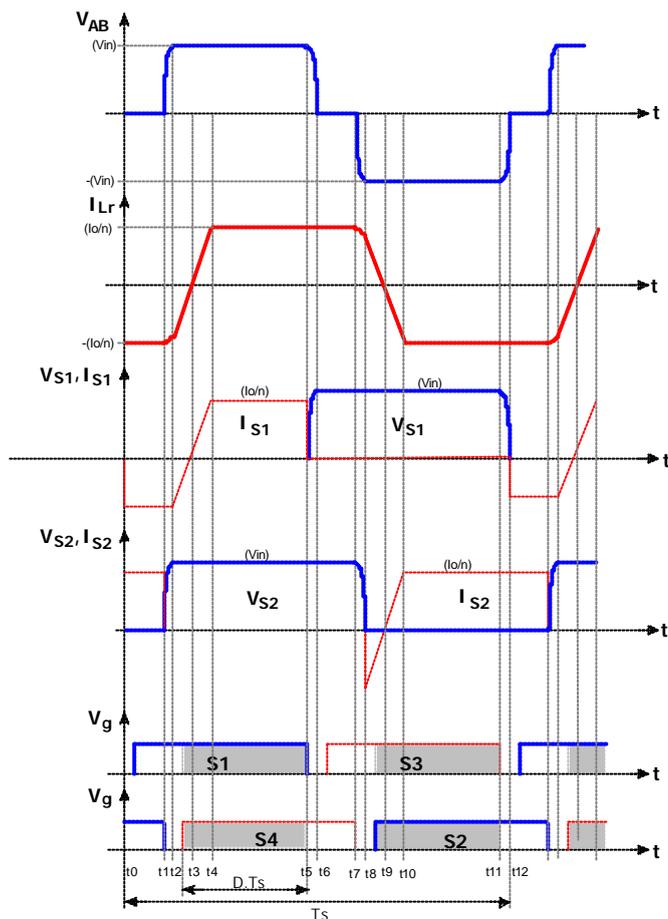


Fig. 4-28 – Principais formas de onda do conversor *FB-ZVS-PWM-PS*.

### 4.3.5 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

A relação de transformação do transformador é dada pela expressão (4.10).

$$n_{FB} = \frac{V_{in}}{V_o} \cdot (D - \Delta D) \tag{4.10}$$

Onde  $\Delta D$  representa a perda de razão cíclica devido à derivada finita da corrente no indutor  $L_r$ . A expressão (4.11) define  $\Delta D$ .

$$\Delta D = \frac{4 \cdot I_o \cdot L_r \cdot f_s}{n_{FB} \cdot V_{in}} \tag{4.11}$$

Da expressão (4.10) obtém-se o ganho estático, conforme apresentado na equação (4.12) e representado graficamente na Fig. 4-29.

$$q = \frac{n_{FB} \cdot V_o}{V_{in}} = D - \Delta D \tag{4.12}$$

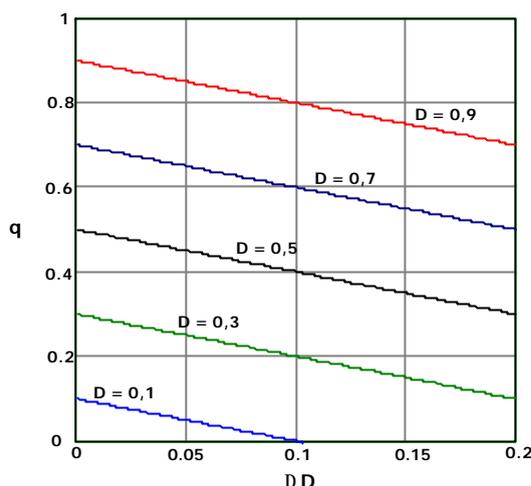


Fig. 4-29 - Característica de saída do conversor FB-ZVS-PWM-PS.

A variação linear da corrente no indutor  $L_r$  provoca uma redução na razão cíclica efetiva na carga, esta perda de razão cíclica é diretamente proporcional a corrente de carga. Isto repercute na característica de saída constituída de retas decrescentes representadas na Fig. 4-29, portanto a tensão de saída não é independente da corrente de carga.

#### 4.3.6 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO

Analisando a segunda e oitava etapa de funcionamento verifica-se que durante a comutação dos interruptores  $S_2$  e  $S_4$  os diodos retificadores de saída estão curto-circuitados, fazendo com que a carga e descarga dos capacitores em paralelo com estes interruptores ocorra de forma ressonante, utilizando-se da energia armazenada no indutor ressonante. O braço formado pelos interruptores  $S_2$  e  $S_4$ , onde ocorre à comutação de forma ressonante, é denominado de braço crítico. No instante da comutação deste braço deve-se garantir corrente suficiente no indutor ressonante para que haja armazenamento de energia no indutor capaz de realizar a comutação suave. Para garantir comutação suave em uma larga faixa de carga deve-se aumentar o valor da indutância do indutor ressonante. Entretanto, quanto maior for a indutância, maior será a perda de razão cíclica no conversor, devendo-se ter um compromisso entre comutação suave e perda de razão cíclica.

Observando-se agora o braço formado pelos interruptores  $S_1$  e  $S_3$ , verifica-se que a comutação deste braço é realizada com a circulação de corrente de carga, favorecendo a comutação suave. A carga e descarga dos capacitores em paralelo com os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  é realizada de forma linear com imposição da corrente de carga refletida ao primário, conforme apresentado na sexta e sétima etapas de funcionamento. Desta forma a comutação deste braço é menos crítica do que a do braço formado pelos interruptores  $S_2$  e  $S_4$ .

### 4.3.7 CIRCUITO DE GRAMPEAMENTO

A indutância ressonante (dispersão do transformador em série com o indutor ressonante) aliada a corrente de recuperação reversa dos diodos retificadores de saída, provocam sobretensões e oscilações indesejáveis nos diodos retificadores, capazes de destruí-los. Isto leva a utilização de circuitos que sejam capazes de grampear a tensão sobre estes diodos.

A utilização de grampeadores do tipo RCD (resistor, capacitor e diodo) sobre os diodos de saída, resolve o problema da sobretensão. Porém, devido à energia armazenada no indutor ressonante, o circuito RCD se torna volumoso e muito dissipativo, reduzindo o rendimento da estrutura.

Neste projeto utilizou-se um grampeador que se constitui de dois diodos ( $D_{g1}$  e  $D_{g2}$ ) colocados no lado primário do transformador [24,25]. Estes têm a função de grampear diretamente a tensão no primário; grampeando, por consequência, a tensão no secundário, mantendo a tensão sobre os diodos também controlada. Este circuito ainda possui a vantagem de regenerar a energia que no caso do circuito RCD seria dissipada no resistor, enviando-a para a carga ou para o barramento CC.

O circuito deste grampeador é apresentado em destaque na Fig. 4-30.

Os diodos utilizados devem ser capazes de suportar a tensão de entrada.

Devido à indutância de dispersão do transformador, torna-se necessária a utilização de um pequeno *snubber* RC sobre os diodos retificadores de saída, cujos componentes não precisam ter especificações tão exigentes (capacitores de menor capacitância e resistores de menor potência).

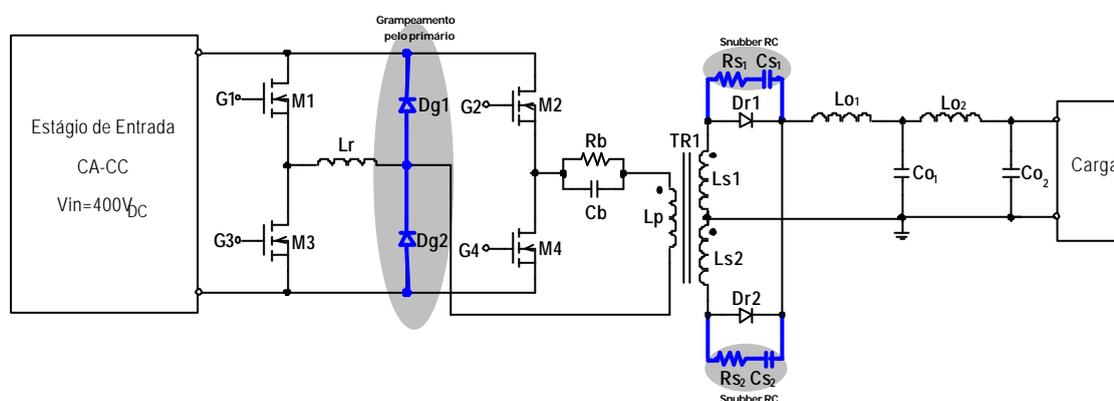


Fig. 4-30 - Conversor FB-ZVS-PS com grampeamento no primário e *snubber* RC.

### 4.3.8 FILTRO DE SAÍDA

O filtro de saída é formado por dois circuitos LC, garantindo uma grande atenuação para as componentes de alta frequência da tensão de saída. O projeto é realizado considerando-se apenas o primeiro filtro LC. O segundo circuito é colocado de forma a não influenciar muito na resposta para baixas frequências. Garante-se isto ao utilizar-se um indutor e um capacitor de valores menores que os do primeiro par LC.

### 4.3.9 CIRCUITO DE BLOQUEIO DA COMPONENTE CC NO PRIMÁRIO

Para evitar a circulação de corrente CC pelo transformador, que causam problemas de saturação, é utilizado um circuito de bloqueio da componente CC formado por um capacitor ( $C_b$ ) em paralelo com um resistor ( $R_b$ ). O capacitor tem a função de bloquear a passagem de corrente CC. O resistor tem a função de amortecer as oscilações geradas pela interação da indutância de dispersão do transformador com o capacitor de bloqueio.

## 4.4 METODOLOGIA DE PROJETO

### 4.4.1 ESPECIFICAÇÕES

As especificações deste projeto estão estruturadas na norma TELEBRÁS. Para projetar o circuito de potência do conversor *FB-ZVS-PWM-PS* deve-se dispor das seguintes especificações mínimas:

- Potência de saída:  $P_o$ ;
- Corrente de saída:  $I_o$ ;
- Tensão de saída máxima:  $V_{o_{max}}$ ;
- Tensão de saída nominal:  $V_o$ ;
- Tensão de saída mínima:  $V_{o_{min}}$ ;
- Tensão de entrada máxima:  $V_{in_{max}}$ ;
- Tensão de entrada mínima:  $V_{in_{min}}$ ;
- Rendimento:  $\eta$ ;
- Razão cíclica máxima:  $D_{max}$ ;
- Perda de razão cíclica:  $\Delta D$ ;
- Freqüência de comutação:  $f_s$ .

### 4.4.2 CÁLCULOS PRELIMINARES

a) Corrente média de saída:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (4.13)$$

b) Potência de entrada:

$$P_{in} = \frac{P_o}{h} \quad (4.14)$$

### 4.4.3 DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR DE POTÊNCIA

**Especificações:**

- Rendimento:  $h_{trafo}$ ;
- Potência de entrada  $\left( P_{in_{trafo}} = \frac{P_{o_{trafo}}}{h_{trafo}} \right)$ .

**Determinação do produto de áreas AeAw e escolha do núcleo:**

a) Parâmetros de projeto:

- Densidade de corrente máxima:  $J_{\max} [A/cm^2]$ ;
- Densidade de fluxo magnético máxima:  $B_{\max} [T]$ ;
- Densidade de fluxo magnético nominal:  $B [T]$ ;
- Fator de utilização do transformador:  $k_u$ ;
- Fator de utilização do primário:  $k_p$ ;
- Fator de topologia:  $k_t$ .

b) Cálculo do produto de áreas AeAw:

$$AeAw = \frac{P_{i_{trafo}}}{k_t \cdot k_u \cdot k_p \cdot J_{\max} \cdot B_{\max} \cdot f_s} \cdot 10^4 \quad (4.15)$$

A área efetiva da janela do núcleo é calculada considerando as dimensões do carretel e as distâncias mínimas de segurança exigidas por norma, que no caso especifica uma distância mínima de 4mm entre o enrolamento e a lateral do carretel.

**Cálculo do número de espiras:**

a) Número de espiras do primário:

$$N_p = \frac{V_{i_{n_{\min}}}}{4 \cdot Ae \cdot B \cdot f_s} \cdot 10^4 \quad (4.16)$$

b) Número de espiras do secundário:

$$N_s = \frac{N_p \cdot V_{o_{\max}}}{V_{i_{n_{\min}}} \cdot (D_{\max} - \Delta D)} \quad (4.17)$$

**Relação de transformação**

$$n_{FB} = \frac{N_p}{N_s} \quad (4.18)$$

**Dimensionamento do condutor do primário:**

a) Corrente eficaz no primário:

$$I_{p_{ef}} = I_o \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (4.19)$$

b) Seção do condutor primário:

$$Sp = \frac{I_{p_{ef}}}{J_{\max}} \quad (4.20)$$

c) Efeito pelicular:

A profundidade de penetração para uma temperatura de 100°C é dada pela expressão (4.21).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (4.21)$$

O diâmetro máximo em centímetros do condutor é dado pela expressão (4.22).

$$d_{\max} = 2 \cdot \Delta \quad (4.22)$$

De acordo com a seção do condutor e diâmetro máximo calculados, escolhe-se a área do condutor elementar a ser usado.

d) Número de condutores elementares em paralelo:

$$n_{\text{fios\_paralelo}} = \frac{S_p}{A_{\text{fio-p}}} \quad (4.23)$$

Na expressão (4.23) o parâmetro  $A_{\text{fio-p}}$  representa a área do condutor elementar escolhido.

#### Dimensionamento do condutor do secundário:

a) Corrente eficaz no secundário:

$$I_{S_{ef}} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} \quad (4.24)$$

b) Seção do condutor secundário:

$$S_s = \frac{I_{S_{ef}}}{J_{\text{max}}} \quad (4.25)$$

Para otimizar volume e reduzir os efeitos de proximidade e pelicular o condutor utilizado no enrolamento secundário é do tipo fita de cobre:

Sendo assim, tem-se a área do condutor secundário é dada por:

$$A_{\text{fio-s}} = L \cdot H \quad (4.26)$$

Na expressão (4.26) L e H representam a largura e espessura da fita, respectivamente.

#### Determinação do fator de ocupação:

a) Área do condutor primário com isolamento:

$$A_{\text{cond\_p\_isol}} = n_{\text{fios\_paralelo}} \cdot A_{\text{fio-p\_isol}} \quad (4.27)$$

b) Área do condutor secundário com isolamento:

$$A_{\text{cond\_s\_isol}} = L_{\text{isol}} \cdot H_{\text{isol}} \quad (4.28)$$

c) Fator de ocupação:

$$k_u = \frac{N_p \cdot A_{\text{cond\_p\_isol}} + 2 \cdot N_s \cdot A_{\text{cond\_s\_isol}}}{Aw} \quad (4.29)$$

Através do fator de ocupação verifica-se se o transformador projetado é factível de construção.

#### 4.4.4 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR RESSONANTE

##### Determinação da indutância ressonante:

$$L_r = \frac{\Delta D \cdot V_{i_{\text{min}}}}{4 \cdot f_s \cdot I_o \cdot \left( \frac{N_s}{N_p} \right)} - L_{d-\text{trafo}} \quad (4.30)$$

Na expressão (4.30)  $L_{d-\text{trafo}}$  representa a indutância de dispersão do transformador.

**Determinação do produto de áreas AeAw e escolha do núcleo:**

a) Parâmetros de projeto:

- Indutância ressonante:  $L_r$  ;
- Densidade de corrente máxima:  $J_{Lr_{max}} [A/cm^2]$  ;
- Densidade de fluxo magnético máxima:  $B_{Lr_{max}} [T]$  ;
- Densidade de fluxo magnético nominal:  $B_{Lr} [T]$  ;
- Fator de utilização da janela do núcleo:  $k_w$  ;
- Permeabilidade do ar:  $m_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$  .

b) Cálculo do produto de áreas AeAw:

Será considerado que a corrente de pico no indutor é igual à corrente eficaz no mesmo ( $I_{Lr_{pk}} = I_{Lr_{ef}}$ ), que é igual a corrente de pico e eficaz no primário do transformador ( $I_{Lr_{pk}} = I_{Lr_{ef}} = I_{p_{pk}} = I_{p_{ef}}$ ).

$$AeAw = \frac{L_r \cdot I_{p_{pk}} \cdot I_{p_{ef}}}{k_w \cdot B_{Lr_{max}} \cdot J_{Lr_{max}}} \cdot 10^4 \quad (4.31)$$

**Cálculo do número de espiras:**

$$N_{Lr} = \frac{L_r \cdot I_{p_{ef}}}{B_{Lr} \cdot Ae} \cdot 10^4 \quad (4.32)$$

**Dimensionamento do condutor:**

O condutor a ser utilizado no enrolamento do indutor ressonante deve ser o mesmo usado no enrolamento primário do transformador, já que a corrente que circula é a mesma.

**Cálculo do Entreferro:**

A expressão (4.33) fornece o valor em centímetros do entreferro total a ser utilizado.

$$lg = \frac{N_{Lr}^2 \cdot m_0 \cdot Ae}{L_r} \cdot 10^{-2} \quad (4.33)$$

**4.4.5 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DO FILTRO DE SAÍDA****Cálculos preliminares:**

a) Razão cíclica mínima:

A expressão (4.34) fornece o valor da razão cíclica mínima, onde  $V_f$  representa a queda de tensão no diodo retificador de saída .

$$D_{\min} = \frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{(V_{o_{\min}} + V_f)}{0,9 \cdot V_{i_{r_{\max}}}} \quad (4.34)$$

b) Ondulação de corrente no indutor:

Será considerada uma ondulação máxima da corrente de saída igual a 15%.

$$\Delta I_{L_{o_{\max}}} = 0,15 \cdot I_o \quad (4.35)$$

c) Corrente de pico no indutor de filtro de saída:

$$I_{L_{o_{pk}}} = I_o + \frac{\Delta I_{L_{o_{\max}}}}{2} \quad (4.36)$$

d) Corrente eficaz no indutor de filtro de saída:

$$I_{L_{o_{ef}}} = I_o \quad (4.37)$$

**Determinação da indutância do filtro de saída:**

$$L_o = \frac{(V_{o_{\max}} + V_f) \cdot (1 - D_{\min})}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_{L_{o_{\max}}}} \quad (4.38)$$

**Determinação do produto de áreas AeAw e escolha do núcleo:**

a) Parâmetros de projeto:

- Indutância de saída:  $L_o$ ;
- Densidade de corrente máxima:  $J_{L_{o_{\max}}} \left[ \frac{A}{cm^2} \right]$ ;
- Densidade de fluxo magnético máxima:  $B_{L_{o_{\max}}} [T]$ ;
- Fator de utilização da janela do núcleo:  $k_w$ ;
- Permeabilidade do ar:  $m_b = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \left[ \frac{H}{m} \right]$ .

b) Cálculo do produto de áreas AeAw:

$$AeAw = \frac{L_o \cdot I_{L_{o_{pk}}} \cdot I_{L_{o_{ef}}}}{k_w \cdot B_{L_{o_{\max}}} \cdot J_{L_{o_{\max}}}} \cdot 10^4 \quad (4.39)$$

**Cálculo do número de espiras:**

$$N_{L_o} = \frac{L_o \cdot I_{L_{o_{ef}}}}{B_{L_{o_{\max}}} \cdot Ae} \cdot 10^4 \quad (4.40)$$

**Dimensionamento do condutor:**

a) Seção do condutor:

$$S_{L_o} = \frac{I_{L_{o_{ef}}}}{J_{L_{o_{\max}}}} \quad (4.41)$$

b) Número de condutores elementares em paralelo:

A expressão (4.42) fornece o número de condutores elementares a serem usados de acordo com a área do condutor elementar escolhido ( $A_{\text{fio-Lo}}$ ).

$$n_{\text{Lo\_fios\_paralelo}} = \frac{S_{\text{Lo}}}{A_{\text{fio-Lo}}} \quad (4.42)$$

#### Cálculo do Entreferro:

A expressão (4.43) fornece o valor em centímetros do entreferro total a ser usado no indutor de saída.

$$lg = \frac{N_{\text{Lo}}^2 \cdot \mu_b \cdot Ae}{L_o} \cdot 10^{-2} \quad (4.43)$$

### 4.4.6 DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES DE POTÊNCIA

Conforme as especificações de potência e tensão de barramento do conversor e considerando ainda a aplicação em telecomunicações, onde deve-se ter um volume e peso reduzido, o interruptor que melhor se aplica a estas características é o interruptor MOSFET. Este interruptor permite a operação em alta frequência reduzindo peso e volume, além de incorporar diodos intrínsecos em antiparalelo e capacitâncias intrínsecas em paralelo.

As perdas nos interruptores MOSFETs estão diretamente ligadas com a sua resistência *dreno-source*, desta forma deve-se especificar este componente não só pela tensão e corrente que ele suporta, mas também deve ser levado em conta a sua resistência *dreno-source*, escolhendo-se componentes com a menor resistência *dreno-source* possível, de forma a obter um maior rendimento da estrutura. Normalmente a resistência *dreno-source* aumenta com o aumento da tensão que o MOSFET suporta e diminui com o aumento da corrente que este é capaz de conduzir.

Para especificar o MOSFET é necessário o conhecimento da tensão máxima que este deve suportar e da corrente eficaz.

a) Tensão máxima:

$$V_{S_{\text{max}}} = V_{i_{\text{max}}} \quad (4.44)$$

b) Corrente eficaz:

$$I_{S_{\text{ef}}} = \frac{I_o}{n_{\text{FB}}} \cdot \sqrt{\frac{D_{\text{max}}}{2}} \quad (4.45)$$

#### Cálculo das perdas no interruptor:

Considerando que a comutação do interruptor é suave, por simplificação, as perdas por comutação podem ser desprezadas, sendo consideradas apenas as perdas por condução do interruptor, dada pela expressão (4.46).

$$P_{S_{\text{condução}}} = R_{\text{ds}_{\text{on}}} \cdot I_{S_{\text{ef}}}^2 \quad (4.46)$$

Logo as perdas por condução totais nos quatro interruptores é dada pela expressão (4.47).

$$P_{S_{\text{totais}}} = 4 \cdot Rds_{\text{on}} \cdot I_{S_{\text{ef}}}^2 \quad (4.47)$$

#### Determinação da resistência térmica dissipador-ambiente:

a) Parâmetros de cálculo:

- Temperatura ambiente:  $T_{\text{amb}}$ ;
- Temperatura de junção do interruptor:  $T_j$ ;
- Resistência térmica cápsula dissipador:  $Rthcd_s$ .

b) Cálculo da resistência térmica dissipador-ambiente:

$$Rthda_{S\_FB} = \frac{T_j - T_{\text{amb}}}{P_{S_{\text{totais}}}} \cdot \frac{(Rthjc_s + Rthcd_s)}{4} \quad (4.48)$$

#### 4.4.7 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE SAÍDA

##### Cálculo da capacitância de saída:

Para cálculo da capacitância de saída será considerada uma ondulação máxima da tensão de saída e uma ondulação de corrente no capacitor de saída igual à ondulação da corrente no indutor de filtragem ( $\Delta I_{Co} = \Delta I_{Lo}$ ).

$$Co = \frac{\Delta I_{Co}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_o} \quad (4.49)$$

##### Cálculo da resistência série equivalente máxima do capacitor de saída:

Devido às perdas causadas pela ondulação em alta frequência da corrente no capacitor de saída este deve possuir uma resistência série equivalente (RSE) dentro de um valor máximo de forma que não haja um sobre aquecimento do mesmo, causando perdas e no pior caso, a destruição do componente.

$$RSE \leq \frac{\Delta V_o}{\Delta I_{Co}} \quad (4.50)$$

#### 4.4.8 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE BLOQUEIO CC NO PRIMÁRIO

Considerando-se uma ondulação máxima de 1% da tensão sobre o capacitor de bloqueio, tem-se:

$$\Delta V_{Cb_{\text{max}}} = 0,01 \cdot V_{in_{\text{min}}} \quad (4.51)$$

Logo:

$$Cb = \frac{\left( \frac{N_s}{N_p} \right) \cdot I_o}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_{Cb_{\text{max}}}} \quad (4.52)$$

#### 4.4.9 DIMENSIONAMENTO DO RESISTOR DE AMORTECIMENTO EM PARALELO COM O CAPACITOR DE BLOQUEIO

Determinação da razão cíclica efetiva máxima:

$$Def_{\max} = D_{\max} - \Delta D \quad (4.53)$$

Determinação do resistor de amortecimento:

$$Rb = \frac{V_{i_{\max}}}{Def_{\max} \cdot I_o \cdot \left( \frac{N_s}{N_p} \right)} \quad (4.54)$$

Potência dissipada no resistor de amortecimento:

$$P_{Rb} = \frac{\Delta V_{Cb_{\max}}^2}{Rb} \quad (4.55)$$

#### 4.4.10 DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS RETIFICADORES DE SAÍDA

Corrente média:

$$I_{D_{o_{med}}} = \frac{I_o}{2} \quad (4.56)$$

Tensão máxima:

$$V_{D_{o_{\max}}} = 2 \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot V_{i_{\max}} \quad (4.57)$$

Perdas por condução:

$$P_{D_{o_{condução}}} = 2 \cdot I_{D_{o_{med}}} \cdot V_f \quad (4.58)$$

O parâmetro  $V_f$  representa a queda de tensão direta no diodo de saída.

Determinação da resistência térmica dissipador-ambiente:

$$Rth_{da_{D_o}} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{D_{o_{condução}}}} \cdot (Rth_{jc_{D_o}} + Rth_{cd_{D_o}}) \quad (4.59)$$

#### 4.4.11 DIMENSIONAMENTO DO CIRCUITO *SNUBBER* RC

Devido à interação da corrente de recuperação reversa dos diodos com a indutância de dispersão do transformador, será usado um pequeno circuito *snubber* RC sobre os diodos retificadores de saída.

**Indutância de dispersão referida ao secundário:**

$$Ld_s = \frac{Ld_{trafo}}{\left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2} \quad (4.60)$$

**Máxima corrente de recuperação reversa:**

$$I_m = \frac{V_{i_{max}}}{2 \cdot \frac{N_p}{N_s}} \cdot \sqrt{\frac{C_{D_{o_{jun}}}}{Ld_s}} \quad (4.61)$$

O parâmetro  $C_{D_{o_{jun}}}$  refere-se a capacitância de junção do diodo de saída.

**Frequência ressonante do Snubber:**

$$f_{S_{snubber}} = \frac{1}{4 \cdot p \cdot \sqrt{C_{D_{o_{jun}}} \cdot Ld_s}} \quad (4.62)$$

**Resistência Snubber:**

$$R_{S_{snubber}} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \sqrt{\frac{Ld_s}{C_{D_{o_{jun}}}}} \quad (4.63)$$

**Capacitor Snubber:**

$$C_{S_{snubber}} = 2,2 \cdot C_{D_{o_{jun}}} \quad (4.64)$$

**Potência no Resistor Snubber:**

$$P_{R_{S_{snubber}}} = \frac{1}{2} \cdot C_{S_{snubber}} \cdot \left(\frac{N_s}{N_p} \cdot V_{i_{max}}\right)^2 \cdot f_s \quad (4.65)$$

## 4.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi analisado o conversor utilizado no estágio CC-CC de saída da UR.

Dentre as características que devem possuir o conversor CC-CC de saída destacam-se:

- Elevado rendimento;
- Baixo nível de interferência eletromagnética;
- Baixo peso e volume;

Para atender os requisitos acima citados o conversor CC-CC deve possuir comutação suave de forma a permitir a operação com elevada frequência e proporcionar baixo peso e volume com elevado rendimento. A tensão sobre os interruptores não deve ser muito elevada, de forma a reduzir os níveis de interferência eletromagnética e possibilitar o uso de interruptores do tipo MOSFETs, que permitem a operação em elevada frequência.

Da análise comparativa dos conversores *Forward* com grampeamento ativo, Meia Ponte com comando assimétrico e Três Níveis com o conversor Ponte Completa, tem-se as seguintes observações:

- O conversor *Forward* apresenta uma tensão sobre os interruptores muito elevada o que inviabiliza o uso de MOSFETs e limita a frequência de comutação, além de apresentar uma resposta dinâmica lenta.
- O conversor Meia Ponte, devido ao comando assimétrico possui problemas de desequilíbrio de corrente e tensão nos capacitores de entrada o que provoca maior nível de interferência eletromagnética e maiores esforços nos elementos do circuito. Apesar deste conversor apresentar apenas dois interruptores comandados, seu rendimento é menor que o conversor em Ponte Completa. Isto se deve ao valor da corrente no circuito primário ser o dobro da corrente do conversor Ponte Completa.
- O conversor Três Níveis é o que apresenta menores níveis de interferência eletromagnética devido à tensão sobre os interruptores ser a metade da tensão de barramento CC. Entretanto, possui um rendimento menor que o conversor Ponte Completa. Pois, assim como o conversor Meia Ponte, a corrente no circuito primário deste conversor é o dobro da corrente do conversor Ponte Completa. Apesar de poder ser usado interruptor de menor tensão, o que implica em menor resistência de condução, a tecnologia de interruptores para níveis de tensão de 500V a 600V tem evoluído de forma a torná-los competitivos, em termos de resistência de condução, com os interruptores de 250V a 350V.

Entre os conversores *Forward* com grampeamento ativo, Meia Ponte com comando assimétrico, Três Níveis e Ponte Completa com saída em fonte de corrente, o conversor Ponte Completa foi o que apresentou as melhores características para ser utilizado como conversor CC-CC de saída da UR.

Da análise do conversor Ponte Completa tem-se as seguintes considerações:

- A variação linear da corrente no indutor ressonante  $L_r$  provoca uma redução na razão cíclica efetiva na carga, esta perda de razão cíclica é diretamente proporcional a corrente de carga, além de que a comutação dos interruptores do braço crítico é realizada utilizando a energia armazenada no indutor ressonante, obtendo-se comutação sob tensão nula para uma corrente acima de um valor crítico. Para se obter comutação suave em uma ampla faixa de corrente de carga, é necessário empregar grandes valores de indutância  $L_r$ . Entretanto, grandes valores de indutância reduzem a razão cíclica efetiva e aumentam a circulação de corrente reativa no circuito, aumentando as perdas por condução. Isto repercute em uma característica de saída constituída de retas decrescentes, fazendo com que a tensão de saída não seja independente da corrente de carga.
- O tempo morto deve ser suficientemente grande para realizar a carga e descarga dos capacitores em paralelo com os interruptores e garantir um intervalo de condução do diodo em antiparalelo com o interruptor. O interruptor deverá ser comandado a conduzir durante o intervalo em que o diodo em antiparalelo com este encontra-se em condução, garantindo a comutação ZVS.

- As não idealidades e características intrínsecas dos componentes, como indutância de dispersão, capacitância *dreno-source* e diodos em antiparalelo com os interruptores, são aproveitadas de forma a favorecer a comutação suave.
- A indutância ressonante, juntamente com a indutância de dispersão do transformador e a corrente de recuperação reversa dos diodos de saída causam problemas de sobretensões nestes. Para limitar a tensão sobre o diodo de saída é usado um circuito grampeador pelo lado primário do conversor. Este circuito apresenta uma maior eficiência, uma vez que a energia de grampeamento é regenerada para o barramento CC. Além do circuito de grampeamento pelo lado primário, torna-se necessário um pequeno *snubber* RC sobre os diodos de saída para minimizar os efeitos da interação da indutância de dispersão do transformador com a corrente de recuperação reversa dos diodos de saída (capacitância de junção).
- Problemas de assimetria no comando dos interruptores podem provocar a circulação de corrente contínua pelos circuitos magnéticos, trazendo problemas de saturação destes. Para evitar a circulação de corrente contínua nos magnéticos é utilizado um circuito de bloqueio de corrente contínua formado por um capacitor e um resistor.
- O indutor de saída reduz a ondulação na corrente após o retificador de saída, conseqüentemente tem-se uma redução das perdas de condução totais do conversor, com um significativo aumento do rendimento.
- A ressonância não participa na transferência de potência para a carga, esta é usada apenas para possibilitar a comutação suave do braço crítico.
- O comando deste conversor por modulação PWM e controle da potência transferida à carga feita através do deslocamento de fase (*phase-shift*), torna-se bastante atrativo, visto a existência no mercado de circuitos integrados dedicados (UC3875, UC3879, UC3895) a esse tipo de comando.

Neste capítulo foi também apresentada uma metodologia de projeto simples, para dimensionamento de todos os componentes que constituem o circuito de potência do conversor *FB-ZVS-PWM-PS*.



## CAPÍTULO V

# CIRCUITO DE COMANDO E CONTROLE DO CONVERSOR CC-CC FB-ZVS-PWM-PS

### 5.1 INTRODUÇÃO

O controle da potência entregue à carga é realizado pelo deslocamento de fase do comando dos interruptores do conversor *FB-ZVS*, sendo que o comando dos interruptores é gerado pelo circuito integrado UC3879 da Unitrode [28,29]. Este CI já contém todas as funções necessárias a este tipo de comando.

Para permitir o paralelismo de URs em um barramento de modo a formar um sistema retificador (SR), é necessário o controle do compartilhamento da corrente que cada UR fornece à carga, de forma a haver uma equalização da corrente. O circuito integrado que proporciona este tipo de controle é o UC3907 da Unitrode [31,32].

Neste capítulo será apresentada uma breve análise comparativa entre o circuito integrado UC3875 [26,27] e UC3879 de forma a justificar o uso do CI UC3879 na geração dos comandos do conversor *FB-ZVS*. Também serão apresentadas as principais características dos CIs UC3879 e UC3907.

Uma análise da estratégia de controle será realizada, sendo dimensionadas as malhas de tensão e corrente que controlam a tensão e corrente de saída do conversor. O controle da tensão e corrente de saída deve atender às especificações de regulação estática e dinâmica discutidas no capítulo I. A malha de tensão ainda tem por função garantir os níveis de ondulação e ruído psfométrico exigidos por norma. A malha de corrente, além de regular a corrente de saída, ainda tem a função de proteger contra curto-circuito na saída.

Para finalizar o capítulo será apresentada a metodologia de projeto do circuito de comando e controle.

### 5.2 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS CIRCUITOS INTEGRADOS UC3875 E UC3879

O circuito integrado UC3875 vem sendo largamente utilizado no controle de conversores *FB-ZVS-PWM-PS*. Este CI apresenta todas as funções necessárias para este tipo de controle, incluindo quatro saídas *Totem Pole* de 2A usadas para comandar diretamente os interruptores de potência, sem necessidade de um *driver* externo. Para reduzir o nível de ruído o fabricante recomenda usar pontos de alimentação diferentes para a parte de potência (saídas *Totem Pole*) e a parte de sinal, sendo que estes circuitos são separados internamente no CI. Apesar da tentativa de reduzir os níveis de ruído separando a alimentação dos circuitos de potência e de sinal, devido

a estes estarem integrados no mesmo encapsulamento (circuito integrado), ainda existem muitos problemas de ruído, principalmente devido a corrente exigida para o comando dos interruptores. Isto provoca o aquecimento excessivo do CI, atingindo temperaturas de até 85°C, o que gera instabilidade nos circuitos de sinal, principalmente a instabilidade do sinal de rampa usado para gerar os pulsos de comando. O próprio fabricante deste CI admite que ele apresenta sérios problemas de ruído devido ao *driver* de potência interno para comando dos interruptores [30]. Uma solução para este problema seria então o uso de *drivers* externos. Sendo assim a Unitrode desenvolveu o circuito integrado UC3879 que dentre suas principais vantagens com relação ao UC3875, está que este não possui um *driver* interno de alta corrente para comando dos interruptores, resolvendo o problema de elevação de temperatura no CI e reduzindo assim os níveis de ruído, tornando o circuito mais estável. O UC3879 ainda apresenta a vantagem de necessitar menos componentes externos para definição de tempo morto e sinais de referência. A referência de tensão é pré-definida internamente em 2,5V e o pico da rampa de comparação também é pré-definida em 2,9V (valor típico); o tempo morto de cada braço é independente sendo necessário para cada tempo morto apenas um resistor enquanto que no UC3875 seria necessário além do resistor, também um capacitor, além de que o UC3879 possui uma maior faixa de ajuste do tempo morto. Todos estes fatores tornam o circuito mais estável e menos susceptível a ruído, sendo que a própria reestruturação do circuito foi planejada para este fim. Como desvantagem deste CI pode-se citar a necessidade de utilização de um *driver* externo para comando dos interruptores de potência.

### **5.3 APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO INTEGRADO UC3879 CONTROLE RESSONANTE POR DESLOCAMENTO DE FASE**

O circuito integrado UC3879 será utilizado para gerar o comando dos interruptores do conversor CC-CC *FB-ZVS-PWM-PS* do estágio de saída. Nesta seção serão apresentadas as principais características deste componente e descrição de suas funções.

#### **5.3.1 PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS**

As principais características do UC3879 são apresentadas a seguir:

- Controle da razão cíclica de zero a 100%;
- Controle do tempo morto;
- Compatível com controle em modo tensão e modo corrente;
- Operação com frequência de chaveamento de até 300kHz;
- Quatro saídas *Totem Pole* de 100mA;
- Amplificador de erro com banda passante de 10MHz;
- Programação de desligamento por subtensão;
- Baixa corrente de operação (150µA);
- Controle de partida progressiva (*soft start*);
- Saídas em nível baixo durante subtensão de entrada (UVLO).

### 5.3.2 DIAGRAMA EM BLOCOS

A Fig. 5-1 apresenta o diagrama em blocos do circuito integrado UC3879. Verifica-se a presença de um bloco oscilador que gera o sinal de rampa, uma lógica de circuitos *flip-flops* tipo “D” que promovem a defasem dos comandos, blocos responsáveis pelo tempo morto, amplificador de erro e circuitos de proteção. Observa-se que este circuito também possui pinos para alimentação separada dos circuitos de sinal e de comando para os interruptores, separando a alimentação de sinal e potência.

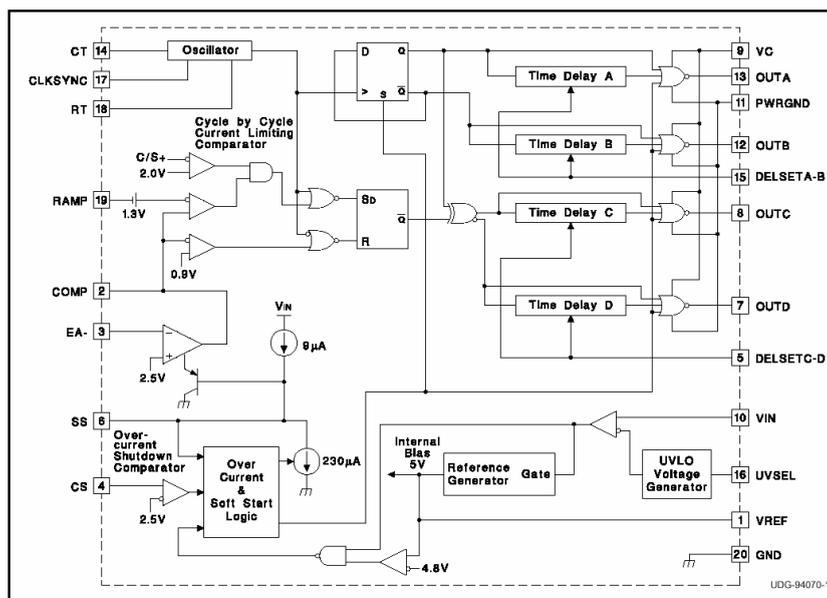


Fig. 5-1 – Diagrama em blocos do circuito integrado UC3879.

### 5.3.3 DESCRIÇÃO DA FUNÇÃO DOS PINOS DO UC3879

A tabela 5-1 apresenta a descrição dos pinos que constituem o circuito integrado UC3879.

TABELA 5-1: Descrição dos pinos do CI UC3879.

Pino	Identificação	Função
1	VREF	<u>Tensão de referência:</u> Este pino fornece uma tensão de referência de 5V. Possui internamente limitação de corrente de curto-circuito. Quando VIN está abaixo da tensão de UVLO, VREF é desabilitado e enquanto VREF estiver abaixo de 4,75V o CI é desabilitado. Para obter um melhor resultado liga-se um capacitor de 100nF com baixa RSE e LSE (resistência e indutância série equivalente) do pino VREF para o GND.
2	COMP	<u>Saída do comparador de erro:</u> Esta é a saída do estágio de ganho da malha de tensão de saída que fornece a tensão de controle a ser comparada com o sinal de rampa. Quando a tensão neste pino está abaixo de 0,9V o deslocamento de fase é igual a zero.

3	EA-	<u>Entrada inversora do amplificador de erro</u> : Este pino normalmente é conectado a um divisor resistivo de tensão o qual sensora o nível de tensão de saída. Os componentes da malha de compensação são ligados entre este pino e o pino COMP.
4	CS	<u>Sensor de corrente</u> . Este pino é a entrada não inversora do comparador de falha de corrente, cuja referência interna é fixada em 2,5V. Quando a tensão neste pino excede 2,5V o <i>latch</i> de falha de corrente é <i>habilitado</i> , as saídas são forçadas a desligar e o ciclo de <i>soft start</i> é iniciado. Se uma tensão constante superior a 2,5V for aplicada neste pino as saídas são desabilitadas e se mantém em estado baixo até este pino apresentar uma tensão abaixo de 2,5V.
5	DELSET C-D	<u>Tempo morto do braço CD</u> : Um resistor conectado deste pino para o GND define o tempo morto de um dos braços do conversor. A expressão (5.1) define o valor do resistor que fornece o tempo morto. $R_{delay} = \frac{t_{morto}}{89 \cdot 10^{-12}} \quad (5.1)$
6	SS	<u>Sof start</u> : Um capacitor conectado entre este pino e o GND fornece o tempo de partida progressiva ( <i>soft start</i> ). Enquanto VIN estiver abaixo do limite de tensão de UVLO, a tensão no pino SS é mantida em zero volts. Quando as tensões em VIN e em VREF tornam-se válidas (assumindo a condição de funcionamento) a tensão no pino SS passa de 0V para aproximadamente 4,8V através de uma fonte de corrente interna de 9μA que carrega o capacitor conectado a este pino. A expressão (5.2) define o valor do capacitor que proporciona o tempo de partida progressiva desejado. $C_{ss} = t_{ss} \cdot \frac{9 \cdot 10^{-6}}{4,8} \quad (5.2)$
7	OUT D	<u>Saídas CD</u> : Esta é uma saída <i>Totem Pole</i> de 100mA para comando do circuito de <i>driver</i> dos interruptores de um dos braços (braço CD) do conversor ponte completa. As saídas operam em pares com uma razão cíclica nominal de 50%.
8	OUT C	
9	VC	<u>Tensão de alimentação do <i>driver</i> de saída</u> : Este pino fornece energia para o <i>driver</i> de saída e seus circuitos associados. A diferença entre a tensão de saída de nível alto do <i>driver</i> e a tensão VC é de 2,1V. Deve-se conectar um capacitor com baixa RSE e LSE (resistência e indutância série equivalente) deste pino diretamente para o PWR GND.

10	VIN	<u>Tensão de alimentação principal do CI:</u> Este pino fornece energia para os circuitos lógicos e analógicos do circuito integrado que não estão diretamente associados com o <i>driver</i> do estágio de saída. Para operação normal, conecta-se VIN a uma fonte estabilizada com mais de 12V. Para assegurar o funcionamento do CI, este estará inativo até que VIN exceda o limite acima da tensão de desligamento por subtensão (UVLO). Este pino deve ser diretamente conectado ao pino GND através de um capacitor de baixa RSE e LSE.
11	PWR GND	<u>Terra de potência:</u> Um capacitor cerâmico deve ser ligado do pino VC para o plano de terra onde é conectado o pino PWR GND. Os pinos PWR GND e GND devem ser conectados em um único ponto próximo ao CI para otimizar a rejeição a ruído e minimizar quedas de tensão CC.
12	OUT B	<u>Saídas AB:</u> Assim como a saída CD, esta é uma saída <i>Totem Pole</i> de 100mA para comando do circuito de <i>driver</i> dos interruptores de um dos braços (braço AB) do conversor ponte completa. As saídas operam em pares com uma razão cíclica nominal de 50%. A saída AB e CD possuem sinais de comando defasados, conforme o nível da tensão no pino COMP.
13	OUT A	
14	CT	<u>Ajuste da frequência de oscilação:</u> Um capacitor conectado entre o pino CT e o pino GND e um resistor conectado do pino RT para o pino GND definem a frequência de oscilação do sinal de rampa. Este capacitor deve ser maior que 200pF para assegurar uma boa precisão e tornar o circuito menos susceptível a circuitos parasitas do plano de terra.
15	DELSET A-B	<u>Tempo morto do braço AB:</u> Um resistor conectado deste pino para o GND define o tempo morto de um dos braços do conversor. A expressão (5.1) define o valor do resistor que fornece o tempo morto.
16	UVSEL	<u>Ajuste da tensão de acionamento:</u> Conectando este pino para VIN, ajusta-se a tensão de acionamento para 10,75V com 1,5V de histerese de UVLO. Deixando este pino em aberto no circuito, ajusta-se a tensão de acionamento para 15,25V com uma histerese de 6V.
17	CLKSYNC	<u>Clock bidirecional e sincronismo:</u> Usado como saída, este pino fornece um sinal de <i>clock</i> . Como entrada, este pino fornece um ponto de sincronismo.

18	RT	<p><u>Ajuste da razão cíclica:</u> Um resistor conectado entre o pino RT e o pino GND e um capacitor conectado do pino CT para o pino GND definem a frequência de oscilação do sinal de rampa. Recomenda-se um valor para o resistor RT entre 2,5kΩ e 100kΩ. Escolhendo-se um valor de CT e uma frequência de comutação, calcula-se RT através da expressão (5.3). Onde <math>f_s</math> é a frequência de comutação que corresponde a metade da frequência do sinal de rampa.</p> $R_T = \frac{0,47 + 0,07 \cdot \sqrt{47,17 - 5 \cdot 10^4 \cdot C_T \cdot 2 \cdot f_s}}{2 \cdot f_s \cdot C_T} \quad (5.3)$
19	RAMP	<p><u>Rampa de tensão:</u> Este pino é uma entrada para o comparador PWM. Conecta-se este pino ao pino CT para controle no modo tensão. Para controle no modo corrente, conecta-se RAMP com CS e também na saída do circuito de sensoriamento da corrente. A compensação da rampa pode ser conseguida injetando uma porção da tensão da rampa de CT para o pino RAMP.</p>
20	GND	<p><u>Terra de sinal:</u> Todas as tensões são medidas com relação ao GND. O capacitor CT, e os capacitores de VREF e VIN devem ser conectados diretamente em um plano de terra próximo ao GND.</p>

### 5.3.4 CIRCUITO DE COMANDO UTILIZANDO O UC3879

A Fig. 5-2 mostra o circuito de comando utilizando o circuito integrado UC3879. O comando por defasagem de fase é gerado pelo circuito UC3879. Os resistores  $R_{47}$  e  $R_{49}$  definem o tempo morto para o comando de cada braço. O resistor  $R_{48}$  e o capacitor  $C_{51}$  estabelecem a frequência de comutação. O capacitor  $C_{49}$  determina o tempo de partida progressiva.

Os pulsos de comando para os interruptores de potência são gerados nos pinos 7, 8, 12 e 13 do UC3879. Os pulsos em cada um dos pinos apresentam razão cíclica fixa de aproximadamente 0,5. Os pulsos em 7 e 8 são considerados como referência e os pulsos em 12 e 13 são defasados dependendo da tensão no pino 2 do UC3879. Quando esta tensão é mínima (aproximadamente 1,3V) a defasagem é de 0° e quando a tensão no pino 2 é máxima (aproximadamente 4,2V) a defasagem entre os comandos é de 180°. Os pulsos destes pinos são aplicados em um circuito *driver* para fornecer a corrente necessária ao comando dos interruptores de potência, visto que a saída do UC3879 fornece no máximo 100mA.

Os diodos  $D_{18}$  a  $D_{25}$  devem ser diodos do tipo *schottky*, que são utilizados para permitir a desmagnetização dos transformadores de pulso  $TR_2$  e  $TR_3$ . Nos enrolamentos secundários dos transformadores de pulso são gerados pulsos com valores positivo e negativo e com razão cíclica de aproximadamente 0,5.

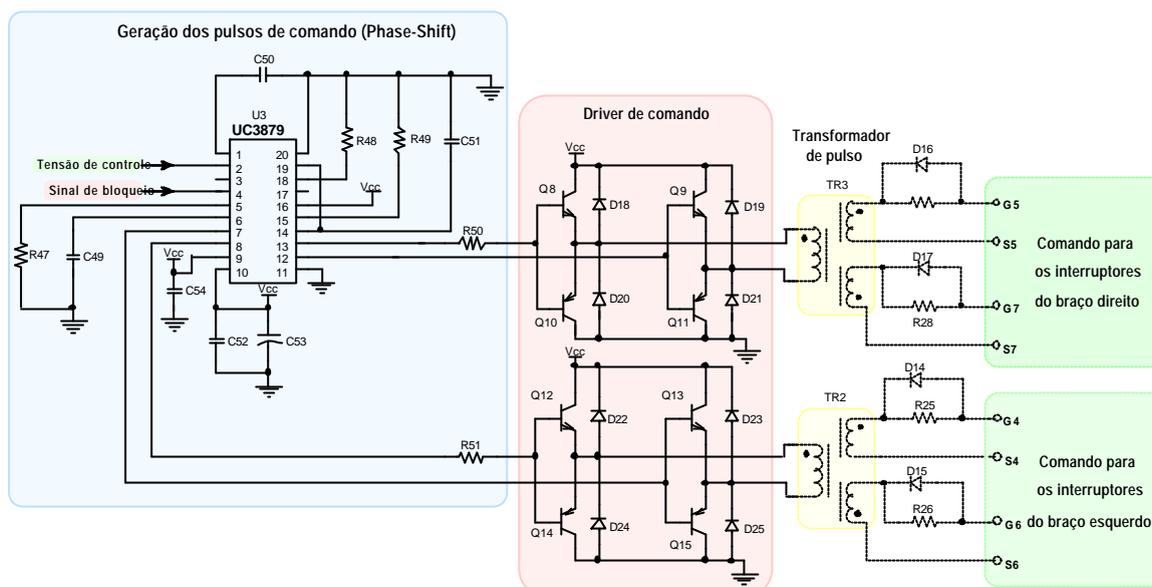


Fig. 5-2 – Circuito de geração dos pulsos de comando (*phase shift*) utilizando o UC3879.

## 5.4 APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO INTEGRADO UC3907 CONTROLADOR DE COMPARTILHAMENTO DE CARGA

O circuito integrado UC3907 da Unitrode tem a função de compartilhar a corrente de carga igualmente entre as Unidades Retificadoras ligadas em paralelo para compor o Sistema Retificador.

Este compartilhamento de corrente permite o paralelismo de múltiplos módulos de energia independentes, sendo que cada módulo fornece uma parcela da energia para suprir a carga total exigida.

### 5.4.1 PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS

As principais características do UC3907 são apresentadas a seguir:

- Sensor de tensão diferencial de alta impedância;
- Amplificador de corrente preciso para um preciso compartilhamento de corrente;
- Capacidade para *driver* optoacoplado;
- Indicador de estado;
- Operação com tensão de alimentação de 4,5V a 35V.

### 5.4.2 DIAGRAMA EM BLOCOS

A Fig. 5-3 apresenta o diagrama em blocos do circuito integrado UC3907. Verifica-se a existência de dois laços principais de controle. Um de tensão formado pelos amplificadores de tensão, de terra e de *driver*. E um laço de corrente formado pelos amplificadores de corrente, de *buffer* e de ajuste.

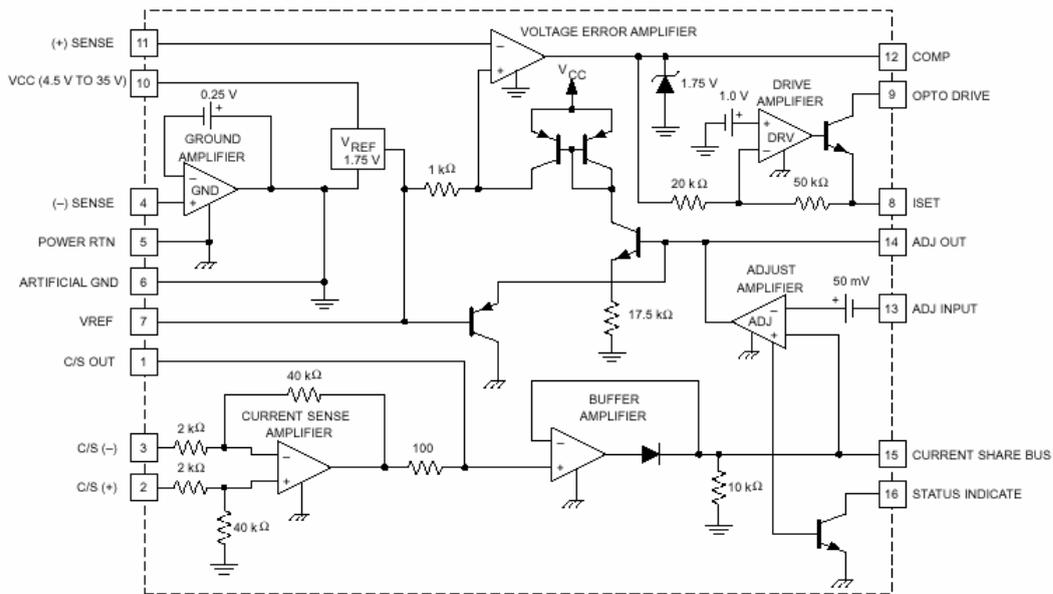


Fig. 5-3 – Diagrama em blocos do circuito integrado UC3907.

### 5.4.3 DESCRIÇÃO DA FUNÇÃO DOS PINOS DO UC3907

A tabela 5-2 apresenta a descrição dos pinos que constituem o circuito integrado UC3907.

TABELA 5-2: Descrição dos pinos do CI UC3907.

Pino	Identificação	Função
11 12	(+) SENSE COMP	<u>Amplificador de tensão:</u> Este amplificador é o estágio de ganho da malha de realimentação para regulação da tensão de saída do módulo de potência. Neste amplificador é implementado o compensador de tensão. O ajuste da referência é realizado em malha fechada, e medido no pino 11, (+) SENSE. O valor é ajustado em $2V \pm 1,25\%$ .
4	(-) SENSE	<u>Amplificador de terra:</u> Representa uma entrada de alta impedância para o negativo da tensão de saída, permitindo o sensoriamento do sistema de terra, evitando níveis de tensão que possam aparecer na linha de retorno de energia. Este ponto deve ser considerado como um "falso terra". Todas as tensões são referidas a este ponto.
8 9 12	ISET OPTO DRIVE COMP	<u>Amplificador de drive:</u> Este amplificador é usado como um <i>buffer</i> inversor entre a saída do amplificador de tensão e o ponto usado pelo controlador para acoplar o sinal de realimentação (circuito PWM do CI UC3879). Ele tem um ganho de tensão fixo de 2,5 e é normalmente configurado com uma corrente ajustada através de um resistor ligado do pino 8 ao terra. A faixa do sinal de tensão é de 0,25V a 4,1V.

1 2 3	C/S OUT C/S (+) C/S (-)	<u>Amplificador de corrente:</u> Este amplificador tem capacidade de sensoriamento diferencial, sendo usado com um <i>shunt</i> externo na linha de retorno da corrente de saída. O ganho é fixado internamente em 20 vezes, dando para o usuário a possibilidade de estabelecer a máxima tensão através do resistor de sensoriamento de corrente com valores entre 50mV e 500mV. A largura de banda deste amplificador pode ser reduzida com o acréscimo de um capacitor externo da saída para o terra, em muitos casos isto não é necessário, pois o compensador do amplificador de ajuste normalmente possui um pólo dominante no laço de ajuste. Este amplificador fornece para o amplificador <i>buffer</i> um sinal com informação sobre a corrente de saída.
1 15	C/S OUT CURRENT SHARE BUS	<u>Amplificador <i>buffer</i>:</u> Este amplificador é um <i>buffer</i> unidirecional, cuja saída (de baixa impedância) alimenta o barramento de compartilhamento de corrente, no qual serão conectados em paralelo todos os módulos de potência. Como o amplificador <i>buffer</i> é somente uma fonte de corrente, ele assegura que o módulo com maior corrente de saída seja o “mestre” e habilita o barramento com uma baixa impedância. Todos os outros amplificadores <i>buffer</i> estarão desativados com cada um exibindo uma impedância de carga de 10kΩ para o terra. O barramento de compartilhamento é protegido contra curto-circuito para o terra e sobretensão de 50V.
13 14 15	ADJ INPUT ADJ OUT CURRENT SHARE BUS	<u>Amplificador de ajuste:</u> Este amplificador compara o sinal de corrente de saída do retificador com o sinal do barramento de compartilhamento de corrente, alterando o sinal de referência de tensão para manter a divisão correta de corrente entre os módulos retificadores. É um amplificador de transcondutância, cuja largura de banda pode ser limitada para diminuição de ruído com a ligação de um capacitor de sua saída para o terra artificial (pino 6).
6	ARTIFICIAL GND	<u>Terra artificial:</u> Este é um circuito de terra de baixa impedância o qual está exatamente 250mV acima da tensão no terminal (-) SENSE. Gera-se desta maneira uma referência mais imune a ruídos para o amplificador de tensão. Visto que toda a corrente de retorno do CI não circula por este circuito, mas sim pelo pino 5 (POWER RTN).
5	POWER RTN	<u>Power RTN:</u> Este pino deve ter a tensão mais negativa disponível e pode variar de zero a 5V abaixo do terminal (-) SENSE. Ele deve ser conectado perto da fonte de alimentação, quando possível, de forma que a queda de tensão através do retorno de linha e da impedância

		do sensor de corrente fiquem entre este terminal e o ponto (-) SENSE.
7	VREF	<u>Referência de tensão:</u> Este pino fornece uma referência de tensão interna de 2V referida a entrada (-) SENSE e de 1,75V quando referida ao terra artificial, com uma precisão de $\pm 1,5\%$ .
16	STATUS INDICATE	<u>Indicador de estado:</u> Este pino é uma saída em coletor aberto usada para indicar qual unidade está ativa como “mestre”. Consegue-se isso verificando se o amplificador de ajuste está em estado baixo e colocando o pino indicador de estado em nível baixo.
10	VCC	<u>Tensão de alimentação:</u> Através deste pino o CI é alimentado com uma tensão entre 4,5V e 35V.

#### 5.4.4 ESTRATÉGIA DE COMPARTILHAMENTO DA CORRENTE DE SAÍDA

A Fig. 5-4 apresenta um sistema de alimentação com as conexões elétricas básicas, requeridas para se obter controle da tensão de saída e divisão de corrente equilibrada.

A tensão de saída é monitorada com um amplificador de tensão de alta impedância. As correntes de cada fonte de alimentação são monitoradas por um amplificador diferencial, e são utilizadas nos circuitos de compartilhamento de corrente.

O barramento de compartilhamento de corrente que interconecta todas as fontes deve ser de baixa impedância e imune a ruídos.

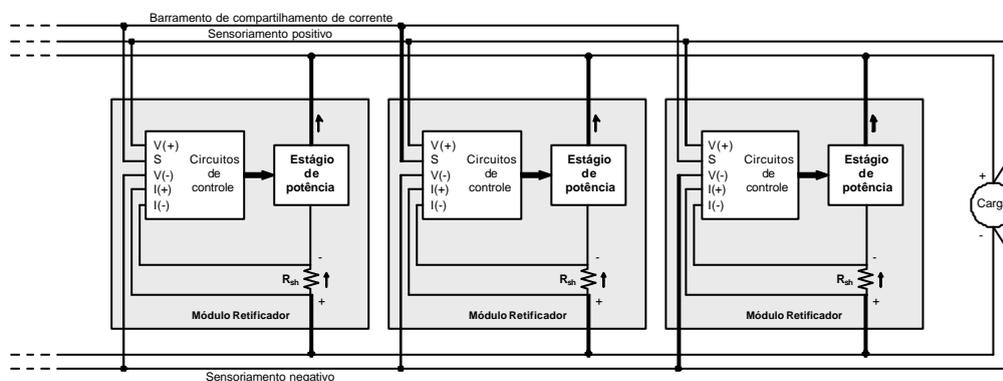


Fig. 5-4 Conexões básicas em um sistema de módulos retificadores com compartilhamento de corrente.

A técnica utilizada é ilustrada pela Fig. 5-5. O sinal do barramento de compartilhamento de corrente é levado a todos os módulos retificadores e é comparado com o sinal da corrente fornecida por cada módulo através de um amplificador de ajuste. Dessa comparação se faz o ajuste necessário na referência da malha de controle de tensão até que se tenha uma diferença mínima entre os sinais comparados.

O diodo faz com que apenas um dos retificadores (aquele que estiver fornecendo maior corrente) tenha influência sobre o sinal do barramento de compartilhamento. Isso elimina alguns problemas. Por exemplo, quando um módulo está com capacidade reduzida, não influenciará no

sinal do barramento. A desvantagem com o uso desse diodo é que se gera uma pequena diferença entre a corrente do retificador mestre (de maior corrente) e os outros. Para diminuir esse efeito o CI UC3907 substitui o diodo por um *buffer* unidirecional.

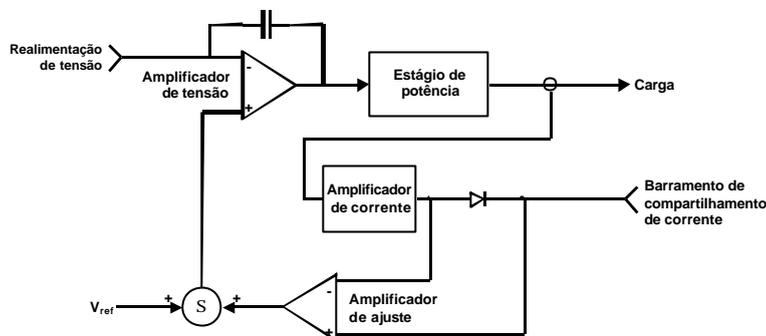


Fig. 5-5 - Técnica de controle do compartilhamento de corrente.

## 5.5 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CONVERSOR

Para projeto das malhas de controle de tensão e corrente, torna-se necessário o conhecimento da função de transferência do conversor.

O fato do conversor *FB-ZVS-PWM-PS* ser uma derivação da topologia do conversor *buck*, permite a análise de pequenos sinais do mesmo introduzindo-se os efeitos do controle por deslocamento de fase e da utilização da indutância de ressonância (acrescida da indutância de dispersão do transformador) com o capacitor de junção, utilizado para obtenção da comutação sob tensão nula [33].

A seguir são apresentadas as funções de transferências do conversor *FB-ZVS-PWM-PS* obtidas a partir do modelo de pequenos sinais do conversor *buck* [33].

### 5.5.1 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA $G_{V_{VIN}}(s) = V_o(s)/V_{in}(s)$

A expressão (5.4) apresenta a função de transferência  $G_{V_{VIN}}(s)$  que representa a variação da tensão de saída pela variação da tensão de entrada.

$$G_{V_{VIN}}(s) = \frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \left( n \cdot D_{ef} + \frac{R_d}{V_n} \right) \cdot \frac{C_o \cdot R_{se} \cdot s + 1}{L_o \cdot C_o \cdot \left( \frac{R_{se}}{R_o} + 1 \right) \cdot s^2 + \left[ \frac{L_o}{R_o} + C_o \cdot R_d \cdot \left( \frac{R_{se}}{R_o} + 1 \right) + C_o \cdot R_{se} \right] \cdot s + \frac{R_d}{R_o} + 1} \quad (5.4)$$

O parâmetro  $R_d$  representa a influência da indutância ressonante na função de transferência do conversor, sendo  $R_d$  definido pela expressão (5.5):

$$R_d = 4 \cdot n^2 \cdot f_s \cdot L_r \quad (5.5)$$

O parâmetro  $n$  é definido pela relação entre o número de espiras do secundário sobre o número de espiras do primário do transformador, ou seja, é o inverso do parâmetro  $n_{FB}$  definido no capítulo IV.

$$n = \frac{N_s}{N_p} = \frac{1}{n_{FB}} \quad (5.6)$$

### 5.5.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA $G_{VD}(s)=V_o(s)/D(s)$

A expressão (5.7) apresenta a função de transferência  $G_{VD}(s)$  que representa a variação da tensão de saída pela variação da razão cíclica.

$$G_{VD}(s) = \frac{V_o(s)}{D(s)} = n \cdot V_{in} \cdot \frac{C_o \cdot R_{se} \cdot s + 1}{L_o \cdot C_o \cdot \left(\frac{R_{se}}{R_o} + 1\right) \cdot s^2 + \left[\frac{L_o}{R_o} + C_o \cdot R_d \cdot \left(\frac{R_{se}}{R_o} + 1\right) + C_o \cdot R_{se}\right] \cdot s + \frac{R_d}{R_o} + 1} \quad (5.7)$$

### 5.5.3 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA $G_{ID}(s)=I_o(s)/D(s)$

A expressão (5.8) apresenta a função de transferência  $G_{ID}(s)$  que representa a variação da corrente de saída pela variação da razão cíclica.

$$G_{ID}(s) = \frac{I_o(s)}{D(s)} = \frac{n \cdot V_{in}}{R_o} \cdot \frac{C_o \cdot R_{se} \cdot s + 1}{L_o \cdot C_o \cdot \left(\frac{R_{se}}{R_o} + 1\right) \cdot s^2 + \left[\frac{L_o}{R_o} + C_o \cdot R_d \cdot \left(\frac{R_{se}}{R_o} + 1\right) + C_o \cdot R_{se}\right] \cdot s + \frac{R_d}{R_o} + 1} \quad (5.8)$$

### 5.5.4 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA $G_{VVC}(s)=V_o(s)/V_c(s)$

A Fig. 5-6 apresenta a tensão de controle ( $V_c$ ) e o sinal dente de serra que são comparados para definir a razão cíclica de controle.

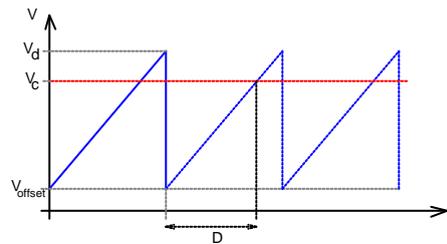


Fig. 5-6 – Sinais de comparação para geração do comando PWM.

Na Fig. 5-6 tem-se que:

- $V_d$  → tensão de pico da onda dente de serra;
- $V_c$  → tensão de controle;
- $V_{offset}$  → tensão de *offset*.

A razão cíclica é expressa por (5.9).

$$D = \frac{V_c}{V_d} \quad (5.9)$$

Através das expressões (5.7) e (5.9) obtém-se a função e transferência  $G_{V_{vc}}(s)$  que relaciona a variação da tensão de saída pela variação da tensão de controle, dada pela expressão (5.10). Esta função de transferência é necessária para o projeto da malha de tensão.

$$G_{V_{vc}}(s) = \frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{n \cdot V_{in}}{V_d} \cdot \frac{C_o \cdot R_{se} \cdot s + 1}{L_o \cdot C_o \cdot \left(\frac{R_{se}}{R_o} + 1\right) \cdot s^2 + \left[\frac{L_o}{R_o} + C_o \cdot R_d \cdot \left(\frac{R_{se}}{R_o} + 1\right) + C_o \cdot R_{se}\right] \cdot s + \frac{R_d}{R_o} + 1} \quad (5.10)$$

A expressão (5.10) pode ser expressa na forma padrão, conforme apresentado em (5.11).

$$G_{V_{vc}}(s) = K_{v-s} \cdot w_n^2 \cdot \frac{\frac{s}{w_z} + 1}{s^2 + 2 \cdot x \cdot w_n \cdot s + w_n^2} \quad (5.11)$$

Onde:

- $K_{v-s} \rightarrow$  representa o ganho estático do conversor dado pela expressão (5.12):

$$K_{v-s} = \frac{n \cdot V_{in}}{V_d \cdot \left(1 + \frac{R_d}{R_o}\right)} \quad (5.12)$$

- $w_n \rightarrow$  representa a frequência natural do conversor dada pela expressão (5.13):

$$w_n = \sqrt{\frac{1}{C_o \cdot L_o} \cdot \frac{(R_d + R_o)}{(R_{se} + R_o)}} \quad (5.13)$$

- $x \rightarrow$  representa coeficiente de amortecimento do conversor dada pela expressão (5.14):

$$x = \left(\frac{1}{2 \cdot R_o} + \frac{R_{se}}{2}\right) \cdot \sqrt{\frac{L_o}{C_o} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{R_d}{R_o}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_{se}}{R_o}\right)}} + \frac{R_d}{2} \cdot \sqrt{\frac{C_o}{L_o} \cdot \frac{\left(1 + \frac{R_{se}}{R_o}\right)}{\left(1 + \frac{R_d}{R_o}\right)}} \quad (5.14)$$

Para facilitar o projeto do controlador, a função de transferência apresentada na expressão (5.10) pode ser escrita na forma fatorada, conforme apresentada pela expressão (5.15).

$$G_{V_{vc}}(s) = K_{v-conv} \cdot \frac{(s + w_{zconv})}{(s + w_{p1conv}) \cdot (s + w_{p2conv})} \quad (5.15)$$

Verifica-se que a função de transferência do conversor possui um zero e dois pólos. Na expressão (5.15) tem-se que:

- $K_{v-conv} \rightarrow$  representa o ganho do conversor dado pela expressão (5.16):

$$K_{v-conv} = \frac{n \cdot V_{in}}{V_d} \cdot \frac{R_{se}}{L_o \cdot \left(\frac{R_{se}}{R_o} + 1\right)} \quad (5.16)$$

- $w_{zconv} \rightarrow$  representa a frequência do zero do conversor dada pela expressão (5.17):

$$w_{zconv} = \frac{1}{Rse \cdot C_o} \tag{5.17}$$

- $w_{p1conv}$  e  $w_{p2conv}$  → representa a frequência dos pólos do conversor dados pelas expressões (5.18) e (5.19):

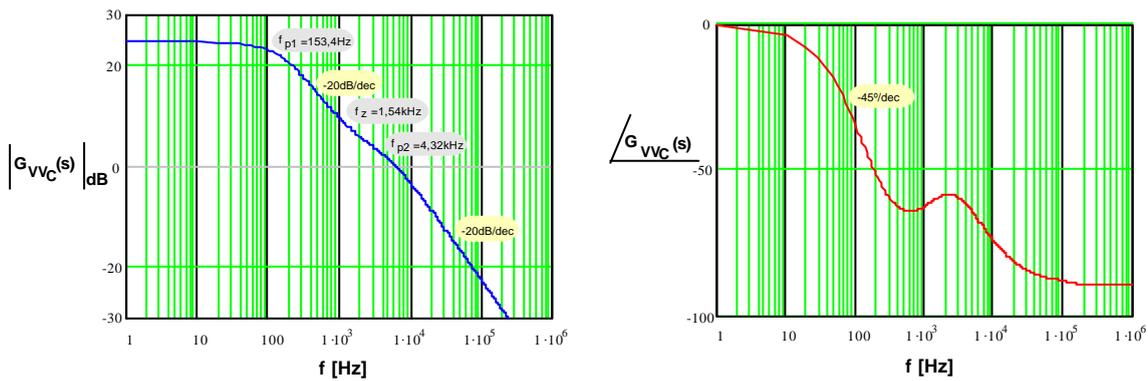
$$w_{p1conv} = \frac{-\left[\frac{L_o}{R_o} + C_o \cdot R_d \cdot \left(\frac{Rse}{R_o} + 1\right) + C_o \cdot Rse\right] + \sqrt{\left[\frac{L_o}{R_o} + C_o \cdot R_d \cdot \left(\frac{Rse}{R_o} + 1\right) + C_o \cdot Rse\right]^2 - 4 \cdot L_o \cdot C_o \cdot \left(\frac{Rse}{R_o} + 1\right) \cdot \left(\frac{R_d}{R_o} + 1\right)}}{2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot \left(\frac{Rse}{R_o} + 1\right)} \tag{5.18}$$

$$w_{p2conv} = \frac{-\left[\frac{L_o}{R_o} + C_o \cdot R_d \cdot \left(\frac{Rse}{R_o} + 1\right) + C_o \cdot Rse\right] - \sqrt{\left[\frac{L_o}{R_o} + C_o \cdot R_d \cdot \left(\frac{Rse}{R_o} + 1\right) + C_o \cdot Rse\right]^2 - 4 \cdot L_o \cdot C_o \cdot \left(\frac{Rse}{R_o} + 1\right) \cdot \left(\frac{R_d}{R_o} + 1\right)}}{2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot \left(\frac{Rse}{R_o} + 1\right)} \tag{5.19}$$

O diagrama de Bode de módulo e fase da função de transferência  $G_{V_{Vc}}(s)$  do conversor é apresentado na Fig. 5-7 . Os parâmetros utilizados para plotar o diagrama de bode são apresentados na Tabela 53, estes parâmetros foram escolhidos com base no projeto que será apresentado no capítulo IX.

**Tabela 5-3 – Parâmetros do conversor FB-ZVS-PWM-PS.**

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$V_{in} =$	400V	$R_o =$	$6\Omega$
$V_o =$	60V	$C_o =$	$910\mu F$
$V_d =$	4,2V	$Rse =$	0,113 $\Omega$
$f_s =$	140kHz	$L_o =$	$50\mu H$
$n =$	0,214	$L_r =$	$50\mu H$



**Fig. 5-7 – Diagrama de Bode de módulo e fase da função de transferência  $G_{V_{Vc}}(s)$  do conversor FB-ZVS-PWM-PS.**

A Fig. 5-8 apresenta o comportamento da função de transferência  $G_{V_{Vc}}(s)$  com a variação da indutância  $L_r$ . Verifica-se que o aumento da indutância ressonante provoca um aumento do coeficiente de amortecimento da planta, ou seja, aumentando-se  $L_r$  aumenta-se a distância entre os pólos da planta. Para  $L_r$  igual a zero a planta se comporta como o conversor *FB* tradicional. Percebe-se ainda que o sistema é estável.

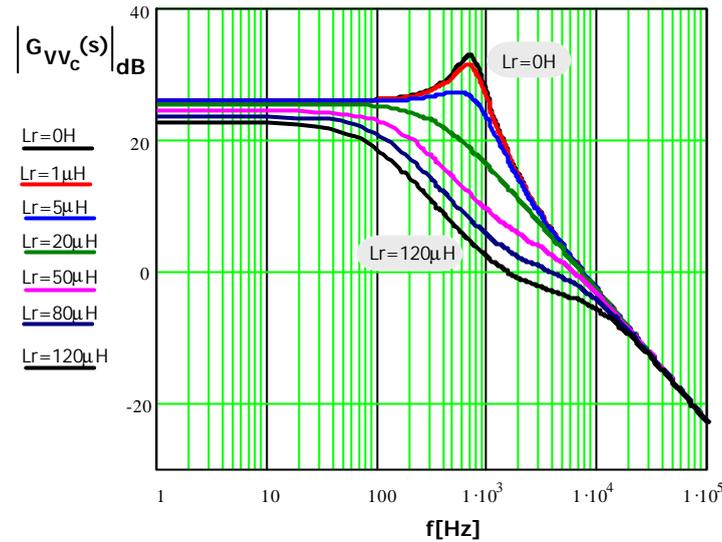


Fig. 5-8 – Comportamento da função de transferência  $G_{VVc}(s)$  com a variação de  $L_r$ .

### 5.5.5 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA $G_{IVc}(s)=I_o(s)/V_c(s)$

Através das expressões (5.8) e (5.9), obtém-se a função de transferência  $G_{IVc}(s)$  que relaciona a variação da corrente de saída pela variação da tensão de controle, dada pela expressão (5.20). Esta função de transferência é necessária para o projeto da malha de corrente.

$$G_{IVc}(s) = \frac{I_o(s)}{V_c(s)} = \frac{n \cdot V_n}{V_d \cdot R_o} \cdot \frac{C_o \cdot Rse \cdot s + 1}{L_o \cdot C_o \cdot \left(\frac{Rse}{R_o} + 1\right) \cdot s^2 + \left[\frac{L_o}{R_o} + C_o \cdot Rd \cdot \left(\frac{Rse}{R_o} + 1\right) + C_o \cdot Rse\right] \cdot s + \frac{R_d}{R_o} + 1} \quad (5.20)$$

A função de transferência  $G_{IVc}(s)$  também pode ser expressa pela sua forma padrão ou fatorada, conforme apresentado em (5.21) e (5.22).

$$G_{IVc}(s) = K_{i-s} \cdot w_n^2 \cdot \frac{\frac{s}{w_z} + 1}{s^2 + 2 \cdot x \cdot s + w_n^2} \quad (5.21)$$

$$G_{IVc}(s) = K_{i-conv} \cdot \frac{(s + w_{zconv})}{(s + w_{p1conv}) \cdot (s + w_{p2conv})} \quad (5.22)$$

Sendo que:

- $K_{i-s}$  → representa o ganho estático do conversor dado pela expressão (5.23):

$$K_{i-s} = \frac{n \cdot V_{in}}{V_d \cdot (R_o + R_d)} \quad (5.23)$$

- $K_{i-conv}$  → representa o ganho do conversor dado pela expressão (5.24):

$$K_{i-conv} = \frac{n \cdot V_n \cdot Rse}{V_d \cdot L_o \cdot (Rse + R_o)} \quad (5.24)$$

## 5.6 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O controle adotado é por modo tensão, onde são implementadas duas malhas de controle: malha de tensão e malha de corrente. A malha de tensão atuará desde a vazio até a plena carga, regulando a tensão de saída do conversor. A malha de corrente atuará apenas em casos de sobrecarga ou curto-circuito, mantendo a corrente de saída constante.

A Fig. 5-9 ilustra a estratégia de controle adotada.

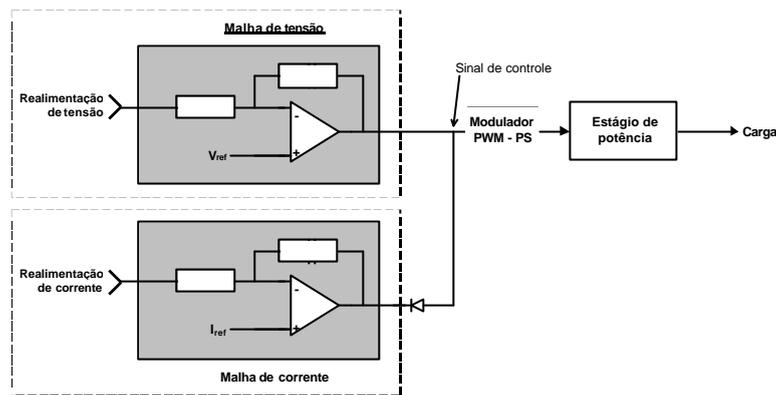


Fig. 5-9 – Estratégia de controle no modo tensão com malha de corrente em paralelo.

Enquanto o sinal proveniente da realimentação de corrente não atinge um valor muito próximo à referência de corrente ( $I_{ref}$ ), o sinal de saída da malha de corrente mantém-se em nível de saturação. O diodo então bloqueia este sinal, uma vez que o sinal de saída da malha de tensão deve sempre ser menor que o nível de saturação positivo da malha de corrente. Nesta situação tem-se a malha de tensão atuando e controlando o conversor.

Se o sinal da realimentação de corrente subir o suficiente (indicando corrente alta na saída do conversor), chegando bem próximo do sinal de referência de corrente, o sinal de saída baixa significativamente, forçando o diodo a conduzir e mantendo o sinal de controle no nível do sinal da malha de corrente.

Dessa forma tem-se a operação independente de cada uma das malhas. Tem-se com isso a vantagem de se poder operar com duas malhas rápidas, o que não seria possível ao utilizar-se o controle em modo corrente, onde a malha de tensão deve ser muito mais lenta que a de corrente.

## 5.7 MALHA DE TENSÃO

A malha de tensão tem a função de regular a tensão de saída desde a vazio até a plena carga, além de atender as especificações de resposta dinâmica dadas por norma. Esta malha também é responsável por garantir um baixo nível de ondulação de tensão na saída e de ruído psofométrico.

Em resumo têm-se as seguintes atribuições para a malha de tensão, conforme especificações apresentadas no capítulo I:

- Regulação estática da tensão de saída desde a vazio até plena carga, com variação máxima de  $\pm 1\%$  da tensão de saída para uma variação de carga de 5% a 100% da corrente nominal e variação máxima de 2% da tensão de saída para funcionamento com corrente de saída menor que 5% da corrente nominal;
- Resposta dinâmica menor ou igual a 25ms com desvio máximo de  $\pm 8\%$  da tensão de saída, para um transitório de carga de 50% da corrente nominal;
- Ainda deve garantir simultaneamente níveis de ruído psfométrico abaixo de 1mV psfométrico, ondulação da tensão de saída menor que 50mV RMS e 200mV pino a pino.

O diagrama em blocos da malha de tensão é apresentado na Fig. 5-10.

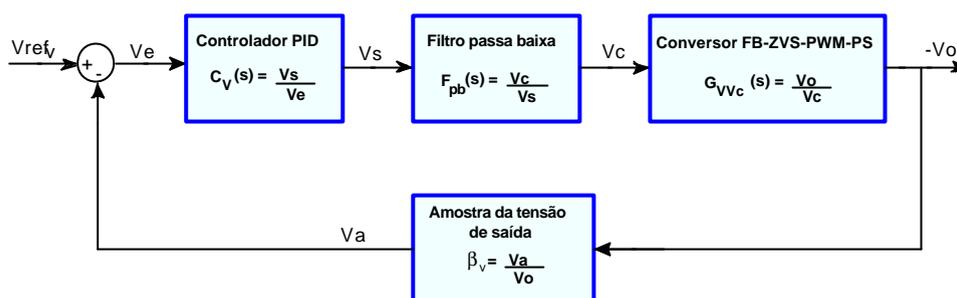


Fig. 5-10 – Diagrama em blocos da malha de tensão.

A tensão de saída ( $-V_o$ ) passa por um circuito de amostra de tensão de saída  $\beta_v(s)$  que fornece a tensão amostrada ( $V_a$ ) para ser comparada com a tensão de referência ( $V_{ref}$ ). Desta comparação tem-se um sinal de erro ( $V_e$ ) que será compensado pelo controlador de tensão  $C_v(s)$ , fornecendo a tensão  $V_s$  que passa por um filtro passa baixa  $F_{pb}(s)$  para reduzir o ruído.

No diagrama de bloco acima tem-se as seguintes identificações:

- $-V_o$  → tensão de saída do conversor;
- $V_a$  → tensão amostrada;
- $V_{refv}$  → tensão de referência;
- $V_e$  → tensão de erro;
- $V_s$  → tensão de saída do compensador de tensão;
- $V_c$  → tensão de controle;
- $G_{vvc}(s)$  → função de transferência que representa o conversor *FB-ZVS-PWM-PS*;
- $b_v$  → ganho do circuito de amostragem da tensão de saída;
- $C_v(s)$  → função de transferência que representa o compensador de tensão;
- $F_{pb}(s)$  → função de transferência que representa o filtro passa baixa.

A seguir serão descritos os blocos que compõem a malha de tensão.

### 5.7.1 AMOSTRA DA TENSÃO DE SAÍDA

Para amostrar a tensão de saída é usado um circuito amplificador diferencial com ganho unitário apresentado na Fig. 5-11. Este circuito proporciona a adaptação da tensão de saída ao nível da tensão de referência.

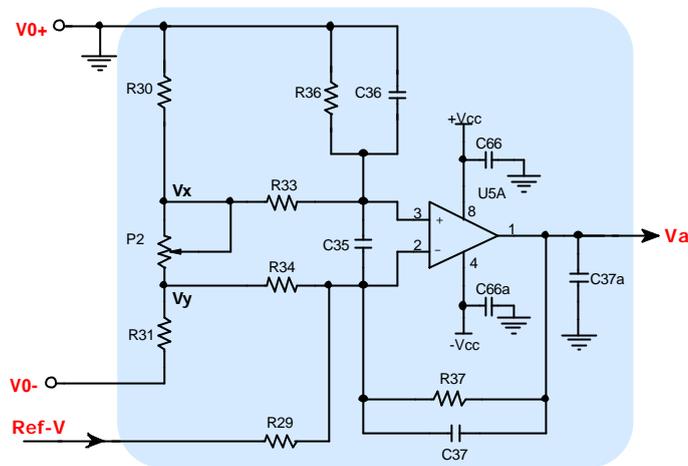


Fig. 5-11 – Circuito de amostragem da tensão de saída.

Para simplificação da análise deste circuito são feitas as seguintes considerações:

- Será considerado  $I_1 \gg I_2$  e  $I_3$ , ou seja, os resistores  $R_{33}$  e  $R_{34}$  devem ser muito maiores que  $R_{30}$ ,  $P_2$  e  $R_{31}$ ;
- Será considerado  $I_3 = I_4$ , ou seja, a resistência de entrada do amplificador operacional deve ser muito grande;
- Será considerada a tensão do amplificador operacional na entrada não-inversora igual a entrada inversora, ou seja, o ganho em malha aberta do amplificador operacional deve ser muito grande;
- Todas as tensões serão referenciadas ao GND de sinal.

Os resistores  $R_{30}$ ,  $P_2$  e  $R_{31}$  formam um divisor resistivo, sendo que a tensão sobre  $P_2$  ( $V_{xy} = V_x - V_y$ ) é mantida igual à tensão de referência  $V_{refv}$ . O potenciômetro  $P_2$  é usado para em malha fechada ajustar-se a tensão de saída do conversor.

Para o melhor funcionamento do circuito amplificador diferencial, recomenda-se dimensionar os resistores  $R_{30}$ ,  $P_2$  e  $R_{31}$  de forma que a tensão  $V_x$  possua um valor próximo a metade da tensão de alimentação do amplificador operacional.

#### Dimensionamento dos resistores: $R_{30}$ , $P_2$ e $R_{31}$ :

Adotando-se:

$$V_x = \frac{-V_{CC}}{2} \quad (5.25)$$

Arbitra-se um valor para o resistor  $R_{30}$ , sendo que este deve ser muito menor que  $R_{33}$  e  $R_{34}$  (aproximadamente 10 vezes). Calcula-se a corrente  $I$  e os resistores  $P_2$  e  $R_{31}$  conforme expressões (5.26), (5.27) e (5.28):

$$I_1 = \frac{V_x}{R_{30}} = \frac{V_{cc}/2}{R_{30}} \quad (5.26)$$

$$P_2 = \frac{V_{refv}}{I_1} \quad (5.27)$$

$$R_{31} = \frac{V_y - V_0}{I_1} = \frac{V_0 - I_1 \cdot (R_{30} + P_2)}{I_1} \quad (5.28)$$

#### Amplificador diferencial com ganho unitário:

O uso do amplificador diferencial reduz o nível de ruído de modo comum no sinal amostrado. Desta forma, para melhorar a eficiência do circuito, o amplificador operacional a ser usado deve possuir uma elevada razão de rejeição em modo comum (CMRR – *common mode rejection ratio*). Pode-se definir o parâmetro CMRR como sendo a propriedade de um amplificador operacional rejeitar (atenuar) sinais idênticos aplicados, simultaneamente, nos seus terminais de entrada.

Os resistores  $R_{33}$ ,  $R_{34}$ ,  $R_{36}$  e  $R_{37}$  definem o ganho do amplificador diferencial dado pela expressão.

$$A_d = \frac{V_s}{V_{xy}} = \frac{R_{37}}{R_{34}} \quad (5.29)$$

Para um ganho unitário tem-se:  $R_{33} = R_{34} = R_{36} = R_{37}$ , desta forma basta adotar o valor deste resistor de forma que seja aproximadamente 10 vezes maior que o resistor  $R_{30}$ . Deve-se ter em mente que não se deve adotar valores de resistências muito altas para este circuito, de forma a minimizar problemas de ruído. Recomenda-se resistores entre 10k $\Omega$  e 100k $\Omega$ .

Os capacitores  $C_{35}$ ,  $C_{36}$  e  $C_{37}$  são usados apenas para filtrar ruídos de alta frequência, sendo que esses capacitores devem possuir valores na faixa de pico Farad (100pF) de forma a não influenciar na malha de controle. Para reduzir o ruído proveniente da alimentação do CI (amplificador operacional) devem ser usados capacitores de desacoplamento  $C_{66}$  e  $C_{66a}$  conectados bem próximos aos terminais de alimentação deste CI.

A tensão Ref-V é a tensão de ajuste da tensão de saída via sinal PWM. Esta tensão, ponderada pelo ganho dado pela razão dos resistores  $R_{37}$  e  $R_{29}$ , é subtraída da tensão  $V_{xy}$  de forma a reduzir a tensão  $V_a$ . A malha de tensão corrige a tensão de saída de forma a manter a tensão  $V_a$  igual a  $V_{refv}$ . Desta forma, tem-se o ajuste da tensão de saída através do valor da tensão Ref-V. Este ajuste é utilizado para colocar a fonte em estado de carga ou flutuação e para compensação da tensão de saída pela temperatura nas baterias.

O resistor  $R_{29}$  é calculado através da expressão (5.30).

$$R_{29} = \frac{R_{37} \cdot V_{Ref-vmax} \cdot V_{omin}}{V_{refv} \cdot (V_{omax} - V_{omin})} \quad (5.30)$$

Onde:

- $V_{Ref-vmax}$  → máxima tensão de referência enviada pelo sinal PWM;
- $V_{refv}$  → valor da tensão de referência;
- $V_{omin}$  → valor mínimo de ajuste da tensão de saída;

- $V_{omax}$  → valor máximo de ajuste da tensão de saída.

A tensão de saída  $V_s$  expressa em função dos parâmetros do circuito de amostragem da tensão de saída é apresentada em (5.31).

$$V_s = \frac{R_{37}}{R_{34}} \cdot P_2 \cdot \frac{V_o}{R_{30} + P_2 + R_{31}} - \frac{R_{37}}{R_{29}} \cdot V_{Ref-v} \quad (5.31)$$

Com a alteração da tensão  $V_{Ref-v}$  a malha de tensão irá atuar ajustando a tensão de saída do conversor  $V_o$  de forma a manter a tensão  $V_s$  igual a tensão  $V_{refv}$ . Da expressão (5.31) tem-se que a tensão de saída é dada por (5.32) :

$$V_o = \left( V_{refv} + \frac{R_{37}}{R_{29}} \cdot V_{Ref-v} \right) \cdot \frac{R_{34} \cdot (R_{30} + P_2 + R_{31})}{R_{37} \cdot P_2} \quad (5.32)$$

O ganho deste estágio é dado pela expressão (5.33).

$$b_v = \frac{V_s}{V_o} = \frac{V_{refv}}{V_o} \quad (5.33)$$

## 5.7.2 COMPENSADOR DE TENSÃO

Para o projeto do compensador de tensão utiliza-se a função de transferência  $G_{V_{vc}}(s)$  analisada na seção 5.5.4. A análise realizada em 5.5.4 mostra que a função  $G_{V_{vc}}(s)$  é estável, sendo possível obter o controle da tensão de saída com o uso de um simples compensador proporcional. Entretanto, para atender todas a exigência de regulação estática, regulação dinâmica e ondulação da tensão de saída, estabelecidas por norma, torna-se necessária a implementação de um controlador mais eficiente.

Conforme estudo realizado em [33] o controlador proporcional integral derivativo (PID) é o que apresenta melhor desempenho para ser utilizado na malha de controle da tensão de saída do conversor *FB-ZVS-PWM-PS*. Este controlador proporciona um tempo de resposta pequeno (resposta dinâmica), baixas oscilações na saída e erro estático nulo.

O circuito do compensador de tensão foi implementado usando o amplificador de tensão interno do circuito integrado UC3907, usado para realizar o compartilhamento da tensão de saída.

A Fig. 5-12 apresenta o circuito do compensador de tensão PID com identificação do circuito interno do UC3907 usado na implementação do compensador.

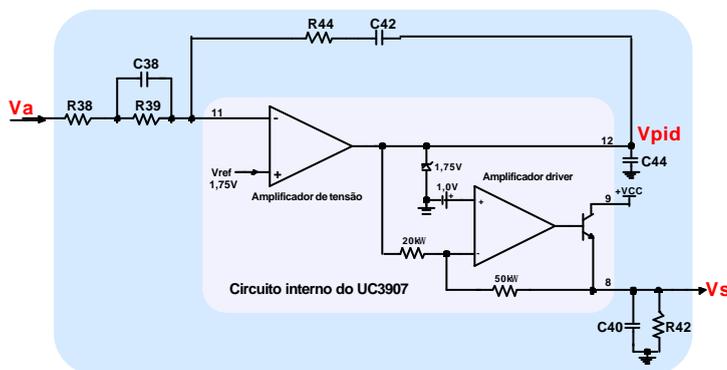


Fig. 5-12 – Compensador de tensão PID.

O laço de compensação é formado pelos resistores  $R_{38}$ ,  $R_{39}$  e  $R_{44}$ , e pelos capacitores  $C_{38}$  e  $C_{42}$ , ligados no pino 11 e 12 do UC3907. A tensão de referência é dada por uma referência interna de 1,75V do UC3907. A tensão de saída do compensador passa pelo amplificador *driver* do UC3907, este amplificador funciona como um *buffer* inversor com um ganho de tensão fixo de 2,5 e é configurado com uma corrente ajustada através de um resistor ligado do pino 8 ao terra. A faixa do sinal de tensão de saída deve ser limitada entre 0,25V a 4,1V.

A função de transferência do compensador de tensão PID é apresentada na expressão (5.34) em sua forma fatorada. Na expressão (5.35) tem-se a representação desta em função dos parâmetros do circuito apresentado na Fig. 5-12.

$$C_v(s) = \frac{V_{pid}}{V_a} = K_{cv} \cdot \frac{(s + w_{ztv}) \cdot (s + w_{z2cv})}{s \cdot (s + w_{p2cv})} \quad (5.34)$$

$$C_v(s) = \frac{V_{pid}}{V_a} = \frac{R_{44}}{R_{38}} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R_{39} \cdot C_{38}}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{R_{44} \cdot C_{42}}\right)}{s \cdot \left(s + \frac{R_{38} + R_{39}}{R_{38} \cdot R_{39} \cdot C_{38}}\right)} \quad (5.35)$$

Verifica-se que a função de transferência do compensador PID possui dois pólos e dois zeros. Estes podem ser expressos em função dos parâmetros do circuito do compensador PID conforme apresentado em (5.37), (5.38). e (5.39).

- **Pólos:**

$$w_{ptv} = 0 \quad (5.36)$$

$$w_{p2cv} = \frac{R_{38} + R_{39}}{R_{38} \cdot R_{39} \cdot C_{38}} \quad (5.37)$$

- **Zeros:**

$$w_{ztv} = \frac{1}{R_{39} \cdot C_{38}} \quad (5.38)$$

$$w_{z2cv} = \frac{1}{R_{44} \cdot C_{42}} \quad (5.39)$$

- **Ganho:**

$$K_{cv} = \frac{R_{44}}{R_{38}} \quad (5.40)$$

### Localização dos pólos e zeros do compensador de tensão PID:

Para o projeto do controlador PID será utilizada a técnica de cancelamento de pólos e zeros. O pólo na origem garante erro estático nulo. O segundo pólo do controlador é posicionado sobre o zero da função de transferência do conversor. Os dois zeros do controlador são posicionados na frequência dos pólos da função de transferência do conversor. Desta forma tem-se:

$$W_{p\tau v} = W_{zconv} \quad (5.41)$$

$$W_{z\tau v} = W_{p\tau conv} \quad (5.42)$$

$$W_{z2cv} = W_{p2conv} \quad (5.43)$$

### Determinação da frequência de cruzamento do sistema:

Pela definição de sistemas amostrados a frequência de cruzamento do sistema deve ser menor que metade da frequência de chaveamento  $f_c \leq f_s/2$ . A frequência de cruzamento do sistema define a velocidade da malha de compensação.

Resultados experimentais [7, 8, 33] tem demonstrado que uma frequência de cruzamento igual a  $f_s/10$  apresenta bons resultados. Utiliza-se normalmente este valor para a frequência de cruzamento devido às não idealidades dos circuitos e a existência de ruído no sistema que interferem na malha de compensação. Quanto mais rápida a malha ( $f_c$  maior) maior é a banda passante do sistema e mais susceptível a ruído esta se torna.

Outro fator que deve ser levado em conta na escolha da frequência de cruzamento é a característica do ruído psfométrico. Sendo que a malha de tensão deve atuar de forma a garantir os níveis de ruído psfométrico na tensão de saída dados por norma [2]. A Fig. 5-13 apresenta a resposta em frequência, obtida experimentalmente, de um psfômetro (aparelho usado para medir ruído psfométrico).

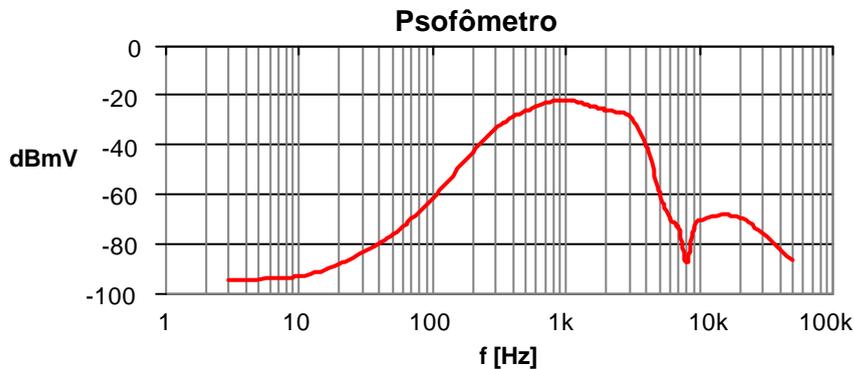


Fig. 5-13 – Resposta em frequência do Psfômetro.

Verifica-se na Fig. 5-13 que a menor atenuação do ruído psfométrico se dá para a frequência de 1kHz.

Com o objetivo de atenuar o ruído psfométrico e também proporcionar uma boa resposta dinâmica, será adotada uma frequência de cruzamento de 10kHz, ou seja, uma década acima da frequência onde ocorre a menor atenuação do ruído psfométrico medido. Desta forma atende-se ao requisito de  $f_c \leq f_s/2$  e tem-se uma banda passante mais estreita, tornando o circuito mais imune a interferências (ruído). Em (5.44) tem-se o valor da frequência de cruzamento, sendo  $f_{psf-crit}$  a frequência crítica do ruído psfométrico.

$$f_c = 10 \cdot f_{psf-crit} = 10 \text{ kHz} \quad (5.44)$$

### Determinação do ganho do controlador:

O ganho do controlador é obtido de forma que, na frequência de corte definida, a função de transferência do sistema em laço aberto tenha ganho unitário ( $FTL_{\text{LA}}(f_c) = 1$ ). Deve-se levar em conta todos os ganhos existente no sistema de malha aberta: circuito de amostragem  $\mathbf{b}_v$ , compensador  $C_v(f_c)$ , ganho interno do circuito amplificador *driver* do UC3907 ( $A_{\text{driver-UC3907}} = 2,5$ ), filtro passa baixa  $F_{pb}(f_c)$  e do conversor *FB-ZVS-PWM-PS*  $G_{Vc}(f_c)$ .

A expressão (5.45) fornece o valor do ganho do controlador:

$$K_{cv} = \frac{1}{2,5 \cdot F_{pb}(f_c) \cdot G_{Vc}(f_c) \cdot \mathbf{b}_v \cdot \left[ \frac{(j \cdot 2 \cdot \mathbf{p} \cdot f_c + \mathbf{w}_{z_{tv}}) \cdot (j \cdot 2 \cdot \mathbf{p} \cdot f_c + \mathbf{w}_{z_{zv}})}{j \cdot 2 \cdot \mathbf{p} \cdot f_c \cdot (j \cdot 2 \cdot \mathbf{p} \cdot f_c + \mathbf{w}_{p_{2cv}})} \right]} \quad (5.45)$$

### Dimensionamento dos componentes do circuito do compensador PID:

Adotando-se um valor para  $C_{42}$  calcula-se  $R_{44}$  através da expressão (5.46).

$$R_{44} = \frac{1}{C_{42} \cdot \mathbf{w}_{p_{2conv}}} \quad (5.46)$$

Com o valor de  $R_{44}$  calculado a partir da expressão (5.46), calcula-se  $R_{38}$  através da expressão (5.47).

$$R_{38} = \frac{R_{44}}{K_{cv}} \quad (5.47)$$

Através da expressão (5.48) calcula-se  $R_{39}$ .

$$R_{39} = R_{38} \cdot \left( \frac{\mathbf{w}_{z_{conv}}}{\mathbf{w}_{p_{tconv}}} - 1 \right) \quad (5.48)$$

Finalmente, calcula-se o valor do capacitor  $C_{38}$  através da expressão (5.49).

$$C_{38} = \frac{1}{R_{39} \cdot \mathbf{w}_{p_{tconv}}} \quad (5.49)$$

### 5.7.3 FILTRO PASSA BAIXA

O filtro passa baixa é implementado no comparador de erro do circuito integrado UC3879. A tensão de saída deste filtro ( $V_c$ ) é o sinal de controle para geração dos comandos PWM dos interruptores de potência. Este filtro tem duas funções: A primeira é de compensar o ganho provocado pelo amplificador de *driver* do UC3907. Este amplificador é um circuito inversor que provoca a inversão da lógica de controle. Com o objetivo de anular esta inversão é usado um filtro passa baixa também na configuração inversora e com o mesmo ganho do amplificador de *driver*. A segunda função deste filtro é atenuar os ruídos de alta frequência. A ação deste filtro não deve influenciar na atuação do compensador de tensão PID. Sendo assim, o filtro passa baixa deve possuir uma frequência de corte elevada.

O circuito deste filtro é apresentado na Fig. 5-14.

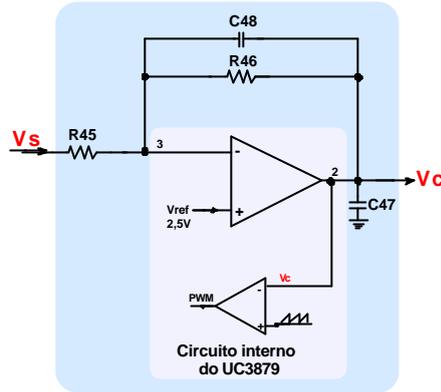


Fig. 5-14 – Filtro passa baixa.

A função de transferência deste filtro é apresentada em (5.50).

$$F_{pb}(s) = -\frac{R_{46}}{R_{45}} \cdot \frac{1}{R_{46} \cdot C_{48} \cdot s + 1} \tag{5.50}$$

A frequência de corte deste filtro é definida pela expressão (5.51).

$$f_{3dB} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot R_{46} \cdot C_{48}} \tag{5.51}$$

O ganho estático do filtro é dado pela expressão (5.52).

$$K_{Fpb} = -\frac{R_{46}}{R_{45}} \tag{5.52}$$

A frequência de corte do filtro é definida em aproximadamente cinco vezes a frequência de cruzamento do sistema. O ganho estático deste filtro deve anular o efeito do amplificador de driver do UC3907, logo este ganho deve ser de -2,5.

A Fig. 5-15 apresenta o circuito completo da malha de tensão.

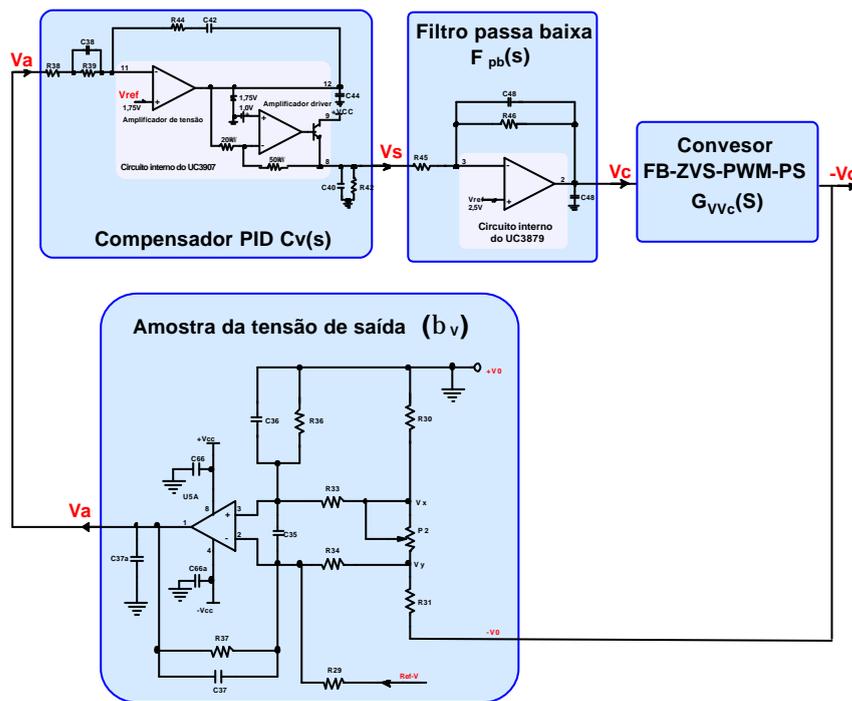


Fig. 5-15 – Circuito completo da malha de tensão.

O capacitor  $C_7$  deve ser conectado bem próximo ao pino 2 (sinal de controle) do UC3879 para filtrar ruídos. Este capacitor deve possuir uma capacitância baixa, de apenas alguns pico Farads. Dependendo do *layout* do circuito não é necessário o uso deste capacitor.

#### Diagrama de bode:

A Fig. 5-16 apresenta o diagrama de Bode de módulo da função de transferência do conversor  $G_{V_{vc}}(f)$ , do controlador  $C_v(f)$ , de todo o laço de controle  $H_v(f) = 2,5 \cdot b_v \cdot C_v(f) \cdot F_{pb}(f)$  e do sistema em laço aberto  $FTLA(f)$ . Observa-se que a frequência de corte é de 10kHz, conforme desejado, e o ganho do sistema em laço aberto é de -20dB/dec, garantindo a estabilidade do sistema.

A Fig. 5-17 apresenta o diagrama de Bode de fase da função de transferência do conversor  $G_{V_{vc}}(f)$ , do controlador  $C_v(f)$  e do sistema em laço aberto  $FTLA(f)$ . Observa-se que a fase do sistema em laço aberto é constante e igual a  $-90^\circ$ , garantindo a estabilidade do sistema com uma margem de fase de  $90^\circ$ .

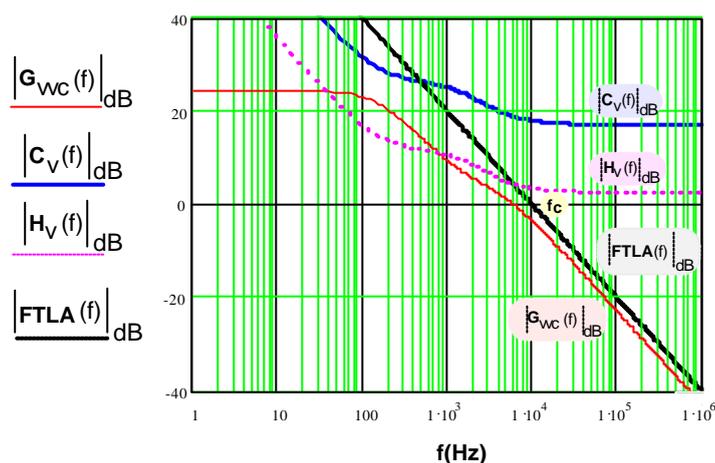


Fig. 5-16 – Diagrama de Bode de módulo do conversor, do controlador e do sistema em laço aberto.

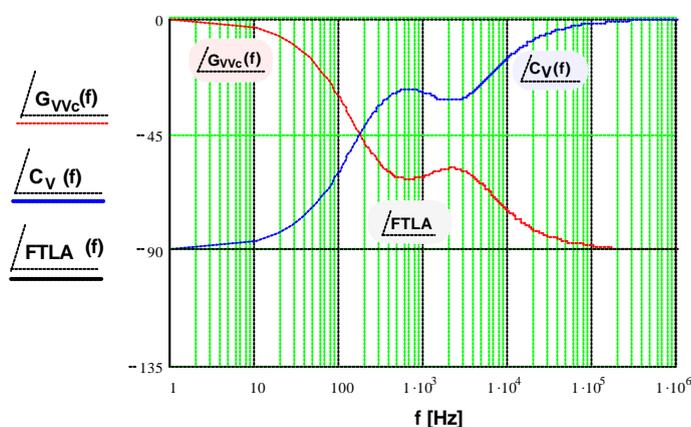


Fig. 5-17 - Diagrama de Bode de fase do conversor, do controlador e do sistema em laço aberto.

## 5.8 MALHA DE CORRENTE

A malha de corrente, conforme citado anteriormente, atua apenas como proteção contra sobrecarga ou curto-circuito nos terminais de saída da fonte, limitando a corrente de saída em seu valor nominal. A velocidade da malha de corrente é independente da malha de tensão, visto que estas atuam independentemente uma da outra.

A malha de corrente é composta por um circuito de amostragem, formado por um resistor *shunt* que fornece uma tensão proporcional à corrente de saída. Esta tensão passa por um amplificador diferencial que fornece a tensão ao circuito de compensação. Devido à malha de corrente ter a função apenas de regular a corrente de saída no caso de sobrecarga ou curto-circuito, tendo uma ação simplesmente de proteção, não é necessário atender requisitos de ondulação. O controlador usado pode ser um simples controlador do tipo proporcional integral, que garante erro estático nulo e uma boa resposta dinâmica.

No projeto da malha de corrente é utilizada a função de transferência  $G_{I_{Vc}}(s)$ , apresentada na seção 5.5.5, que determina a variação da corrente de saída com a variação da tensão de controle.

Para implementação do circuito da malha de corrente são utilizados amplificadores operacionais em um único encapsulamento e com elevado CMRR de forma a reduzir o nível de ruído de modo comum.

Na saída dessa malha deve-se utilizar um diodo do tipo Schottky para fazer a comutação entre malha de corrente e de tensão.

A Fig. 5-18 apresenta o diagrama em blocos da malha de corrente.

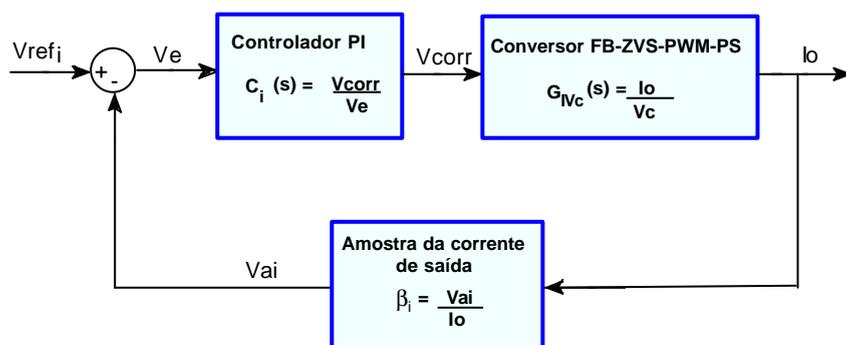


Fig. 5-18 – Diagrama em blocos da malha de corrente.

A estrutura do circuito da malha de corrente é mostrado na Fig. 5-19.

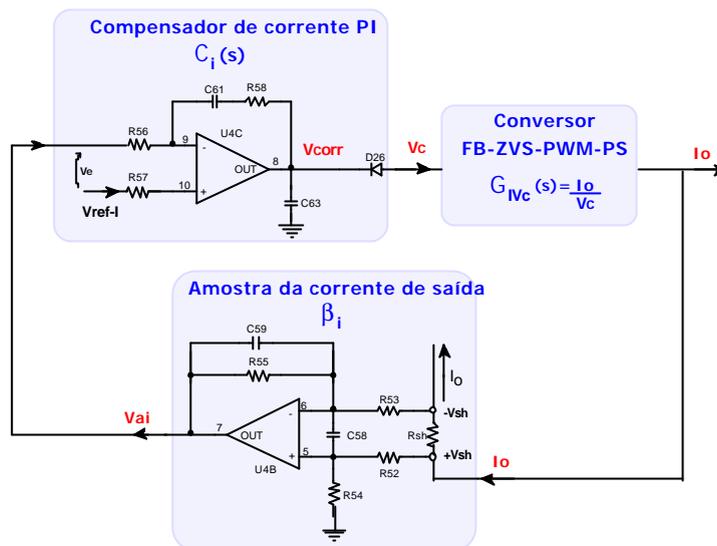


Fig. 5-19 – Estrutura do circuito da malha de corrente.

### 5.8.1 AMOSTRA DA CORRENTE DE SAÍDA

A amostragem da corrente de saída é feita utilizando um resistor *shunt* ( $R_{sh}$ ) e um circuito amplificador diferencial, formado pelo amplificador operacional  $U_{4B}$  e pelos resistores  $R_{52}$ ,  $R_{53}$ ,  $R_{54}$  e  $R_{55}$ , conforme apresentado na Fig. 5-20. Os capacitores  $C_{58}$  e  $C_{59}$  são usados para filtrar ruídos de alta frequência, sendo, portanto, de baixa capacitância (100pF).

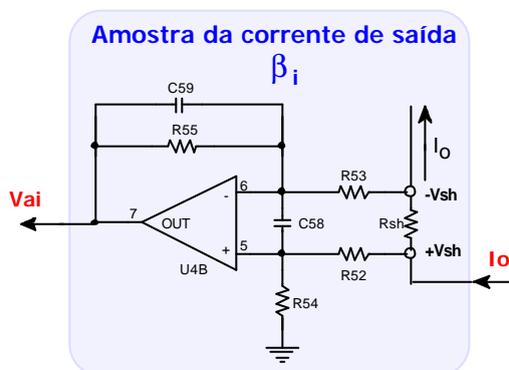


Fig. 5-20 – Circuito de amostra da corrente o de saída.

O resistor *shunt* deve possuir uma baixa resistência de forma a não comprometer o rendimento do conversor, normalmente são usados resistores *shunts* com valores na faixa de 10mΩ a 100mΩ. A tensão sobre o resistor *shunt* é apresentada em (5.53) e a potência dissipada neste é expressa em (5.54) . O parâmetro  $I_{o-nom}$  representa a corrente nominal de saída.

Máxima tensão sobre o resistor *shunt*:

$$V_{sh-max} = R_{sh} \cdot I_{o-nom} \tag{5.53}$$

Máxima potência dissipada no resistor *shunt*:

$$P_{Rsh-max} = R_{sh} \cdot I_{o-nom}^2 \tag{5.54}$$

A expressão (5.55) fornece a relação entre a tensão de saída deste amplificador e a tensão de amostragem sobre o resistor *shunt* (ganho do amplificador diferencial).

$$A_{diff-i} = \frac{V_{ai}}{V_{sh}} = \frac{R_{55}}{R_{53}} \quad (5.55)$$

O amplificador diferencial é dimensionado para fornecer uma tensão de saída  $V_{ai}$  igual à tensão de referência de limite de corrente  $V_{Ref-i}$  quando a corrente de saída atinge seu valor nominal. Sendo assim, adotando-se um valor para o resistor  $R_{53}$ , calcula-se  $R_{55}$  através da expressão (5.56).

$$R_{55} = R_{53} \cdot \frac{V_{Ref-i}}{V_{sh}} \quad (5.56)$$

Sendo que:

$$R_{52} = R_{53} \quad (5.57)$$

e

$$R_{54} = R_{55} \quad (5.58)$$

O ganho  $b_i$  do circuito de amostragem é definido pela expressão (5.59).

$$b_i = \frac{V_{Ref-i}}{I_{onom}} \quad (5.59)$$

## 5.8.2 COMPENSADOR DE CORRENTE

Conforme discutido anteriormente o compensador usado na malha de corrente é do tipo proporcional integral (PI). A função de transferência deste controlador é apresentada em (5.60).

$$C_i(s) = K_{ci} \cdot \frac{s + w_{zci}}{s} \quad (5.60)$$

Onde:

- $K_{ci}$  → representa o ganho do compensador de corrente;
- $w_{zci}$  → representa o zero do compensador de corrente.

Observa-se que este compensador possui um pólo na origem, o que garante erro estático nulo.

O circuito do compensador PI é apresentado na Fig. 5-21.

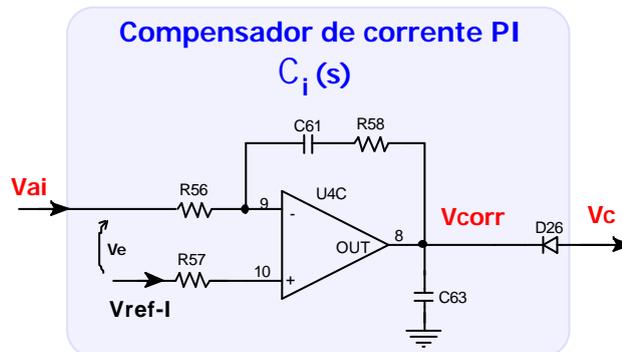


Fig. 5-21 – Circuito do compensador de corrente PI.

Os resistores R56 e R58 e o capacitor C61, juntamente com o amplificador operacional U4C formam a malha de compensação. O capacitor C63 é utilizado para filtrar ruídos de alta frequência e seu valor é na faixa de pico Farad (470pF). O diodo D26 é um diodo do tipo Schottky e é utilizado para realizar a comutação entre a malha de tensão e de corrente.  $V_{ref-i}$  é a tensão de referência do compensador de corrente.

A expressão (5.61) representa a função de transferência do compensador PI em função dos parâmetros do circuito apresentado na Fig. 5-21 .

$$C_i(s) = \frac{V_{corr}}{V_{ai}} = \frac{R_{58}}{R_{56}} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_{58} \cdot C_{61}}}{s} \quad (5.62)$$

De (5.60) e (5.62) tem-se:

- **Pólo do compensador:**

$$w_{pci} = 0 \quad (5.63)$$

- **Zero do compensador:**

$$w_{zci} = \frac{1}{R_{58} \cdot C_{61}} \quad (5.64)$$

- **Ganho do compensador:**

$$K_{ci} = \frac{R_{58}}{R_{56}} \quad (5.65)$$

#### Localização do zero do compensador de corrente PI:

O zero do compensador é posicionado na frequência do primeiro pólo da função de transferência  $G_{I_{Vc}}(s)$  do conversor. Com isso, na frequência de cruzamento tem-se um ganho de -20dB/dec garantindo a estabilidade do sistema.

$$w_{zci} = w_{ptonv} \quad (5.66)$$

#### Determinação da frequência de cruzamento do sistema:

Pela definição de sistemas amostrados a frequência de cruzamento do sistema deve ser menor que a metade da frequência de comutação  $f_c \leq f_s/2$ . Entretanto, resultados experimentais [7, 33] tem demonstrado que a malha de corrente se mostra instável para frequências de cruzamento acima de um décimo de  $f_s$ . Isto se deve a presença de ruído na amostragem da corrente de saída, visto que esta é feita através de um resistor *shunt* que é um elemento muito vulnerável a interferências. Com o objetivo de atenuar ruídos de alta frequência na malha de compensação, mantendo o circuito mais estável, deve-se reduzir a frequência de cruzamento, reduzindo desta forma a banda passante. Porém deve haver um comprometimento com relação a resposta dinâmica. Levando em consideração os fatores citados anteriormente, foi adotada uma frequência de cruzamento igual a  $f_s/20$ .

$$f_c = \frac{f_s}{20} \quad (5.67)$$

### Determinação do ganho do controlador:

O ganho do controlador é obtido de forma que na frequência de corte definida a função de transferência do sistema em laço aberto tenha ganho unitário ( $FTLA_i(f_c) = 1$ ). Deve-se levar em conta todos os ganhos existentes no sistema de malha aberta: circuito de amostragem  $b_i$ , compensador  $C_i(f_c)$  e do conversor  $FB-ZVS-PWMPS$   $G_{IVc}(f_c)$ .

A expressão (5.68) fornece o valor do ganho do controlador:

$$K_{ci} = \frac{1}{G_{IVc}(f_c) \cdot b_i \cdot \left[ \frac{(j \cdot 2 \cdot p \cdot f_c + w_{zci})}{j \cdot 2 \cdot p \cdot f_c} \right]} \quad (5.68)$$

### Diagrama de bode:

A Fig. 5-22 apresenta o diagrama de Bode de módulo da função de transferência do conversor  $G_{IVc}(f)$ , do controlador de corrente  $C_i(f)$ , de todo o laço de controle  $H_i(f) = b_i \cdot C_i(f)$  e do sistema em laço aberto  $FTLA_i(f)$ . Observa-se que a frequência de corte é de 7kHz (para  $f_s=140kHz$ ), conforme desejado e o ganho do sistema em laço aberto no cruzamento por zero é de -20dB/dec, garantindo a estabilidade do sistema.

A Fig. 5-23 apresenta o diagrama de Bode de fase da função de transferência do conversor  $G_{IVc}(f)$ , do controlador de corrente  $C_i(f)$  e do sistema em laço aberto  $FTLA_i(f)$ . Observa-se que a fase do sistema em laço aberto para a frequência de cruzamento é de  $-70^\circ$ , garantindo a estabilidade do sistema com uma margem de fase de  $110^\circ$ .

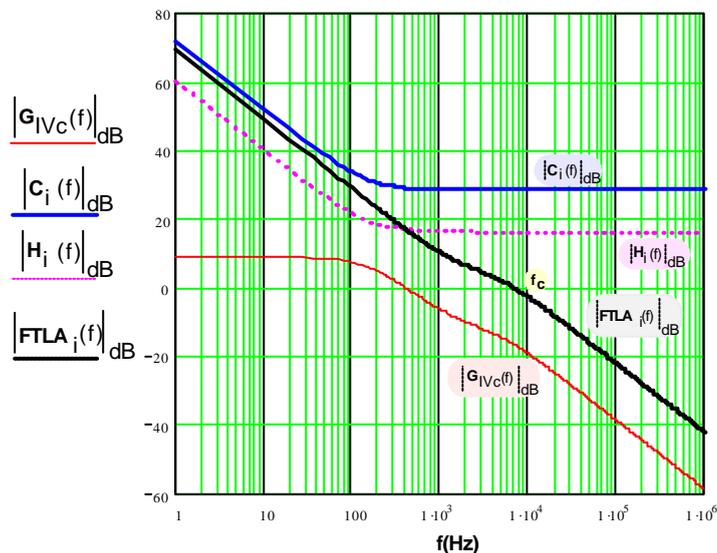


Fig. 5-22 – Diagrama de Bode de módulo do conversor, do compensador de corrente e do sistema em laço aberto.

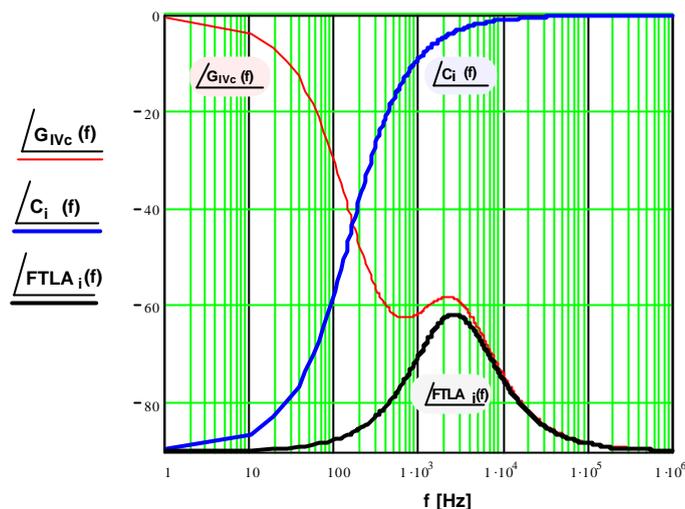


Fig. 5-23 – Diagrama de Bode de fase do conversor, do compensador de corrente e do sistema em laço aberto.

#### Dimensionamento dos componentes do circuito do compensador PI:

Adotando-se um valor para  $C_{61}$ , calcula-se o resistor  $R_{58}$  através da expressão (5.69).

$$R_{58} = \frac{1}{C_{61} \cdot \omega_{ptonv}} \quad (5.69)$$

Através da expressão (5.70), calcula-se  $R_{56}$ .

$$R_{56} = \frac{R_{58}}{K_{ci}} \quad (5.70)$$

## 5.9 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi analisado o circuito de comando e controle do conversor *FB-ZVS-PWM-PS*.

Apresentou-se o circuito integrado UC3879 como um novo circuito usado na geração do comando dos interruptores do conversor *FB-ZVS-PWM-PS*. Este circuito é utilizado em substituição ao UC3875 de forma a resolver os problemas que este apresenta com relação a elevação de temperatura, instabilidade e susceptibilidade a ruídos. A principal diferença entre estes integrados é que o UC3879 não apresenta internamente o *driver* de potência de comando dos interruptores do conversor, sendo necessário o uso de um *driver* externo. Este fato reduz a elevação de temperatura do CI e torna o circuito mais estável.

Através da descrição funcional da pinagem do UC3879, torna-se possível o dimensionamento de todos os componentes externos necessários para a geração dos pulsos de comando para os interruptores do conversor.

Também foram apresentadas as principais características do circuito integrado UC3907 utilizado para promover o compartilhamento equalizado da corrente de saída das Unidades Retificadoras quando conectadas em paralelo.

Da análise da função de transferência do conversor *FB-ZVS-PWM-PS* obtida do modelo de pequenos sinais do conversor *buck* [33], verificou-se que a indutância ressonante, utilizada para proporcionar a comutação suave, provoca um amortecimento na resposta do conversor ( aumenta o coeficiente de amortecimento). Quanto maior esta indutância, mais amortecido é o sistema. Para um determinado valor da indutância ressonante a resposta do conversor se aproxima de um sistema de primeira ordem. Como já era esperado, reduzindo a indutância ressonante a resposta do sistema se aproxima ao do conversor *FB* convencional.

Para os parâmetros utilizados na análise do conversor em questão, percebeu-se que a função de transferência do conversor é estável. Sendo que na frequência de cruzamento por zero possui um ganho de  $-20\text{dB/dec}$  e uma margem de fase de aproximadamente  $90^\circ$ . Através desta observação pode-se concluir que um simples controlador proporcional seria suficiente para controlar este conversor. Entretanto, o uso de um controlador proporcional não atenderia as especificações de resposta dinâmica, erro estático e níveis de ondulação exigidos por norma.

A estratégia de controle utilizada, modo tensão, possibilita a atuação independente entre as duas malhas implementadas: malha de tensão e de corrente. A malha de tensão atua desde a vazio até a plena carga. A malha de corrente atua apenas no caso de sobrecarga ou curto-circuito na saída, regulando a corrente de saída no seu valor nominal.

A malha de tensão deve garantir as exigências dadas por norma com respeito a erro estático, resposta dinâmica e ondulação da tensão de saída. Para atender todos estes requisitos o compensador mais indicado na literatura [33] é o compensador proporcional integral derivativo (PID). No projeto deste controlador deve-se ter um comprometimento entre resposta dinâmica e atenuação do ruído psfométrico, proporcionando desta forma as características exigidas por norma.

O controlador da malha de tensão foi implementado utilizando o amplificador de tensão interno do integrado UC3907, desta forma possibilita-se a equalização da corrente de saída através da mudança da referência de tensão interna deste CI que é feita pela monitoração da corrente no barramento de corrente.

Devido à malha de tensão ser composta de vários estágios, esta se torna mais susceptível a interferências, sendo necessário o uso de pequenos capacitores ligados entre os estágios desta malha, para filtragem de ruídos.

A malha de corrente possui um circuito mais simples que o da malha de tensão, e sua atuação é apenas de proteção. Porém, a utilização de um resistor *shunt* para sensoriamento da corrente de saída, introduz ruído na malha, causando a instabilidade da mesma. Sendo assim, deve-se usar uma malha de corrente lenta de forma a garantir a estabilidade do sistema. Pois, com a redução da frequência de corte do sistema, reduz-se a banda passante, deixando o circuito menos sensível a ruídos.

Como conclusão deste capítulo foi apresentada uma metodologia de projeto das malhas de tensão e corrente.

## **CAPÍTULO VI**

### **CIRCUITOS DE SUPERVISÃO E SINALIZAÇÃO**

#### **6.1 INTRODUÇÃO**

O circuito de supervisão da UR tem a função de fornecer sinalizações que informem o estado de operação da UR ao operador e à Unidade de Supervisão do Sistema Retificador (USR), facilitando manobras operacionais, identificando defeitos e protegendo a UR.

A supervisão da UR é composta por um microcontrolador e circuitos periféricos.

Os circuitos periféricos são usados para informar ao microcontrolador o estado da UR. Fornecendo informações de tensão, corrente e temperatura, além de sinalizações de alarmes.

O microcontrolador é utilizado para processar as informações recebidas pelos circuitos periféricos e tomar decisões pré-definidas pelo programador. A utilização do microcontrolador aumenta a confiabilidade do sistema, reduz a quantidade de circuitos discretos, possibilita maiores recursos de supervisão e torna o projeto mais flexível a modificações.

Neste capítulo serão apresentados os circuitos de supervisão e sinalização utilizados nas duas Unidades Retificadoras desenvolvidas nesta dissertação.

A primeira Unidade Retificada, denominada UR1, possui um circuito de supervisão mais simples.

A segunda Unidade Retificada, denominada UR2, possui um circuito de supervisão mais complexo, atendendo todas as especificações exigidas por norma. A troca de informações entre a UR2 e USR é realizada através de comunicação serial o que permite a monitoração à distância.

Serão apresentados o funcionamento e dimensionamento de todos os circuitos periféricos que compõem a supervisão, além do fluxograma do programa de supervisão e protocolo de comunicação serial.

#### **6.2 DIAGRAMA EM BLOCOS DO SISTEMA DE SUPERVISÃO E SINALIZAÇÃO DA UR1**

A Fig. 6-1 apresenta o diagrama em blocos do sistema de supervisão e sinalização da UR1.

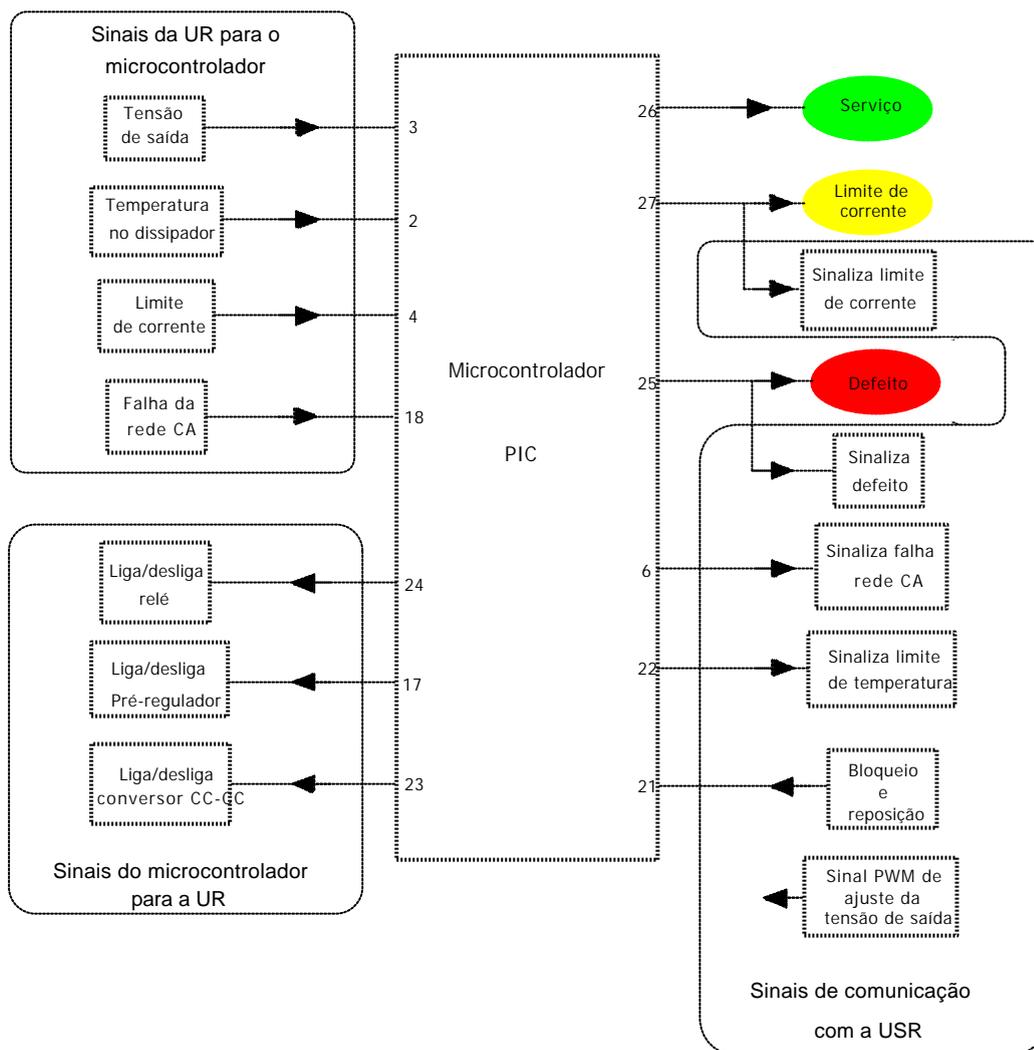


Fig. 6-1 - Diagrama em blocos dos circuitos de supervisão e sinalização da UR1.

O sistema de supervisão e sinalização da UR1 é composto por um circuito microcontrolador que tem a função de verificar parâmetros de tensão, temperatura e corrente da UR, comparar estes com valores pré-fixados e tomar decisões de ligar ou desligar a UR. Através de sinais digitais, via conector de saída, o microcontrolador envia sinais para a Unidade de Supervisão do Sistema Retificador (USR) informando o estado da UR. A USR envia para a UR sinais de bloqueio e reposição conforme o estado em que a UR se encontra. Também é enviado um sinal PWM que ajusta a tensão de saída da UR conforme temperatura da bateria e situação de carga e descarga. Além da sinalização para a USR, também é disponível a sinalização luminosa (LEDs) no painel da UR, informando se a mesma encontra-se em serviço (funcionamento normal), limitação de corrente ou com defeito. Todos os sinais de comunicação entre a UR e a USR são isolados via optoacopladores, sendo as sinalizações de defeito indicadas por nível baixo.

## 6.3 DESCRIÇÃO DOS CIRCUITOS PERIFÉRICOS USADOS NA SUPERVISÃO E SINALIZAÇÃO DA UR1

### 6.3.1 SUPERVISÃO DA TENSÃO DE SAÍDA

A supervisão da tensão de saída tem por finalidade evitar sobre tensões intrínsecas nos terminais de saída da UR.

Para medir a tensão de saída da UR, utilizou-se uma entrada analógica do microcontrolador. O conversor analógico digital desta entrada é de 8 bits.

Devido a necessidade de adaptação do nível da tensão de saída da UR ao nível da tensão de entrada do microcontrolador, fez-se necessário o projeto de um circuito que proporcionasse essa adaptação. Para aumentar a resolução da medida da tensão de saída o circuito de adaptação de tensão foi projetado de forma que uma variação da tensão de saída de -40V a -60V proporcionasse uma variação na entrada analógica do microcontrolador de 0 a 5V. Desta forma obtém-se a resolução dada pela expressão (6.1).

$$r_{V_o} = \frac{\Delta V_o}{2^8} = \frac{20}{256} = 78,125mV \quad (6.1)$$

O circuito utilizado para adaptação da tensão é um circuito somador inversor [34], mostrado na Fig. 6-2.

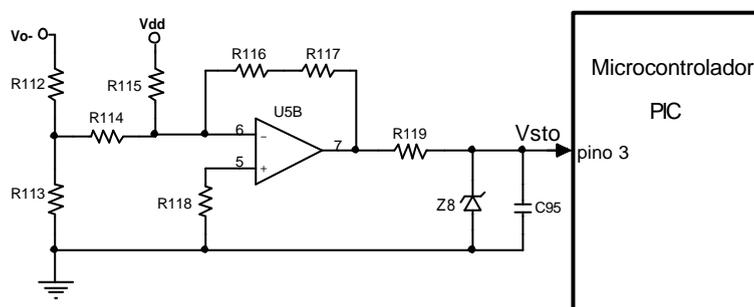


Fig. 6-2 – Circuito de supervisão da tensão de saída.

A relação entre a tensão na saída do sensor de tensão de saída ( $V_{sto}$ ), pino 3 do microcontrolador, e a tensão de saída da UR ( $V_o$ ) é dada pela expressão (6.2). A expressão (6.2) é válida somente se for adotado um valor para  $R_{114}$  muito maior que o equivalente dos resistores  $R_{112}$  e  $R_{113}$  em paralelo (aproximadamente 10 vezes).

$$V_{sto} = -(R_{116} + R_{117}) \left[ \frac{R_{113} \cdot V_o}{R_{114} \cdot (R_{112} + R_{113})} + \frac{Vdd}{R_{115}} \right] \quad (6.2)$$

A tensão  $V_{sto}$  é comparada com uma referência programada no microcontrolador, que de acordo com a norma TELEBRÁS deve ser de  $58,8V+1V$ . Detectado que a tensão  $V_{sto}$  ultrapassou este valor, o microcontrolador aguarda 100ms e faz uma nova verificação. Caso persista a sobretensão por até duas verificações seqüenciais o microcontrolador envia os sinais: para desligar a UR (desliga pré-regulador e conversor CC-CC); para a USR, informando defeito; e para sinalização no painel da UR, acendendo o “LED” de defeito e apagando o LED de serviço. O

desligamento é com memorização, ou seja, a UR somente será desbloqueada mediante reposição manual (local ou remota).

### 6.3.2 SUPERVISÃO DA TENSÃO DE ENTRADA

Este circuito verifica se a rede está anormal, detectando falhas de sobretensão, subtensão e falta de rede. Caso seja detectada qualquer anormalidade na rede a UR deve ser imediatamente bloqueada (desliga relé, pré-regulador e conversor CC-CC). Confirmado o fim da anormalidade o desbloqueio deve ser automático (sem memorização). Esta proteção não deve ser sensível a transientes de tensão de duração inferior a 30ms.

Os limites mínimos e máximos estão compreendidos entre 88,9V a 264,0V eficazes, para funcionamento com tensão universal.

Os circuitos comparadores de tensão são providos de histerese de forma a torná-los menos sensíveis a ruídos (ondulação de 120Hz) advindos do sinal retificado.

O diagrama em blocos do circuito de supervisão da tensão de entrada é apresentado na Fig. 6-3 e seu circuito esquemático é mostrado na Fig. 6-4.

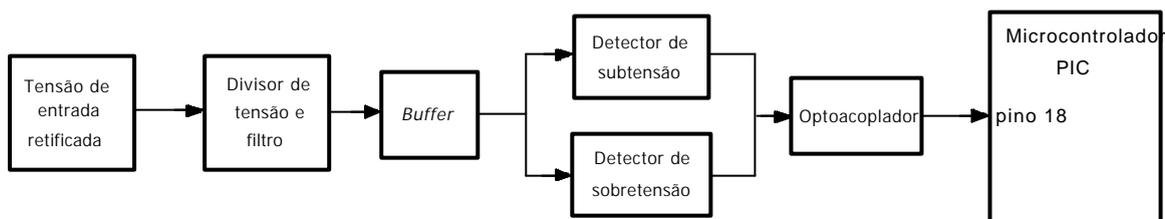


Fig. 6-3 - Diagrama em blocos do circuito de supervisão da tensão de entrada.

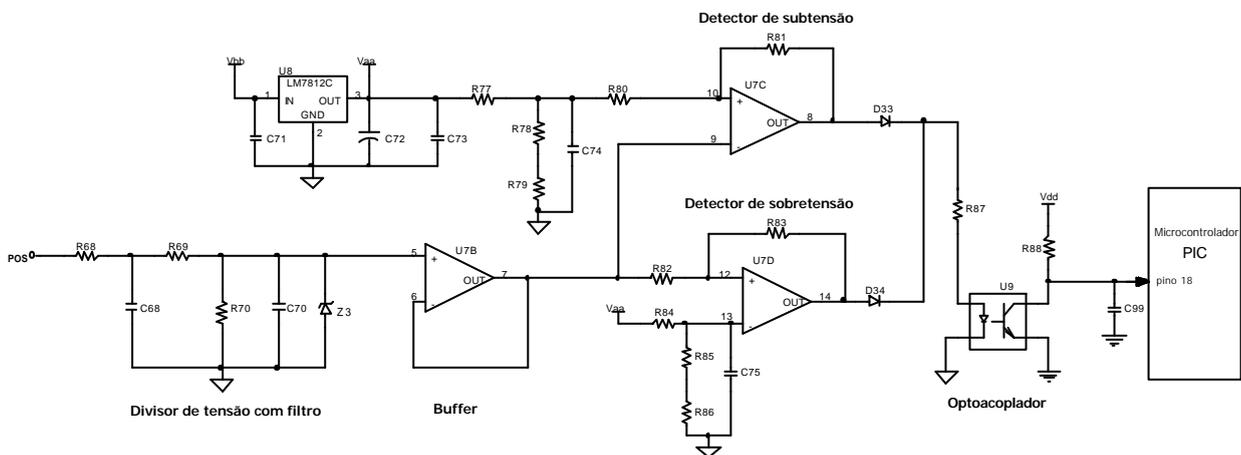


Fig. 6-4 - Circuito de supervisão da tensão de entrada.

#### Divisor de tensão e filtro:

O circuito divisor de tensão com filtro tem a função de fornecer uma tensão contínua correspondente ao valor eficaz da tensão de entrada. Este circuito é formado pelos resistores  $R_{68}$ ,  $R_{69}$  e  $R_{70}$  que adaptam a tensão de entrada (após a retificação pela ponte retificadora de potência) aos níveis de tensões aceitáveis na entrada do amplificador operacional usado como *Buffer*. Os

capacitores  $C_{68}$  e  $C_{70}$  juntamente com os resistores, formam um filtro atenuador de dois pólos. O diodo zener Z3 é usado para proteger a entrada do amplificador operacional no caso de uma eventual sobretensão.

As tensões sobre os capacitores  $C_{68}$  e  $C_{70}$  são determinadas pelas expressões (6.3) e (6.4).

$$V_{C_{68}} = 0,9 \cdot V_{pos} \cdot \frac{R_{69} + R_{70}}{R_{68} + R_{69} + R_{70}} \quad (6.3)$$

$$V_{C_{70}} = 0,9 \cdot V_{pos} \cdot \frac{R_{70}}{R_{68} + R_{69} + R_{70}} \quad (6.4)$$

Os capacitores  $C_{68}$  e  $C_{70}$  são dimensionados de forma a proporcionar uma tensão CC-CC com baixa ondulação de 120Hz. Desta forma dimensiona-se este filtro com uma frequência de corte de  $f_r/10$ . As expressões (6.5) e (6.6) fornecem o valor destes capacitores:

$$C_{68} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_c \cdot R_{69}} \quad (6.5)$$

$$C_{70} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_c \cdot R_{70}} \quad (6.6)$$

#### **Buffer:**

O circuito *buffer* tem a função de proporcionar uma elevada impedância de carga para o circuito divisor de tensão com filtro, de forma a não carregar este circuito.

#### **Detector de subtensão:**

Como circuito detector de subtensão usou-se um comparador do tipo inversor com histerese. O nível de histerese faz com que não se tenham comutações sucessivas devido a ondulação da tensão fornecida na saída do circuito *buffer*.

O valor da tensão de referência a ser usado no cálculo do divisor resistivo ( $R_{77}$ ,  $R_{78}$  e  $R_{79}$ ) é dado pela expressão (6.7), onde  $V_{inmin}$  é o mínimo valor eficaz da tensão de entrada.

$$V_{ref-subV} = 0,9 \cdot V_{inmin} \cdot \frac{R_{70}}{R_{68} + R_{69} + R_{70}} \quad (6.7)$$

Adotando-se um valor para  $R_{77}$ , calcula-se o valor da associação dos resistores  $R_{78}$  e  $R_{79}$  conforme expressão (6.8), onde  $V_{aa}$  é a tensão fornecida pelo regulador de tensão. Definindo-se assim os valores dos resistores que compõem o divisor resistivo.

$$(R_{78} + R_{79}) = R_{77} \cdot \frac{V_{ref-subV}}{V_{aa} - V_{ref-subV}} \quad (6.8)$$

O nível de histerese ( $V_H$ ) deve ser maior que a ondulação de tensão presente na saída do circuito *buffer*, para que não haja comutações indesejadas. Este valor pode ser obtido por simulação, adotando um valor de  $V_H$  maior que a ondulação obtida por simulação. O dimensionamento dos resistores que proporcionam a histerese ( $R_{80}$  e  $R_{81}$ ) é definido pela expressão (6.9). Na expressão (6.9),  $V_{sat}$  representa a tensão de saturação do circuito

comparador, usualmente igual a tensão de alimentação deste menos 1,5V [34]. Arbitrando um valor para  $R_{80}$ , calcula-se o valor de  $R_{81}$ .

$$R_{81} = R_{80} \cdot \frac{V_{sat} - V_H}{V_H} \quad (6.9)$$

#### Detector de sobretensão:

Como circuito detector de sobretensão usou-se um comparador do tipo não-inversor com histerese, o motivo do uso do comparador com histerese é o mesmo citado no item anterior.

O valor da tensão de referência a ser usado no cálculo do divisor resistivo ( $R_{84}$ ,  $R_{85}$  e  $R_{86}$ ) é dado pela expressão (6.10), onde  $V_{inmax}$  é o máximo valor eficaz da tensão de entrada.

$$V_{ref-sobreV} = 0,9 \cdot V_{inmax} \cdot \frac{R_{70}}{R_{68} + R_{69} + R_{70}} \quad (6.10)$$

Adotando-se um valor para  $R_{84}$ , calcula-se o valor da associação dos resistores  $R_{85}$  e  $R_{86}$  conforme expressão (6.11), onde  $V_{aa}$  é a tensão fornecida pelo regulador de tensão. Definindo-se assim os valores dos resistores que compõem o divisor resistivo.

$$(R_{85} + R_{86}) = R_{84} \cdot \frac{V_{ref-sobreV}}{V_{aa} - V_{ref-sobreV}} \quad (6.11)$$

Da mesma forma que no detector de subtensão, o nível de histerese ( $V_H$ ) deve ser maior que a ondulação de tensão presente na saída do circuito *buffer*. O dimensionamento dos resistores que proporcionam a histerese ( $R_{82}$  e  $R_{83}$ ) é definido pela expressão (6.12). Arbitrando um valor para  $R_{82}$ , calcula-se o valor de  $R_{83}$ .

$$R_{83} = R_{82} \cdot \frac{V_{sat}}{V_H} \quad (6.12)$$

#### Optoacoplador:

Devido ao circuito de supervisão da tensão de entrada não possuir a mesma referência que o circuito microcontrolador, torna-se necessário o uso de um circuito isolado por optoacoplador.

Caso ocorra falta de rede, sobretensão ou subtensão, as saídas dos comparadores de tensão irão para nível alto, colocando o sinal do pino 18 do microcontrolador em nível baixo. Caso contrário este sinal permanece em nível alto sinalizando rede normal.

Esta proteção não deve ser sensível a transientes de tensão com duração menor que 30ms. Detectado que a entrada (pino 18) do microcontrolador está em nível baixo, o microcontrolador aguarda 30ms e faz uma nova verificação. Caso persista a sobretensão por até três verificações seqüenciais o microcontrolador envia os sinais: para desligar a UR (desliga relé, pré-regulador e conversor CC-CC); para a USR, informando defeito e sinal de rede anormal; e para sinalização no painel da UR acendendo o "LED" de defeito e apagando o LED de serviço. O desligamento é sem memorização, ou seja, confirmado o fim da anormalidade o desbloqueio é automático.

### 6.3.3 SUPERVISÃO DA TEMPERATURA NO DISSIPADOR

Para medir a temperatura no dissipador foi utilizado o sensor de temperatura LM35 que fornece uma tensão de 10mV/°C com variação linear. Podendo ser alimentado com uma tensão entre 4V e 20V. Este sensor deve ser conectado ao dissipador da UR.

Para adaptar o nível de tensão da saída do sensor à entrada analógica do microcontrolador foi utilizado um circuito amplificador diferencial, sendo que para uma variação de 0°C a 100°C de temperatura tem-se a tensão variando de 0V a 5V no pino 2 do microcontrolador (entrada analógica). A resolução desta entrada fica definida pela expressão (6.13).

$$r_{temp} = \frac{\Delta T}{2^8} = \frac{100^\circ C}{256} = 0,39^\circ C \quad (6.13)$$

O circuito de supervisão da temperatura no dissipador é apresentado na Fig. 6-5.

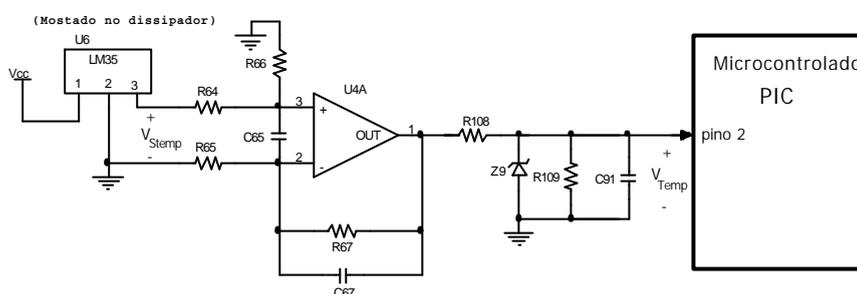


Fig. 6-5 - Circuito de supervisão da temperatura no dissipador.

A relação entre a tensão no pino 2 do microcontrolador ( $V_{Temp}$ ) e a temperatura do dissipador é dada pela expressão (6.14).

$$\frac{V_{Temp}}{T_{dissipador}} = \frac{1}{100} \cdot \frac{R_{67}}{R_{65}} \quad (6.14)$$

A tensão  $V_{Temp}$  é comparada com um valor programado no microcontrolador. Caso  $V_{Temp}$  atinja este valor, o microcontrolador envia um sinal para desligar a UR (desliga pré-regulador e conversor CC-CC). Também é enviado um sinal para a USR informando defeito e sinalizando limite de temperatura. No painel da UR esta situação é sinalizada acendendo o “LED” de defeito e apagando o LED de serviço. O desligamento é com memorização.

### 6.3.4 SUPERVISÃO DE LIMITAÇÃO DE CORRENTE

O circuito de supervisão de limitação de corrente tem a função de sinalizar ao microcontrolador que a malha de corrente está atuando, limitando a corrente de saída.

Para detectar se a malha de corrente está atuando, limitando a corrente de saída, usou-se um comparador do tipo não-inversor com histerese conectado ao sinal de saída da malha de corrente.

O circuito de supervisão de limitação de corrente de saída é apresentado na Fig. 6-6.

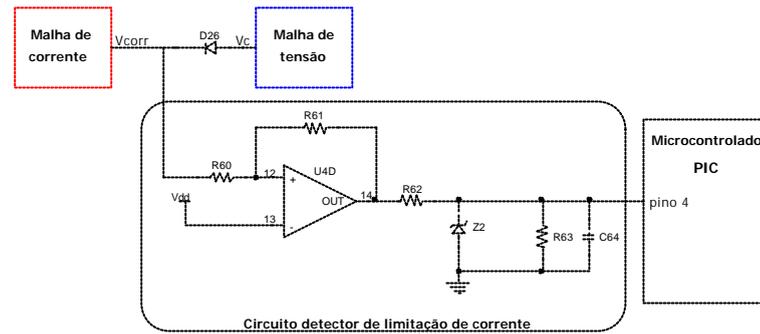


Fig. 6-6 - Circuito de supervisão de limitação de corrente.

Enquanto a malha de corrente não está atuando, o sinal de saída da malha de corrente encontra-se saturado na tensão de alimentação positiva do amplificador que forma a malha de corrente. Nesta situação a tensão  $V_{corr}$  é maior que a tensão  $V_{dd}$  (tensão de referência de 5V) e a tensão no pino 4 do microcontrolador fica em nível alto, sinalizando que a malha de corrente não está atuando. Quando a malha de corrente começa a atuar a tensão  $V_{corr}$  é menor que a tensão  $V_{dd}$ , fazendo com que a tensão no pino 4 do microcontrolador vá para nível baixo sinalizando limitação de corrente.

A supervisão de limitação de corrente tem a função apenas de sinalizar para a USR e no painel frontal da UR que a mesma está em estado de limitação de corrente. A sinalização de serviço é mantida e não é sinalizado nenhum sinal de defeito. No caso de sobrecorrente ou curto-circuito a UR continua operando normalmente, limitando a corrente de saída e baixando o nível de tensão. Caso a UR saía do estado de limitação de corrente, as sinalizações para a USR e no painel da UR são atualizadas.

### 6.3.5 SINAL DE BLOQUEIO E REPOSIÇÃO

O sinal de bloqueio e reposição tem a função de desligar e ligar a fonte via comando da USR. Caso este sinal esteja em nível baixo a fonte deve ser desligada (desliga pré-regulador, conversor CC-CC e sinalização de UR em serviço). E em nível alto a fonte deve funcionar normalmente. O sinal de bloqueio e reposição é isolado da UR via optoacoplador. Na Fig. 6-7 tem-se a representação desta sinalização.

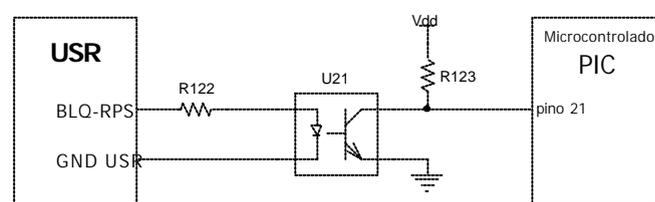


Fig. 6-7 – Representação da sinalização de bloqueio e reposição.

### 6.3.6 AJUSTE DA TENSÃO DE SAÍDA VIA COMANDO PWM

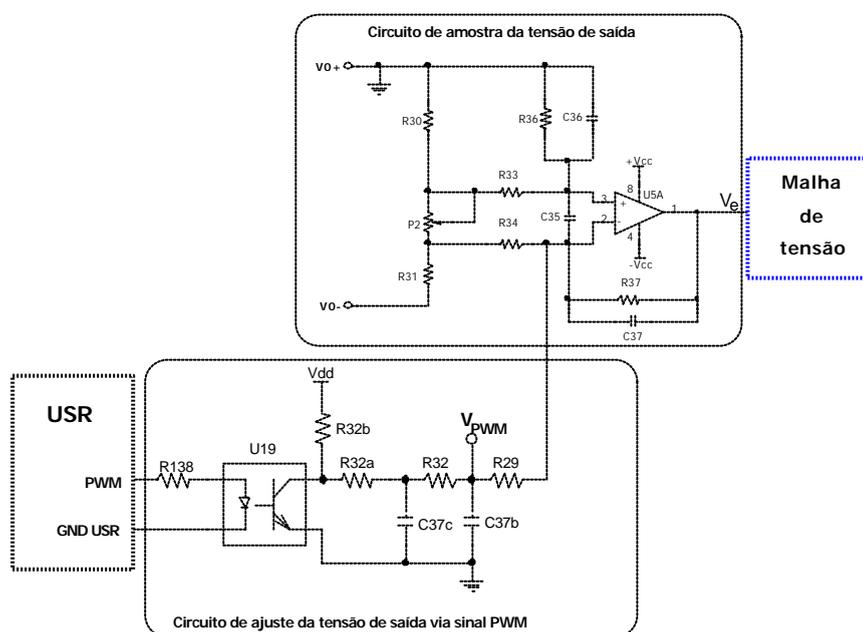
A tensão de saída da UR deve possuir ajuste automático de seu valor em função da temperatura das baterias, colocando a UR em função de carga ou flutuação, sendo garantida a faixa de ajuste dada pela tabela 6-1.

**Tabela 6-1** - Faixas de ajuste garantidas da tensão de saída.

Tensão Nominal da UR (Volts)	Faixa de Ajustes (Volts)			
	Flutuação		Carga	
	Mínima	Máxima	Mínima	Máxima
48,0	45,0	56,0	48,0	59,0

O ajuste da tensão de saída é feito através de um sinal PWM enviado pela USR. Este sinal ajusta o nível da amostra da tensão de saída usada como entrada do circuito compensador de tensão.

A Fig. 6-8 apresenta o circuito utilizado para o ajuste da tensão de saída via comando PWM.



**Fig. 6-8** - Circuito de ajuste da tensão de saída via sinal PWM.

O sinal PWM enviado pela USR passa por um optoacoplador ( $U_{19}$ ) e é filtrado por um filtro RC formado pelos resistores  $R_{32a}$  e  $R_{32}$  fornecendo uma tensão CC  $V_{PWM}$  dada pela expressão (6.15).

$$V_{PWM} = (1 - D) \cdot V_{dd} \quad (6.15)$$

O filtro RC deve ser dimensionado de forma que a tensão  $V_{PWM}$  seja suficientemente contínua de forma a não causar variações na razão cíclica do interruptor de potência, causando problemas de ruído e instabilidade. Quanto maior a frequência do sinal PWM menor serão os capacitores do filtro RC. Porém a frequência do sinal PWM é limitada pela resposta do optoacoplador.

A tensão  $V_{PWM}$ , ponderada pelos resistores  $R_{29}$  e  $R_{37}$ , provoca uma redução na tensão de entrada da malha de tensão ( $V_e$ ), que por sua vez irá atuar aumentando a tensão de saída  $V_o$  de forma a corrigir a tensão de erro.

Os resistores  $R_{29}$  e  $R_{37}$  são dimensionados de forma que para uma variação da razão cíclica de 0 a 1 ( $D=1 \rightarrow D=0$ ) a tensão de saída possa ser ajustada de 40V a 60V ( $V_o = 40V \rightarrow V_o = 60V$ ). Para  $D=1$ , através do *trimpot*  $P_2$ , ajusta-se a tensão de saída em 40V, e com o decréscimo da razão cíclica a tensão de erro cai e a malha de tensão corrige este valor aumentando a tensão de saída  $V_o$ , possibilitando um ajuste linear da tensão de saída via sinal PWM.

A lógica invertida do aumento de  $D$  e redução de  $V_o$  é causada pela inclusão do optoacoplador que provoca a inversão do sinal PWM enviado pela USR.

Considerando os resistores  $R_{33}= R_{34}= R_{361}= R_{37}= R_x$  e  $R_x$  muito maior que  $R_{30}$  em paralelo com  $R_{31}$ , a tensão  $V_e$  pode ser representada pela expressão (6.16).

$$V_e = P_2 \cdot \frac{(V_o+) - (V_o-)}{R_{30} + P_2 + R_{31}} - \frac{R_x}{R_{29}} \cdot (1-D) \cdot V_{dd} \quad (6.16)$$

De (6.16) sabendo-se que a tensão de referência da malha de tensão é de 1,75V, pode-se expressar o valor da tensão de saída em função da razão cíclica do sinal PWM da USR através da expressão (6.17).

$$V_o = -\frac{R_{30} + P_2 + R_{31}}{P_2} \cdot \left[ 1,75 + \frac{R_x}{R_{29}} \cdot (1-D) \cdot V_{dd} \right] \quad (6.17)$$

O resistor  $R_{29}$  é determinado através da expressão (6.18).

$$R_{29} = \frac{R_x \cdot V_{dd} \cdot V_{o \rightarrow D=1}}{V_{ref-MV} \cdot (V_{o \rightarrow D=0} - V_{o \rightarrow D=1})} \quad (6.18)$$

Onde:

- $V_{ref-MV}$ : tensão de referência da malha de tensão;
- $V_{o \rightarrow D=0}$ : tensão de saída para  $D=0$ ;
- $V_{o \rightarrow D=1}$ : tensão de saída para  $D=1$ .

Considerando  $V_{dd}=5V$ ,  $V_{o \rightarrow D=0}=60V$ ,  $V_{o \rightarrow D=1}=40V$  e  $V_{ref-MV}=1,75V$  e substituindo esses valores na expressão (6.18), tem-se o valor de  $R_{29}$  em função de  $R_x$  dado pela expressão .

$$R_{29} = 5,71 \cdot R_x \quad (6.19)$$

### 6.3.7 SINALIZAÇÃO DE UR EM SERVIÇO

Quando a UR estiver em condições normais de operação o microcontrolador deve enviar um comando sinalizando no painel frontal da UR que a mesma encontra-se na condição de serviço. Esta sinalização é feita através de um LED de cor verde. No caso da UR estar operando em limitação de corrente, o LED de serviço deve continuar acesso.

### 6.3.8 SINALIZAÇÃO DE UR COM DEFEITO

A sinalização de defeito é realizada através de um LED vermelho no painel frontal da UR e do envio de um sinal de nível baixo para a USR, quando da ocorrência de sobretensão na saída, falha de rede CA (falta de rede, subtensão ou sobretensão) e elevação da temperatura no

dissipador. Neste caso a UR deve ser desligada automaticamente e um sinal informando o defeito deve ser enviado para a USR, além da sinalização local com o acendimento de um LED de cor vermelha no painel da UR.

### 6.3.9 SINALIZAÇÃO DE UR EM LIMITAÇÃO DE CORRENTE

Na ocorrência de uma sobrecarga ou curto-circuito na saída da UR, a mesma deve limitar a corrente de saída e sinalizar a USR que a UR encontra-se em estado de limitação de corrente. Um LED amarelo no painel da UR indica a limitação de corrente. A UR deve continuar operando na condição de serviço com o LED de serviço (verde) aceso.

### 6.3.10 SINALIZAÇÃO DE TEMPERATURA ANORMAL

Caso a temperatura no dissipador da UR ultrapasse um valor pré-definido, a UR deve ser desligada e sinalizar defeito, acendendo o LED de defeito (vermelho) apagando o LED de serviço (verde) e sinalizando a USR um sinal em nível baixo, indicando defeito. É enviado para a USR um sinal em nível baixo indicando defeito por limitação de temperatura.

### 6.3.11 SINALIZAÇÃO DE FALHA DE REDE

Caso ocorra alguma falha na rede CA, seja por falta de rede, por sobretensão ou por subtensão, a UR deve ser desligada e sinalizar defeito, acendendo o LED de defeito (vermelho) apagando o LED de serviço (verde) e sinalizando à USR um sinal em nível baixo, indicando defeito. É enviado para a USR um sinal em nível baixo indicando defeito por falha de rede.

### 6.3.12 COMANDO DE ACIONAMENTO DO RELÉ

Devido à existência de um grande capacitor após a ponte retificadora de entrada, torna-se necessário um circuito de limitação da corrente de entrada durante a partida da UR, evitando a queima dos diodos da ponte retificadora. O circuito de limitação de corrente de partida (*inrush*) é apresentado na Fig. 6-9.

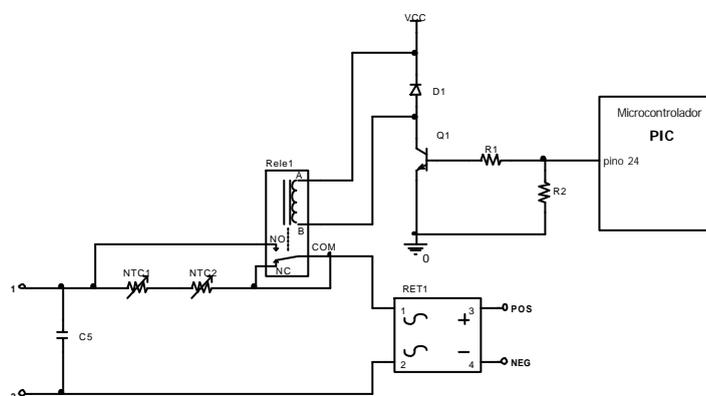


Fig. 6-9 - Circuito de *inrush*.

Durante a partida a corrente é limitada pelos resistores NTC (*negative temperature coefficient*). Quando a fonte é ligada o NTC possui uma resistência nominal e com o aumento da temperatura sua resistência vai diminuindo. Após aproximadamente 1,5s o microcontrolador envia

um sinal para ligar o relé, curto-circuitando os resistores NTC. Desta forma aumenta-se o rendimento da fonte, pois se elimina a perda nos resistores NTC, além de permitir que a fonte seja religada logo após seu desligamento, pois os NTC já estarão com sua resistência nominal novamente. Caso não houvesse este circuito, seria necessário esperar o NTC esfriar para que a UR fosse novamente ligada.

Quando a fonte é desligada por falha de rede o microcontrolador envia um sinal para desligar o relé.

### 6.3.13 COMANDO DE LIGAR/DESLIGAR O ESTÁGIO PRÉ-REGULADOR

Na ocorrência de algum defeito ou um sinal de bloqueio, o estágio pré-regulador deve ser desligado. Para desligar o estágio de entrada o pino 10 do circuito integrado UC3854 deve estar em nível baixo. Nesta situação os sinais de comando para o interruptor *Boost* são bloqueados. A Fig. 6-10 apresenta o circuito de bloqueio do estágio de entrada.

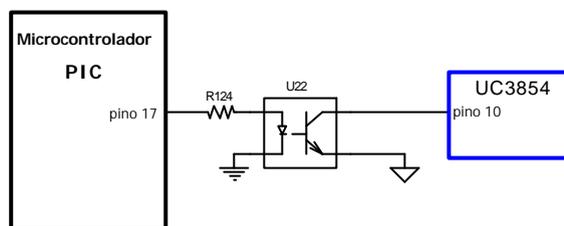


Fig. 6-10 - Bloqueio do estágio pré-regulador.

Para desligar o estágio pré-regulador o microcontrolador coloca a saída do pino 17 em nível alto, fazendo com que o pino 10 do UC3854 vá para nível baixo, bloqueando assim o sinal de comando para o interruptor principal. É necessário o uso do optoacoplador, pois a referência do circuito de supervisão não é a mesma do circuito pré-regulador.

### 6.3.14 COMANDO DE LIGAR/DESLIGAR O ESTÁGIO CC-CC

O circuito de bloqueio do estágio CC-CC é apresentado na Fig. 6-11.

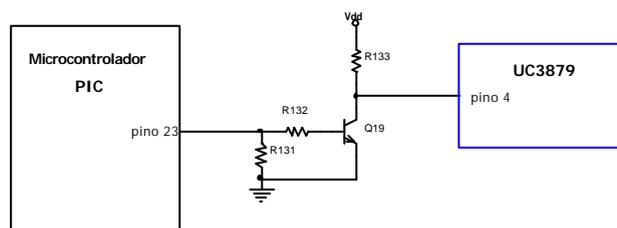


Fig. 6-11 - Circuito de bloqueio do conversor CC-CC.

Para bloquear os comandos do conversor CC-CC, e desligar este estágio, o pino 4 do circuito integrado UC3879 deve estar em nível alto, ou seja, deve ter uma tensão maior que 2,5V neste pino.

Em operação normal da UR o pino 23 do microcontrolador está em nível alto fazendo com que o transistor  $Q_9$  conduza, mantendo o pino 4 do UC3879 aterrado. No caso de um eventual defeito ou sinal de bloqueio, o microcontrolador coloca a saída do pino 23 em nível baixo,

bloqueando o transistor  $Q_9$  e aplicando a tensão  $V_{dd}$  ao pino 4 do UC3879. Os sinais de comando são bloqueados e o conversor CC-CC é desligado.

## 6.4 MICROCONTROLADOR USADO NA UR1

Para processar os parâmetros de tensão, temperatura, corrente e estado da UR, tomar decisão de ligar ou desligar a UR e enviar informações do estado da UR para a USR é utilizado um circuito microcontrolador. Este microcontrolador deve possuir pelo menos os seguintes recursos:

- 2 entradas analógicas (conversor analógico/digital), para medição da tensão de saída e da temperatura no dissipador;
- 3 entradas digitais, para receber informações de limite de corrente, falha de rede e bloqueio e reposição;
- 8 saídas digitais, para informar o estado da UR e enviar sinais de bloqueio.

O microcontrolador usado na UR1 e que atende aos requisitos citados é o PIC16F872 da MICROCHIP [35]. O PIC16F872 é um microcontrolador de 8 bits, de 28 pinos e com memória *flash*. A pinagem deste microcontrolador e suas principais características são apresentadas a seguir.

### 6.4.1 PINAGEM DO PIC16F872

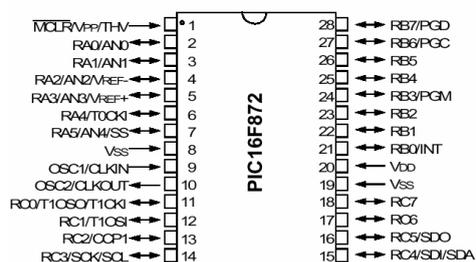


Fig. 6-12 - Pinagem do microcontrolador PIC16F872.

### 6.4.2 PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DO PIC16F872

- Microcontrolador de 8 bits;
- Possui 28 pinos;
- Baixo consumo de energia (<2mA @ 5V, 4MHz);
- Possui apenas 35 instruções de trabalho;
- Frequência de operação de até 20MHz;
- 8k bytes de memória de programa flash (palavras de 14 bits);
- 128 bytes de memória de dados;
- 64 bytes de memória de dados EEPROM;
- 10 interrupções;
- Portas I/O A, B e C;
- 3 temporizadores;
- 5 canais de entrada com conversão analógica/digital de 10 bits.

## 6.5 DEFINIÇÃO DAS ENTRADAS E SAÍDAS DO MICROCONTROLADOR DA UR1

A Tabela 6-2 apresenta os pinos do PIC16F872 usados como entrada, descrevendo sua função e atuação.

**Tabela 6-2** – Pinos de entrada do microcontrolador PIC16F872

Pino	Objetivo	Atuação
2	Sensoriamento de temperatura no dissipador	<p>Esta é uma entrada analógica que mede a temperatura no dissipador da UR. Quando o sinal neste pino atinge a referência pré-definida na programação (75°C) a UR é bloqueada, ocorrendo as seguintes atuações nos pinos de saída do microcontrolador:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- 17 vai para nível alto, desligando o estágio de entrada pré-regulador;</li> <li>- 23 vai para nível baixo, desligando o estágio de saída CC-CC;</li> <li>- 26 vai para nível baixo, apagando LED de serviço;</li> <li>- 25 vai para nível alto, sinalizando defeito;</li> <li>- 22 vai para nível alto, indicando desligamento por elevação da temperatura no dissipador.</li> </ul> <p>O desligamento é com memorização, ou seja, a UR somente será desbloqueada mediante reposição manual (local ou remota).</p>
3	Sensoriamento de sobretensão na saída	<p>Esta é uma entrada analógica que mede a tensão de saída da UR. Quando o sinal neste pino atinge a referência pré-definida na programação (59,8V), o microcontrolador aguarda 100ms e faz uma nova verificação. Caso persista a sobretensão, a UR é bloqueada, ocorrendo as seguintes atuações nos pinos de saída do microcontrolador:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- 17 vai para nível alto, desligando o estágio de entrada pré-regulador;</li> <li>- 23 vai para nível baixo, desligando o estágio de saída CC-CC;</li> <li>- 26 vai para nível baixo, apagando LED de serviço;</li> <li>- 25 vai para nível alto, sinalizando defeito;</li> </ul> <p>O desligamento é com memorização, ou seja, a UR somente será desbloqueada mediante reposição manual (local ou remota).</p>
4	Sensoriamento de limitação de corrente de saída	<p>Esta é uma entrada digital que verifica se a UR está em estado de limitação de corrente (sobrecarga ou curto-circuito). Quando está atuando a malha de corrente da UR o sinal neste pino vai para nível baixo e ocorre as seguintes atuações nos pinos de saída do microcontrolador:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- pino 27 vai para nível alto, indicando limitação de corrente.</li> </ul>

18	Sensoriamento de falha de rede	<p>Esta é uma entrada digital que verifica se ocorreu falha na rede CA (falta de rede, sobretensão ou subtensão). Quando ocorre falha de rede, esta entrada vai para nível baixo, o microcontrolador aguarda 30ms e faz uma nova verificação. Caso persista a falha a UR é bloqueada ocorrendo as seguintes atuações nos pinos de saída do microcontrolador:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- 24 vai para nível baixo, desligando o relé;</li> <li>- 17 vai para nível alto, desligando o estágio de entrada pré-regulador;</li> <li>- 23 vai para nível baixo, desligando o estágio de saída CC-CC;</li> <li>- 26 vai para nível baixo, apagando LED de serviço;</li> <li>- 25 vai para nível alto, sinalizando defeito;</li> <li>- 6 vai para nível alto, sinalizando para a USR que a UR foi desligado por falha na rede CA.</li> </ul> <p>O desligamento é sem memorização, ou seja, confirmado o fim da anormalidade o desbloqueio deve ser automático.</p>
21	Sinal de bloqueio e reposição	<p>Esta é uma entrada digital que tem a função de bloqueio ou reposição da UR via sinal enviado pela USR.</p> <p>Caso a UR esteja em situação de serviço e este pino for para nível baixo, a UR deve se manter na situação de serviço.</p> <p>Caso a UR esteja bloqueada e este pino for para nível baixo, a UR deve ser ligada, ocorrendo as seguintes atuações nos pinos de saída do microcontrolador:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- 24 vai para nível alto, ligando o relé;</li> <li>- 17 vai para nível baixo, ligando o estágio de entrada pré-regulador;</li> <li>- 23 vai para nível alto, ligando o estágio de saída CC-CC;</li> <li>- 26 vai para nível alto, acendendo o LED de serviço;</li> <li>- 25 vai para nível baixo, sinalizando que a UR está no estado de serviço;</li> </ul> <p>Caso este pino vá para nível alto a UR deve ser desligada, ocorrendo as seguintes atuações nos pinos de saída do microcontrolador:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- 17 vai para nível alto, desligando o estágio de entrada pré-regulador;</li> <li>- 23 vai para nível baixo, desligando o estágio de saída CC-CC;</li> <li>- 26 vai para nível baixo, apagando LED de serviço.</li> </ul>

A tabela 6-3 apresenta os pinos do PIC16F872 usados como saída, descrevendo sua função e atuação.

**Tabela 6-3** – Pinos de saída do microcontrolador PIC16F872

Pino	Objetivo	Atuação
6	Sinalização de falha de rede CA	Na ocorrência de falha da rede CA por falta de rede, sobretensão ou subtensão este pino vai para nível alto, sinalizando a USR que a UR foi desligada por falha de rede CA.
17	Sinal de bloqueio do estágio de entrada pré-regulador	Na ocorrência de desligamento da UR por sobretensão na saída, falha de rede, elevação da temperatura ou sinal de reposição e bloqueio, este pino vai para nível alto, colocando o pino 10 do UC3854 em nível baixo e desabilitando o comando para o interruptor do pré-regulador, provocando o desligamento do estágio de entrada pré-regulador.
22	Sinalização de limite de temperatura	Na ocorrência de sobretemperatura no dissipador, este pino vai para nível alto, informando à USR o desligamento da UR por sobretemperatura.
23	Sinal de bloqueio do estágio de saída CC-CC	Na ocorrência de desligamento da UR por sobretensão na saída, falha de rede, elevação da temperatura ou sinal de reposição e bloqueio, este pino vai para nível baixo, colocando o pino 4 do UC3879 em nível alto e desabilitando o comando para os interruptor do conversor CC-CC, provocando o desligamento do estágio de saída CC-CC.
24	Sinal de ligamento do relé	Na ocorrência de falha de rede o sinal deste pino vai para nível baixo provocando o desligamento do relé. No ligamento da UR o microcontrolador aguarda 1,5s e então coloca este pino em nível alto, ligando o relé.
25	Sinalização de defeito	Na ocorrência de desligamento da UR por sobretensão na saída, falha de rede ou elevação da temperatura, o sinal deste pino vai para nível alto indicando defeito.
26	Sinalização de UR em serviço	Enquanto a UR estiver em situação de operação normal este pino estará em nível alto, acendendo o LED verde de serviço. Na ocorrência de desligamento da UR por sobretensão na saída, falha de rede, elevação da temperatura ou sinal de reposição e bloqueio, este pino vai para nível baixo apagando o LED verde de serviço.
27	Sinalização de limite de corrente	Na ocorrência de limitação de corrente de saída por sobrecarga ou curto-circuito, este pino deve ir para nível alto acendendo o LED amarelo de limite de corrente e sinalizando para a USR que a UR está operando em limite de corrente.

## 6.6 FLUXOGRAMA DO PROGRAMA DE SUPERVISÃO E SINALIZAÇÃO DA UR1

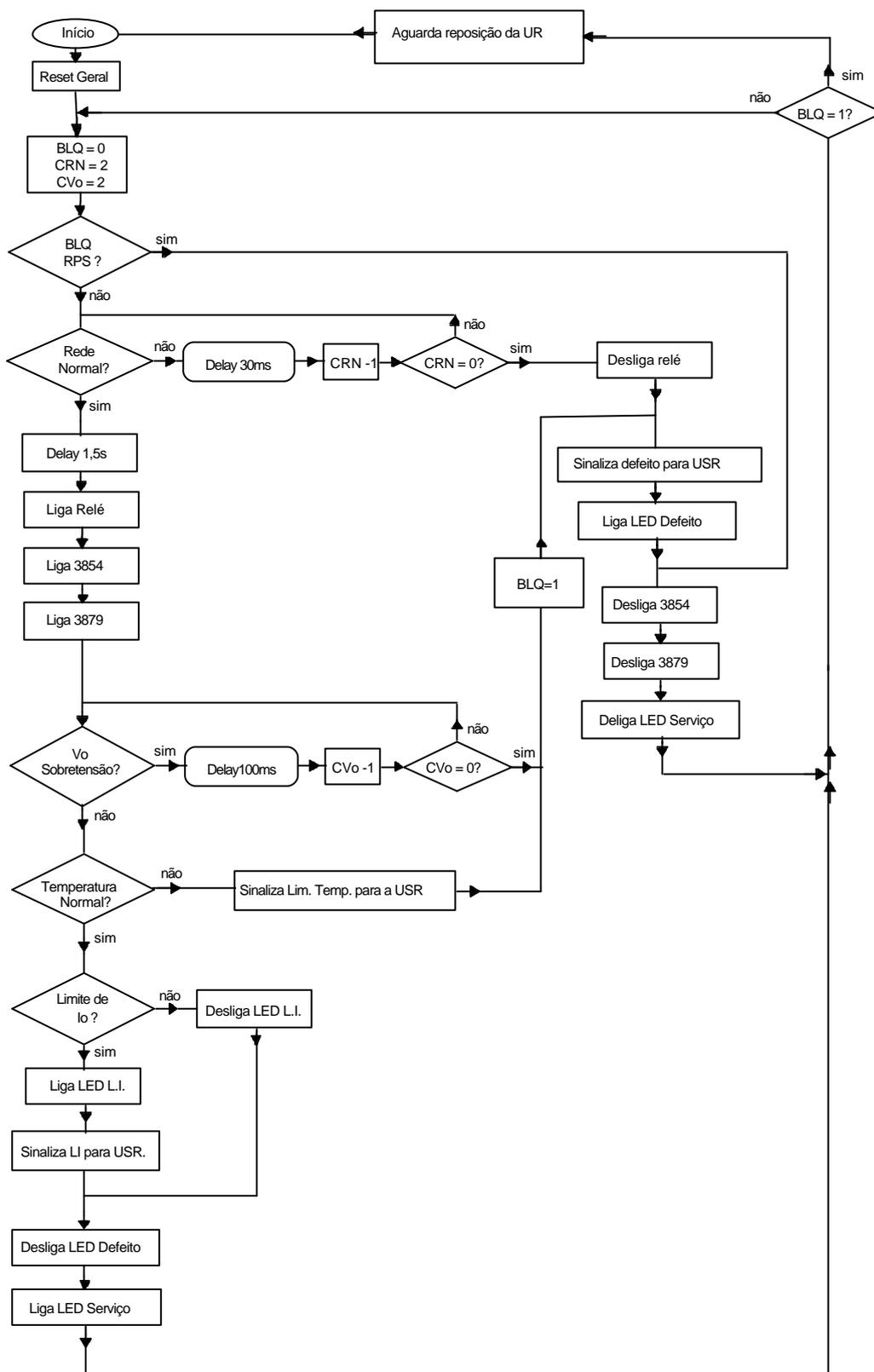


Fig. 6-13 – Fluxograma do programa de supervisão e sinalização da UR1.

## 6.7 DIAGRAMA ELÉTRICO COMPLETO DO CIRCUITO DE SUPERVISÃO DA UR1

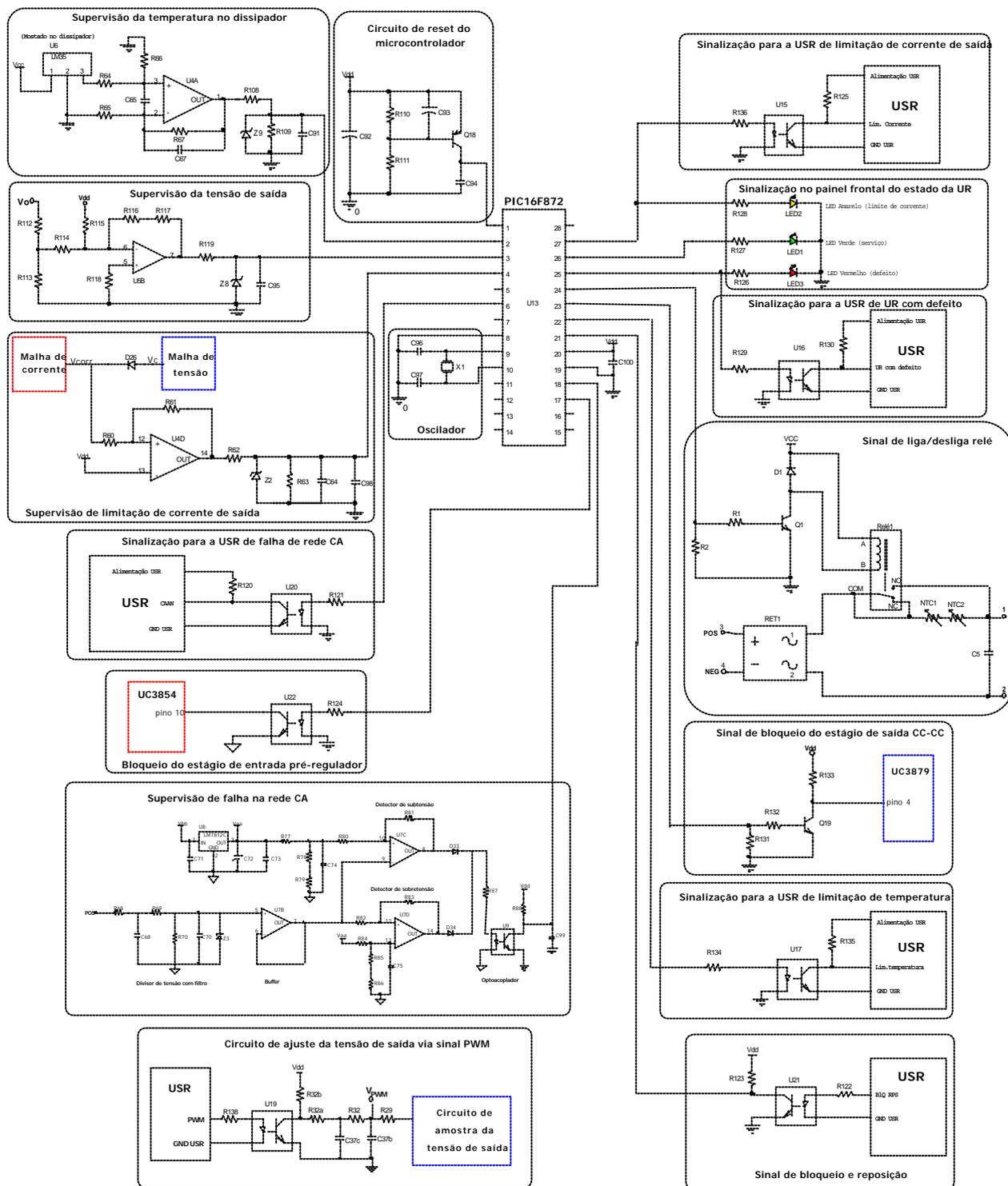


Fig. 6-14 – Diagrama elétrico completo do circuito de supervisão da UR1.

## 6.8 DIAGRAMA EM BLOCOS DO SISTEMA DE SUPERVISÃO E SINALIZAÇÃO DA UR2

A Fig. 6-15 apresenta o diagrama em blocos do sistema de supervisão e sinalização da UR2.

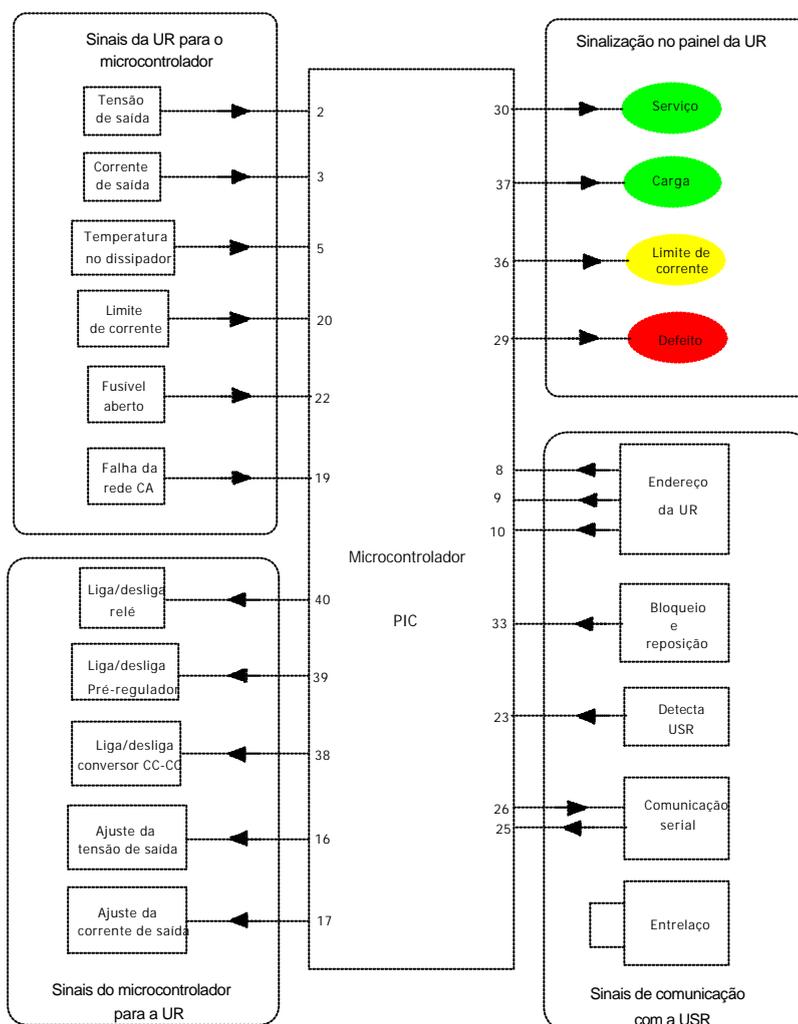


Fig. 6-15 - Diagrama em blocos dos circuitos de supervisão e sinalização da UR2.

Da mesma forma que o circuito de supervisão da UR1, na UR2 também é usado um microcontrolador para supervisionar os parâmetros de tensão, corrente e temperatura da UR, informar o estado da UR à USR e tomar decisões. Na UR2 a troca de informações entre UR e USR é feita via comunicação serial.

O circuito de supervisão da UR2 possui todos os circuitos de supervisão da UR1, além de apresentar os seguintes circuitos de supervisão e características adicionais:

- Supervisão de fusível aberto;
- Supervisão da corrente de saída. Além de verificar a corrente de saída a UR2 ainda apresenta um circuito que informa ao microcontrolador o valor da corrente de saída;
- Ajuste da tensão de saída via sinal PWM enviado pelo microcontrolador;
- Ajuste do limite da corrente de saída via sinal PWM enviado pelo microcontrolador;

- Comunicação serial. Através do sistema de comunicação serial ocorre toda a transferência de informações da UR para a USR e vice-versa. A UR envia dados de seu estado para a USR, que envia informações para ajuste da tensão de saída, ajuste da corrente de saída, atuação de sinalizações e bloqueio ou reposição.
- Endereçamento da UR.

## 6.9 DESCRIÇÃO DOS CIRCUITOS PERIFÉRICOS USADOS NA SUPERVISÃO E SINALIZAÇÃO DA UR2

Os circuitos de supervisão citados abaixo são iguais para as duas URs.

- Supervisão da tensão de saída;
- Supervisão da temperatura no dissipador;
- Supervisão de limitação de corrente de saída;
- Comando de acionamento do relé;
- Comando de ligar/desligar estágio pré-regulador;
- Comando de ligar/desligar estágio CC-CC;
- Sinalizações de serviço, limite de corrente e defeito no painel da UR.

A seguir serão descritos os circuitos de supervisão e sinalização da UR2 que diferem dos da UR1.

### 6.9.1 SUPERVISÃO DA TENSÃO DE ENTRADA

O circuito de supervisão da tensão de entrada usado na UR2, realiza a medição da tensão de entrada antes dos fusíveis de entrada, sendo a referência deste circuito de supervisão deslocada neste ponto. A tensão de entrada passa por um diodo retificador, fornecendo uma tensão retificada em meia onda para o circuito divisor de tensão com filtro. Os demais blocos deste circuito são idênticos aos usados na supervisão da tensão de entrada da UR1.

A Fig. 6-16 apresenta o diagrama em blocos do circuito de supervisão da tensão de entrada da UR2.

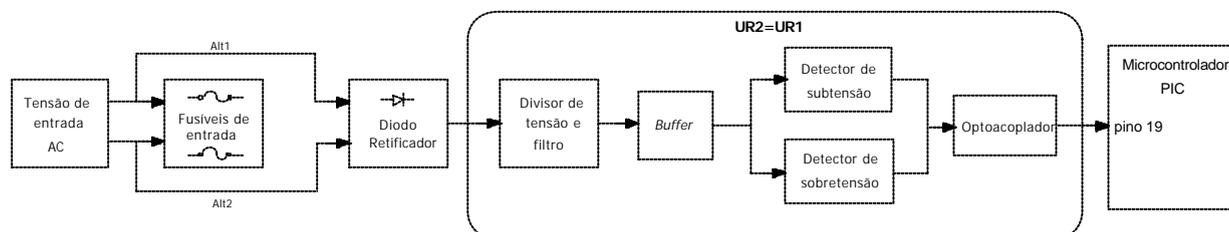


Fig. 6-16 - Diagrama em blocos do circuito de supervisão da tensão de entrada.

Neste caso como a retificação é em meia onda, a relação entre a tensão eficaz de entrada e a tensão média após a retificação não é de 0,9 e sim de 0,45.

### 6.9.2 SUPERVISÃO DE FUSÍVEL ABERTO

O circuito de supervisão de fusível aberto tem a função de informar ao microcontrolador se ocorreu a abertura do fusível de entrada causando o desligamento da UR. Esta informação é enviada para a USR via comunicação serial.

O circuito que verifica a falha do fusível e sinaliza ao microcontrolador é apresentado na Fig. 6-17.

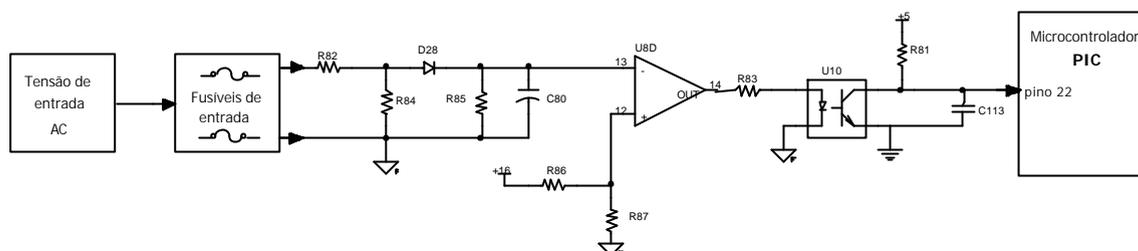


Fig. 6-17 - Circuito de supervisão de fusível aberto.

Caso não ocorra defeito de fusível aberto, o nível de tensão no terminal inversor do circuito comparador mostrado na Fig. 6-17, é maior que o sinal da entrada não inversora. Nesta situação a tensão de saída do comparador cai a zero, fazendo com que a tensão no pino 22 do microcontrolador vá para nível alto, indicando operação normal, sem defeito de fusível aberto. Na eventual abertura do fusível, a tensão no terminal inversor do comparador cai a zero, fazendo com que a saída deste sature em um valor próximo da tensão de alimentação do circuito comparador. Nesta situação o diodo do optoacoplador conduz, sensibilizando o fototransistor, colocando a entrada (pino 22) do microcontrolador em nível baixo, sinalizando fusível aberto.

### 6.9.3 AJUSTE DA TENSÃO DE SAÍDA VIA COMANDO PWM

A Fig. 6-18 apresenta o circuito de ajuste da tensão de saída via comando PWM. O circuito de ajuste da tensão de saída é o mesmo usado na UR1. A diferença na UR2, é que o sinal PWM é enviado diretamente do microcontrolador para o circuito de ajuste.

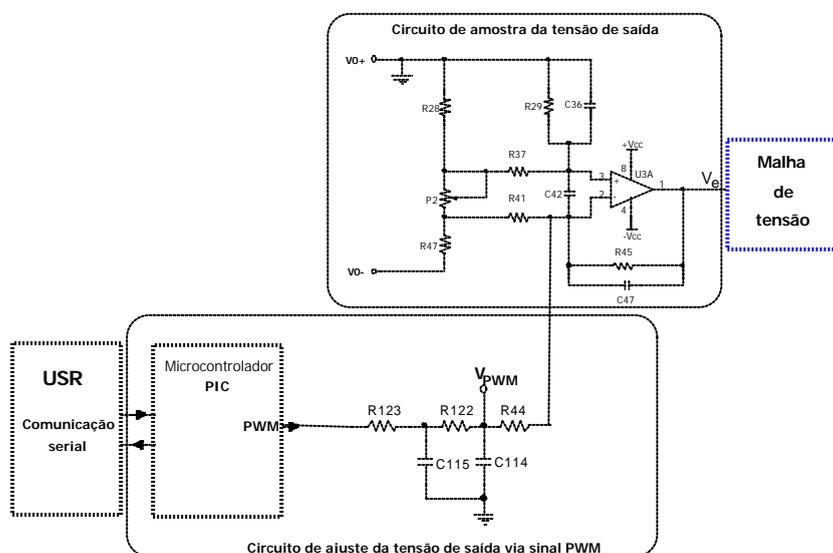


Fig. 6-18 - Circuito de ajuste da tensão de saída via sinal PWM.

O valor do sinal PWM que irá definir a tensão de saída é definido via informação enviada pela UR via comunicação serial. A faixa de ajuste que deve ser garantida para a tensão de saída é a mesma apresentada na tabela 6-1.

Como, neste caso, não existe o circuito optoacoplador a tensão  $V_{PWM}$  fica definida pela expressão (6.20).

$$V_{PWM} = D \cdot V_{dd} \quad (6.20)$$

Portanto, variando a razão cíclica de 0 a 1 ( $D=0 \rightarrow D=1$ ) a tensão de saída irá ser ajustada de 40V a 60V ( $V_o = 40V \rightarrow V_o = 60V$ ). Sendo que para  $D=0$ , através do *trimpot*  $P_2$ , ajusta-se à tensão de saída em 40V, e com o aumento da razão cíclica a tensão de erro diminui e a malha de tensão corrige este valor, aumentando a tensão de saída  $V_o$ , possibilitando um ajuste linear da tensão de saída via sinal PWM.

Da mesma forma que para a UR1, considerando os resistores  $R_{29} = R_{37} = R_{41} = R_{45} = R_x$  e  $R_x$  muito maior que  $R_{28}$  em paralelo com  $R_{47}$ , a tensão de erro  $V_e$  e de saída  $V_o$ , podem ser representada pelas expressões (6.21) e (6.22), respectivamente.

$$V_e = P_2 \cdot \frac{(V_o+) - (V_o-)}{R_{28} + P_2 + R_{47}} - \frac{R_x}{R_{44}} \cdot D \cdot V_{dd} \quad (6.21)$$

$$V_o = -\frac{R_{28} + P_2 + R_{47}}{P_2} \cdot \left[ 1,75 + \frac{R_x}{R_{44}} \cdot D \cdot V_{dd} \right] \quad (6.22)$$

O resistor  $R_{44}$  é determinado através da expressão (6.23).

$$R_{44} = \frac{R_x \cdot V_{dd} \cdot V_{o \rightarrow D=0}}{V_{ref-MV} \cdot (V_{o \rightarrow D=1} - V_{o \rightarrow D=0})} \quad (6.23)$$

Considerando  $V_{dd}=5V$ ,  $V_{o \rightarrow D=0}=40V$ ,  $V_{o \rightarrow D=1}=60V$  e  $V_{ref-MV}=1,75V$  e substituindo esses valores na expressão (6.23), tem-se o valor de  $R_{44}$  em função de  $R_x$  dado pela expressão (6.24).

$$R_{44} = 5,71 \cdot R_x \quad (6.24)$$

#### 6.9.4 AJUSTE DA LIMAÇÃO DA CORRENTE DE SAÍDA VIA COMANDO PWM

O ajuste do valor da limitação da corrente de saída é realizado através do ajuste da tensão de referência do controlador de corrente. O microcontrolador envia um sinal PWM, que passa por um filtro RC e conforme o valor da razão cíclica do sinal PWM tem-se o ajuste do valor da tensão de referência do controlador de corrente, determinando o limite de corrente de saída que a UR irá operar. O valor de referência de corrente de saída é enviado via comunicação serial da UR para a UR.

A Fig. 6-19 representa o circuito de ajuste da limitação de corrente de saída.

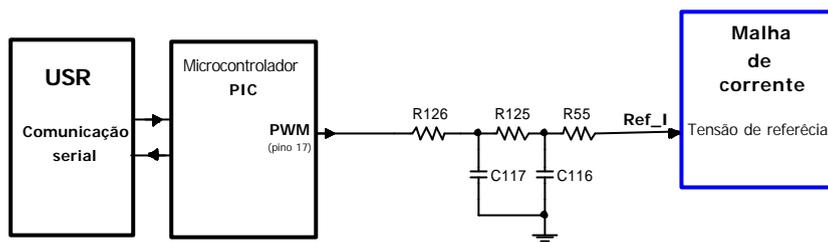


Fig. 6-19 - Circuito de ajuste da limitação de corrente de saída.

### 6.9.5 SUPERVISÃO DA CORRENTE DE SAÍDA

A Fig. 6-20 ilustra o circuito de supervisão da corrente de saída.

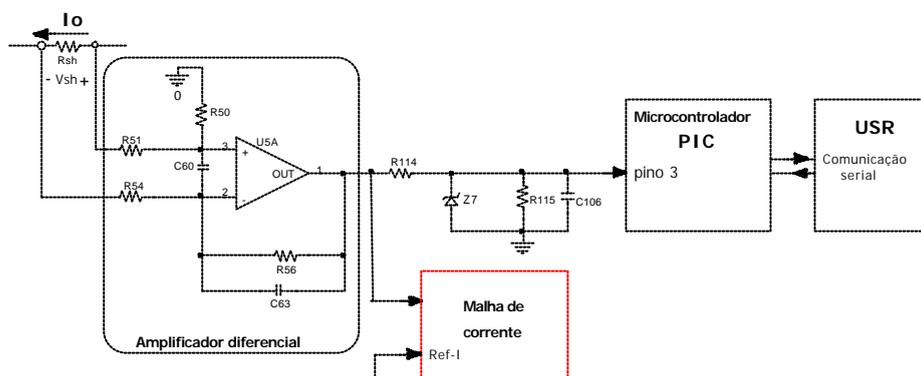


Fig. 6-20 - Circuito de supervisão da corrente de saída.

Esta supervisão tem a função de informar a USR o valor da corrente de saída da UR. Para medir o valor da corrente de saída é utilizada uma entrada analógica do microcontrolador (entrada com conversão A/D). O sensoriamento da corrente de saída é feito através de um resistor *shunt*. A queda de tensão neste resistor é proporcional à corrente de saída. Um amplificador diferencial adapta o valor da tensão sobre o resistor *shunt* ao nível de tensão da entrada do microcontrolador (pino 3). Desta forma tem-se a medição do valor da corrente de saída que é informado a USR via comunicação serial.

### 6.9.6 SINAL DE BLOQUEIO E REPOSIÇÃO

O sinal de bloqueio e reposição tem a função de desligar ou ligar a fonte. Este sinal é enviado via conector de saída, diretamente a entrada digital (pino 33) do microcontrolador. Quando este sinal está em nível baixo, a UR deve ser desligada e em nível alto a mesma deve ser ligada. Este sinal pode ser enviado via comando da USR ou via comando manual. A diferença deste com relação a UR1 é que na UR2 não existe a isolamento através do circuito optoacoplador.

### 6.9.7 ENDEREÇO DA UR

O endereço da UR informa à USR a posição da UR no sistema retificador. Esta identificação é feita através de três entradas digitais do microcontrolador. Desta forma torna-se possível o endereçamento de até 8 URs.

### 6.9.8 DETECÇÃO DA USR

Esta é uma entrada digital do microcontrolador que sinaliza a presença da USR. Quando esta entrada encontra-se em nível alto, o microcontrolador utiliza as configurações das saídas PWM pré-definidas pelo programa (valores iniciais). Caso esta saída esteja em nível baixo, significa que a USR está presente. Neste caso os valores das saída PWM são atualizados via comunicação serial.

### 6.9.9 ENTRELAÇO

Quando a UR é conectada ao SR, o entrelaço (laço de saída) indica à USR que uma UR está sendo incorporada ao barramento do SR.

### 6.9.10 COMUNICAÇÃO SERIAL

A comunicação serial tem por objetivo permitir a troca de informação entre a UR e a USR. Esta comunicação é realizada através da porta serial do microcontrolador (pinos 25 e 26). Para permitir a comunicação a longas distâncias é usado o circuito integrado SN75179 (par receptor e *driver* diferencial) [36]. O padrão de comunicação usado é o RS485. A Fig. 6-21 fornece a taxa de transmissão do sinal em mega *bytes* por segundo (Mbps) em função da distância em metros. Também apresenta uma comparação da comunicação RS485 em relação a outros padrões de comunicações existentes.

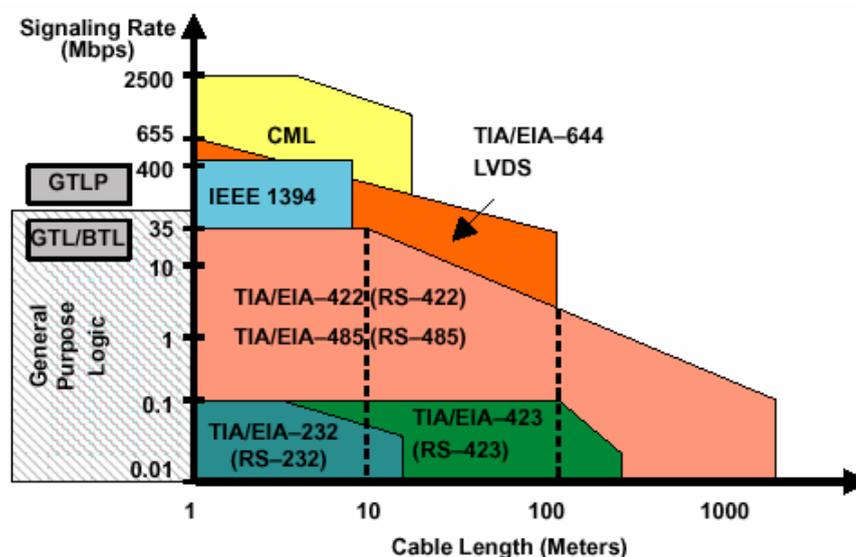


Fig. 6-21 - Taxa de transmissão de sinais (Mbps) em função da distância (metros).

A monitoração a longa distância possibilita manobras operacionais de reposição e bloqueio de UR no SR, além de facilitar a manutenção, visto que através da comunicação serial tem-se a identificação da causa do defeito, otimizando assim o tempo despendido na detecção de defeitos.

Através da comunicação serial a UR envia as seguintes informações para a USR:

- Tensão de saída;
- Corrente de saída;

- Temperatura no dissipador;
- Sinalizações de alarmes de defeitos: fusível aberto, falha de rede CA, sobretensão de saída, limite de temperatura no dissipador e limitação da corrente de saída.

As informações enviadas da USR para a UR são:

- Referência de tensão de saída;
- Referência de corrente de saída;
- Sinal de bloqueio;
- Sinal de reposição.

A forma como é feita a transmissão e recepção de informações entre a UR e a USR é definida pelo protocolo de comunicação.

#### Protocolo de comunicação:

A palavra de comunicação serial é composta por oito bytes de informação. A estrutura que define a seqüência de transmissão de dados é apresentada na Fig. 6-22.



Fig. 6-22 - Protocolo de comunicação serial.

#### Descrição dos bytes que compõem a palavra de comunicação serial:

- STX (início da comunicação): Este *byte* indica o início da comunicação serial e seu valor é sempre dois;
- ADDR (endereço da UR): Este *byte* indica o endereço da UR que está se comunicando com a USR. Seu valor pode variar de zero a sete, possibilitando o endereçamento de até oito URs;
- CMD (comando): Este *byte* define o tipo de comando e juntamente com os *bytes* de informação determinam o conteúdo da informação. Os comandos são classificados conforme Tabela 6-4 a seguir:

**Tabela 6-4** – Classificação dos comandos (CMD):

Valor de CMD	Indicação do comando
0	Sinais de alarmes da UR: fusível aberto, sobretensão de saída, falha na rede, sobretemperatura, limite de corrente e carga.
1	Medição de variáveis da UR: tensão de saída, corrente de saída e temperatura.
2	Desabilitação da UR: Reposição, desligamento, bloqueio de alarmes, desbloqueio de alarmes.
4	Ajuste da tensão de saída quando no modo de flutuação.
5	Ajuste da corrente de saída.
6	Ajuste da tensão de saída quando no modo de carga.

- **N (número de informações):** Este *byte* indica quantos *bytes* de informações serão enviados. Sendo possível o envio de no máximo dois *bytes* de informação. Para N=1 será enviado apenas um *byte* de informação (INF1). Para N=2 serão enviados dois *bytes* de informação (INF1+INF2).
- **INF1 (primeiro byte de informação):** Este é o primeiro *byte* de informação que, juntamente com o *byte* de comando, definem o conteúdo da comunicação serial. A informação dada por este *byte* é definida conforme Tabela 6-5 a seguir:

**Tabela 6-5 – Definição da informação.**

CMD	INF1	Informação
0	0	Alarme de fusível aberto.
	1	Alarme de sobretensão.
	2	Alarme de falha de rede.
	3	Alarme de sobretemperatura.
	4	Alarme de limitação de corrente de saída.
	5	Alarme de situação de carga.
	8	Nenhum alarme acionado.
	128	Mais de um alarme sinalizado.
1	1	Medição da temperatura no dissipador.
	2	Medição da corrente de saída.
	3	Medição da tensão de saída.
2	0	Reposição da UR.
	1	Desligamento da UR.
	2	Bloqueio de Alarmes.
	3	Desbloqueio de Alarmes.
4	INF1	Valor de referência para a tensão de saída no estado de flutuação.
5	INF1	Valor de referência para a corrente de saída.
6	INF1	Valor de referência para a tensão de saída no estado de carga.

- **INF2 (segundo byte de informação):** Este é o segundo *byte* de informação. Este *byte* só é usado quando o *byte* INF1 não é suficiente para enviar toda a informação. Neste caso N=2, e são enviados dois *bytes* de informação (INF1+INF2).
- **CHECK (byte de verificação):** Este *byte* é usado para verificar se a comunicação ocorreu com sucesso, ou seja, é um valor que verifica se o dado enviado é o mesmo dado recebido. Este *byte* corresponde à soma de todos os *bytes* anteriormente enviados.
- **EXT (fim da comunicação):** Este *byte* indica o fim da comunicação e seu valor é sempre igual a três.

## Descrição das palavras de comunicação serial:

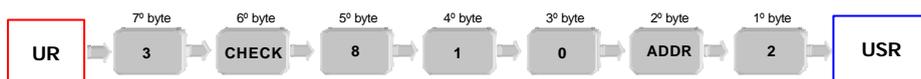
### ALARMES

Existem sete alarmes de defeitos. A USR envia a seguinte seqüência de *bytes* ao microcontrolador para perguntá-lo sobre quais alarmes estão sinalizados:



A USR irá responder a seguinte seqüência de bytes:

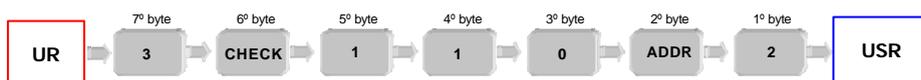
Não foi detectado nenhum defeito na UR:



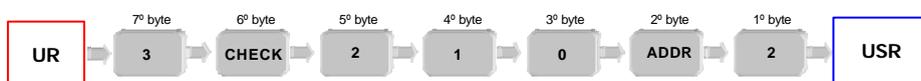
Fusível aberto:



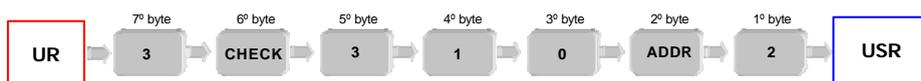
Sobretensão na saída:



Falha na rede:



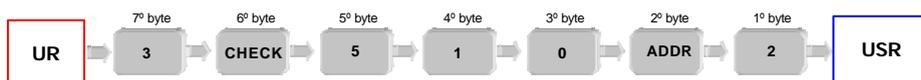
Sobretemperatura no dissipador:



Limite de corrente de saída:



Situação de carga:



### REQUISIÇÃO DE TEMPERATURA

Para requisitar a temperatura no dissipador a USR envia ao microcontrolador a seguinte seqüência de *bytes*:



O microcontrolador responde com a seguinte seqüência de *bytes*:



O *byte* de informação (INF1) é o valor medido pelo PIC que é proporcional a uma determinada temperatura. Para se saber qual o valor da temperatura a USR deve aplicar a seguinte relação:

$$T = \frac{INF1 \cdot 1000}{256} \quad (6.25)$$

A expressão (6.25) fornece o valor da temperatura em graus Celsius.

### REQUISICÃO DE CORRENTE DE SAÍDA

Para requisitar a corrente de saída a USR envia ao microcontrolador a seguinte seqüência de *bytes*:



O microcontrolador responde com a seguinte seqüência de *bytes*:



O *byte* de informação (INF1) é o valor medido pelo PIC que é proporcional a uma determinada corrente de saída. Para se saber qual o valor da corrente de saída a USR deve aplicar a seguinte relação:

$$I = \frac{INF1 \cdot 150}{256} \quad (6.26)$$

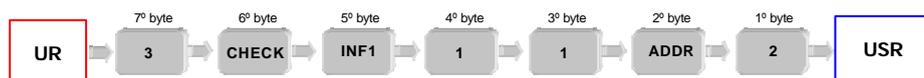
A expressão (6.26) fornece o valor da corrente de saída em Amperes.

### REQUISICÃO DE TENSÃO DE SAÍDA

Para requisitar a tensão de saída a USR envia ao microcontrolador a seguinte seqüência de *bytes*:



O microcontrolador responde com a seguinte seqüência de *bytes*:



O *byte* de informação (INF1) é o valor medido pelo PIC que é proporcional a uma determinada tensão de saída. Para se saber qual o valor da tensão de saída a USR deve aplicar a seguinte relação:

$$V = 40 + \frac{INF1 \cdot 20}{256} \quad (6.27)$$

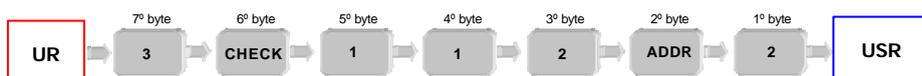
A expressão (6.27) fornece o valor da tensão de saída em Volts.

### DESLIGAMENTO

Para ordenar ao microcontrolador que desligue a UR a USR envia ao PIC a seguinte seqüência de *bytes*:



O microcontrolador desliga a UR e responde a seguinte seqüência de *bytes* para confirmar a operação:

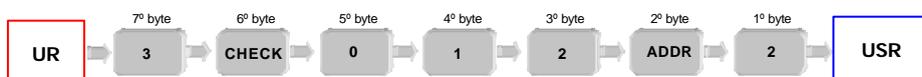


### REPOSIÇÃO

Para ordenar ao microcontrolador que reponha a UR a USR envia ao PIC a seguinte seqüência de *bytes*:



O microcontrolador repõe a UR e responde a seguinte seqüência de *bytes* para confirmar a operação:

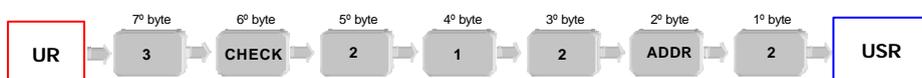


### BLOQUEIO

Para bloquear o alarme de tensão da rede anormal a USR deve mandar a seguinte seqüência de *bytes* ao PIC:



O PIC irá bloquear o alarme de tensão anormal na rede e irá responder a seguinte seqüência de *bytes* para confirmar a operação:



### DESBLOQUEIO

Para desbloquear o alarme de tensão da rede anormal a USR deve mandar a seguinte seqüência de *bytes* ao PIC:



O PIC irá desbloquear o alarme de tensão de rede anormal e irá responder a seguinte seqüência de *bytes* para confirmar a operação:



### REFERÊNCIA DE CORRENTE

Para alterar a referência PWM de corrente a USR envia para o microcontrolador a seguinte seqüência de bytes:



O byte INF1 informa o valor de referência para a corrente de saída, sendo definido pela expressão (6.28).

$$INF1 = \frac{100 \cdot I_{ref}}{15} \quad (6.28)$$

Para confirmar a alteração a UR irá responder com a seguinte seqüência de bytes:



### REFERÊNCIA DE TENSÃO

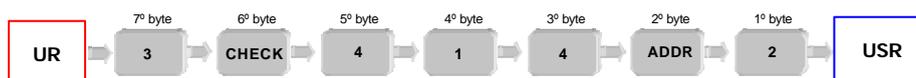
Para alterar a referência PWM de tensão a USR envia para o microcontrolador a seguinte seqüência de bytes:



O byte INF1 informa o valor de referência para a tensão de saída, sendo definido pela expressão (6.28).

$$INF1 = 4 \cdot V_{ref} - 160 \quad (6.29)$$

Para confirmar a alteração a UR irá responder com a seguinte seqüência de bytes:



A Fig. 6-23 apresenta a “janela” da interface de comunicação serial desenvolvida para emular aUSR.



Fig. 6-23- "Janela" da interface de comunicação serial.

## 6.10 MICROCONTROLADOR USADO NA UR2

O microcontrolador a ser usado na UR2 deve possuir pelo menos os seguintes recursos:

- 3 entradas analógicas (conversor analógico/digital), para medição da tensão de saída, corrente de saída e da temperatura no dissipador;
- 8 entradas digitais, para receber informações de limite de corrente, falha de rede, fusível aberto, detecção de USR, endereço da UR e bloqueio/reposição;
- 9 saídas digitais, para informar o estado da UR, enviar sinais de bloqueio e enviar sinais PWM para ajustes de referência de tensão e corrente de saída;
- 1 porta de comunicação serial.

O microcontrolador usado na UR2, e que atende aos requisitos citados, é o microcontrolador PIC18C452A de 40 pinos da MICROCHIP [37].

### 6.10.1 PINAGEM DO PIC18C452A.

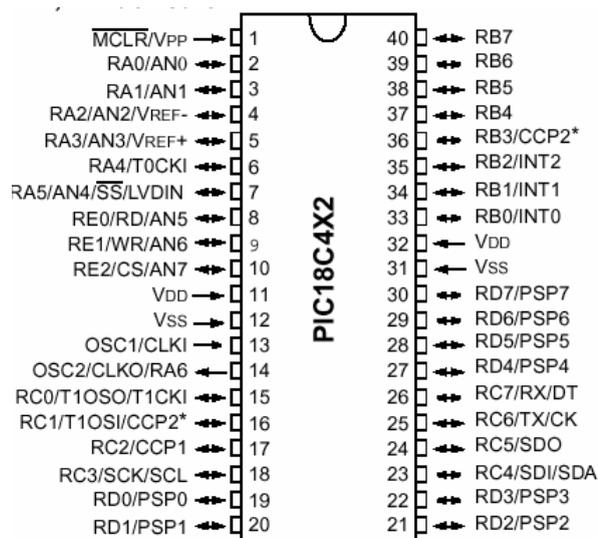


Fig. 6-24 - Pinagem do microcontrolador PIC18C452A.

### 6.10.2 PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DO PIC18C452A

- Possui 40 pinos;
- Frequência de operação de até 40MHz;
- Instruções de 16 *bits*;
- Barramento de dados de 8 *bits*;
- Memória de programa com 16.384 instruções de trabalho;
- Possui um conjunto de 72 instruções;
- 1.536 *bytes* de memória RAM;
- 32k *bytes* de memória de programa EPROM;
- 17 fontes de interrupções;
- 2 canais PWM;
- Portas I/O A, B, C, D e E;
- 4 temporizadores;
- 8 canais de entrada com conversão analógica/digital de 10*bits*;
- Porta de comunicação serial.

## 6.11 DEFINIÇÃO DAS ENTRADAS E SAÍDAS DO MICROCONTROLADOR DA UR2

A Tabela 6-6 apresenta os pinos do PIC18C452A usados como entrada, descrevendo sua função e atuação.

**Tabela 6-5** – Pinos de entrada do microcontrolador PIC18C452A

Pino	Objetivo	Atuação
2	Sensoriamento da tensão de saída	<p>Esta é uma entrada analógica que mede a tensão de saída da UR. Quando o sinal neste pino atinge a referência pré-definida na programação (59,8V), o microcontrolador aguarda 100ms e faz uma nova verificação. Caso persista a sobretensão, a UR é bloqueada ocorrendo as seguintes atuações nos pinos de saída do microcontrolador:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- 39 vai para nível alto, desligando o estágio de entrada pré-regulador;</li> <li>- 38 vai para nível baixo, desligando o estágio de saída CC-CC;</li> <li>- 30 vai para nível baixo, apagando LED de serviço;</li> <li>- 29 vai para nível alto, sinalizando defeito;</li> </ul> <p>O desligamento é com memorização, ou seja, a UR somente será desbloqueada mediante reposição manual (local ou remota).</p> <p>Também são enviadas para a USR, via comunicação serial, as informações da tensão de saída, alarme de sobretensão e sinalização de bloqueio.</p>
3	Sensoriamento da corrente de saída.	<p>Esta é uma entrada analógica que mede o valor da corrente de saída. Esta informação é enviada para a USR via comunicação serial.</p>
5	Sensoriamento de temperatura no dissipador	<p>Esta é uma entrada analógica que mede a temperatura no dissipador da UR. Quando o sinal neste pino atinge a referência pré-definida na programação (75°C) a UR é bloqueada, ocorrendo as seguintes atuações nos pinos de saída do microcontrolador:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- 39 vai para nível alto, desligando o estágio de entrada pré-regulador;</li> <li>- 38 vai para nível baixo, desligando o estágio de saída CC-CC;</li> <li>- 30 vai para nível baixo, apagando LED de serviço;</li> <li>- 29 vai para nível alto, sinalizando defeito;</li> </ul> <p>O desligamento é com memorização.</p> <p>Também são enviadas para a USR, via comunicação serial, as informações da temperatura no dissipador, alarme de sobretemperatura e sinalização de bloqueio.</p>

8, 9 e 10	Endereço da UR	Os pinos 8, 9 e 10 são entradas digitais que informam, respectivamente, o 1º, 2º e 3º <i>bit</i> de endereço da UR. Indicando a posição da UR no SR.
19	Sensoriamento de falha de rede	<p>Esta é uma entrada digital que verifica se ocorreu falha na rede CA (falta de rede, sobretensão ou subtensão). Quando ocorre falha de rede esta entrada vai para nível baixo, o microcontrolador aguarda 30ms e faz uma nova verificação. Caso persista a falha, a UR é bloqueada ocorrendo as seguintes atuações nos pinos de saída do microcontrolador:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- 40 vai para nível baixo, desligando o relé;</li> <li>- 39 vai para nível alto, desligando o estágio de entrada pré-regulador;</li> <li>- 38 vai para nível baixo, desligando o estágio de saída CC-CC;</li> <li>- 30 vai para nível baixo, apagando LED de serviço;</li> <li>- 29 vai para nível alto, sinalizando defeito;</li> </ul> <p>O desligamento é sem memorização, ou seja, confirmado o fim da anormalidade o desbloqueio deve ser automático. A informação do estado da UR é enviada à USR via comunicação serial.</p>
20	Sensoriamento de limitação de corrente de saída	<p>Esta é uma entrada digital que verifica se a UR está em estado de limitação de corrente (sobrecarga ou curto-circuito). Quando a malha de corrente da UR está atuando o sinal neste pino vai para nível baixo e ocorre as seguintes atuações nos pinos de saída do microcontrolador:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- pino 36 vai para nível alto, indicando limitação de corrente.</li> </ul> <p>Via comunicação serial é enviada para a USR a informação de operação com limitação de corrente.</p>
22	Sensoriamento de fusível aberto	<p>Esta é uma entrada digital que verifica se ocorreu a abertura dos fusíveis de entrada. Quando este pino está em nível baixo indica que o fusível de entrada está aberto, ocorrendo as seguintes atuações nos pinos de saída do microcontrolador:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- 40 vai para nível baixo, desligando o relé;</li> <li>- 39 vai para nível alto, desligando o estágio de entrada pré-regulador;</li> <li>- 38 vai para nível baixo, desligando o estágio de saída CC-CC;</li> <li>- 30 vai para nível baixo, apagando LED de serviço;</li> <li>- 29 vai para nível alto, sinalizando defeito;</li> </ul> <p>A informação do estado da UR é enviada à USR via comunicação serial.</p>

23	Detecta USR	Esta é uma entrada digital que tem a função de detectar a presença da USR. Quando este pino está em nível baixo, significa que a USR está presente e através da comunicação serial são atualizados os valores de referências de tensão e corrente de saída. Caso este pino esteja em nível alto, significa que a USR não está presente, logo o microcontrolador utiliza os valores de referências de tensão e corrente pré-determinados pelo programa.
33	Sinal de bloqueio e reposição	Esta é uma entrada digital que tem a função de bloqueio ou reposição da UR via comando manual. Caso a UR esteja em situação de serviço e este pino for para nível baixo a UR deve se manter na situação de serviço. Caso a UR esteja bloqueada e este pino for para nível baixo a UR deve ser ligada, ocorrendo as seguintes atuações nos pinos de saída do microcontrolador: - 40 vai para nível alto, ligando o relé; - 39 vai para nível baixo, ligando o estágio de entrada pré-regulador; - 38 vai para nível alto, ligando o estágio de saída CC-CC; - 30 vai para nível alto, acendendo o LED de serviço; Caso este pino vá para nível alto a UR deve ser desligada, ocorrendo as seguintes atuações nos pinos de saída do microcontrolador: - 39 vai para nível alto, desligando o estágio de entrada pré-regulador; - 38 vai para nível baixo, desligando o estágio de saída CC-CC; - 30 vai para nível baixo, apagando LED de serviço.

A tabela 6-7 apresenta os pinos do PIC18C452A usados como saída, descrevendo sua função e atuação.

**Tabela 6-7** – Pinos de saída do microcontrolador PIC18C452A

Pino	Objetivo	Atuação
16	Ajuste da tensão de saída	Esta é uma saída PWM que define a referência da tensão de saída conforme informação enviada pela USR via comunicação serial.
17	Ajuste da corrente de saída	Esta é uma saída PWM que define a referência da corrente de saída conforme informação enviada pela USR via comunicação serial.
29	Sinalização de defeito	Na ocorrência de desligamento da UR por sobretensão na saída, falha de rede, fusível aberto ou elevação da temperatura, o sinal neste pino vai para nível alto indicando defeito.

30	Sinalização de UR em serviço	<p>Enquanto a UR estiver em situação de operação normal este pino estará em nível alto acendendo o LED verde de serviço.</p> <p>Na ocorrência de desligamento da UR por sobretensão na saída, falha de rede, elevação da temperatura, fusível aberto ou sinal de reposição e bloqueio, este pino vai para nível baixo apagando o LED verde de serviço.</p>
36	Sinalização de limite de corrente	<p>Na ocorrência de limitação de corrente de saída por sobrecarga ou curto-circuito, este pino deve ir para nível alto acendendo o LED amarelo de limite de corrente e sinalizando para a USR que a UR está operando em limite de corrente.</p>
37	Sinalização de carga	<p>Quando a UR está operando na situação de carga este pino vai para nível alto, acendendo o LED de carga.</p>
38	Sinal de bloqueio do estágio de saída CC-CC	<p>Na ocorrência de desligamento da UR por sobretensão na saída, falha de rede, elevação da temperatura, fusível aberto ou sinal de reposição e bloqueio, este pino vai para nível baixo, colocando o pino 4 do UC3879 em nível alto e desabilitando o comando para os interruptores do conversor CC-CC, provocando o desligamento do estágio de saída CC-CC.</p>
39	Sinal de bloqueio do estágio de entrada pré-regulador	<p>Na ocorrência de desligamento da UR por sobretensão na saída, falha de rede, elevação da temperatura, fusível aberto ou sinal de reposição e bloqueio, este pino vai para nível alto, colocando o pino 10 do UC3854 em nível baixo e desabilitando o comando para o interruptor do pré-regulador, provocando o desligamento do estágio de entrada pré-regulador.</p>
40	Sinal de ligamento do relé	<p>Na ocorrência de falha de rede ou fusível aberto o sinal deste pino vai para nível baixo provocando o desligamento do relé.</p> <p>No ligamento da UR o microcontrolador aguarda 1,5s e então coloca este pino em nível alto ligando o relé.</p>

## 6.12 FLUXOGRAMA DO PROGRAMA DE SUPERVISÃO E SINALIZAÇÃO DA UR2

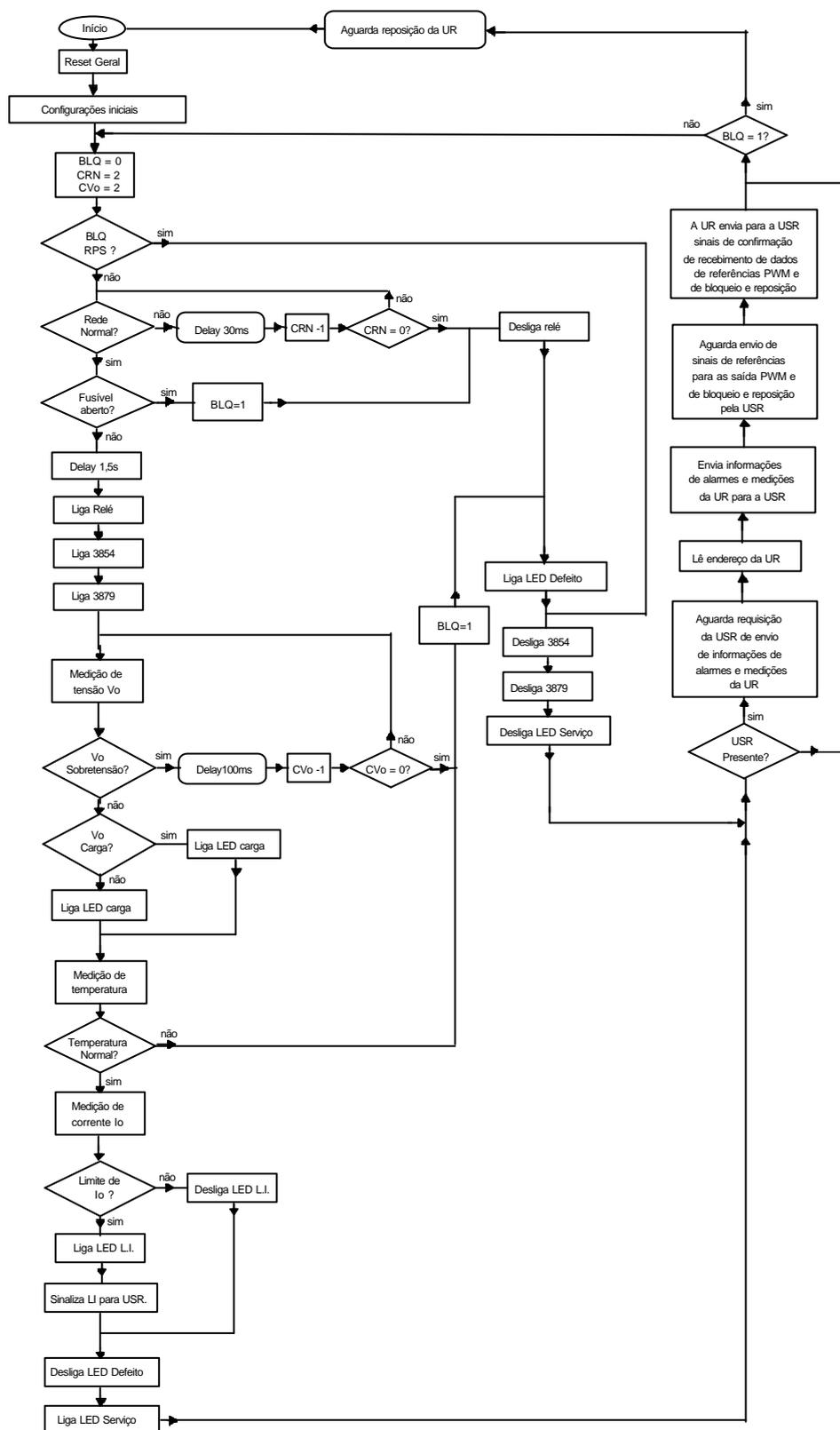


Fig. 6-25 – Fluxograma do programa de supervisão e sinalização da UR2.

### 6.13 DIAGRAMA ELÉTRICO COMPLETO DA SUPERVISÃO DA UR2

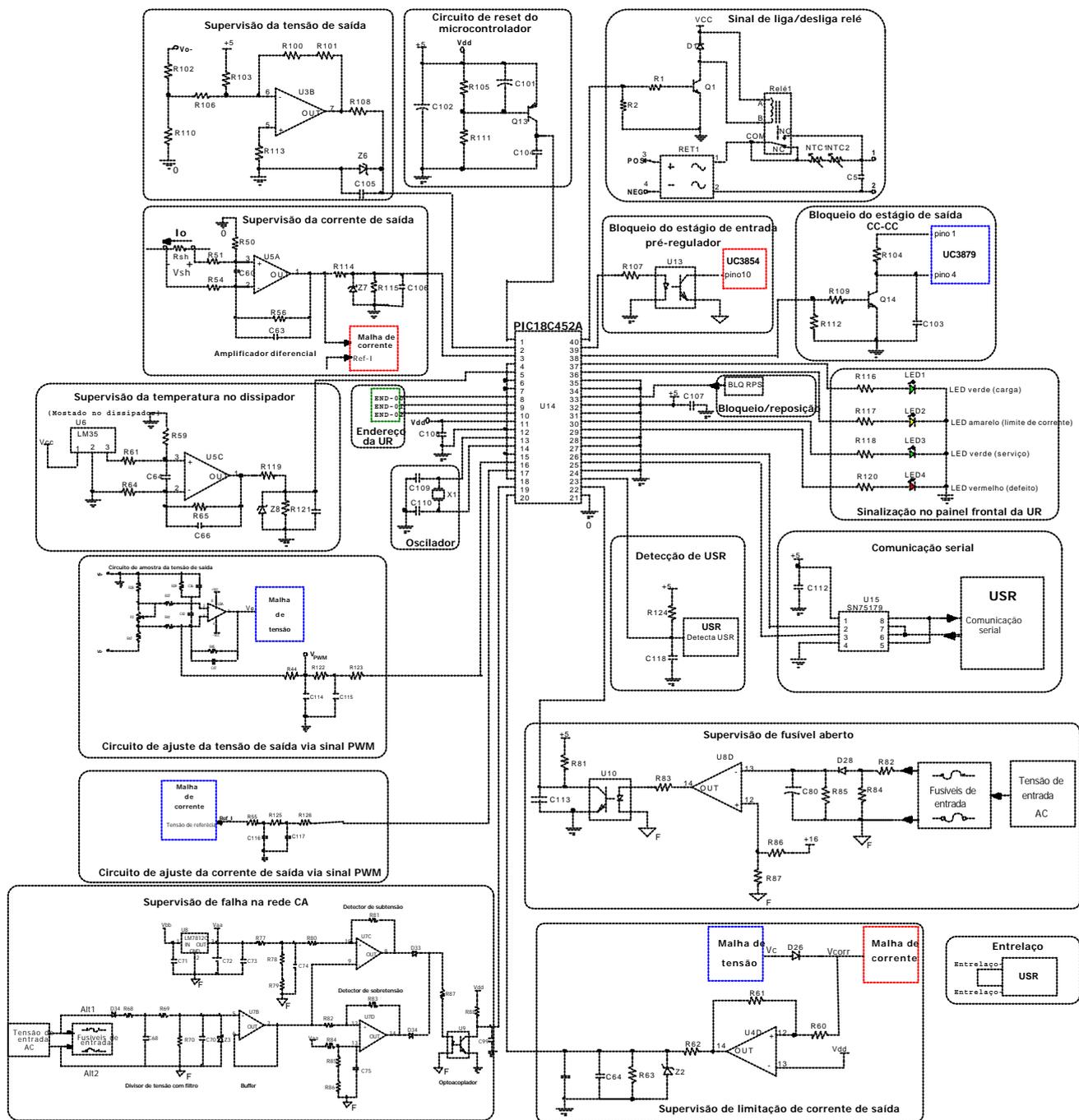


Fig. 6-26 - Diagrama elétrico completo da supervisão da UR2.

## 6.14 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram analisados os circuitos de supervisão e sinalização usados nas Unidades Retificadoras UR1 e UR2.

Verifica-se que a UR1 não atende todos os requisitos exigidos pela norma TELEBRÁS. Pois não apresenta sinalização de fusível aberto.

A comunicação entre a USR e a UR1 é feita através de sinais disponíveis nos terminais do conector de saída desta UR, sendo todos os sinais isolados via optoacoplador.

A maior parte dos circuitos periféricos usados na supervisão da UR1 são também usados na supervisão da UR2, possuindo apenas pequenas diferenças.

A supervisão da UR2 apresenta todas as características de supervisão exigidas por norma, descritas no capítulo I. Nesta UR a troca de informação com a USR é realizada por meio de comunicação serial RS485, possibilitando assim monitoração remota.

Foi apresentado o protocolo de comunicação usado para transferência de dados entre UR2 e USR.

Os fluxogramas dos programas de supervisão foram apresentados de forma a facilitar o entendimento da atuação do circuito de supervisão.

Observa-se que o sistema de supervisão de fontes para telecomunicações torna este equipamento bastante confiável e proporciona facilidades de manutenção e operação.

Verifica-se ainda que o uso de microcontroladores atuando na supervisão de equipamentos eletrônicos proporciona uma grande flexibilidade e confiabilidade. Além de reduzir o número de componentes discretos, reduzindo volume e ruído.



## CAPÍTULO VII

### FILTROS DE RADIOFREQUÊNCIA (EMI)

#### 7.1 INTRODUÇÃO

Nas fontes chaveadas, as interferências por radiofrequência podem ser transmitidas por radiação direta ou por condução, através dos terminais de entrada e de saída.

A radiação para o exterior pode ser suprimida colocando-se a fonte dentro de uma caixa metálica, devidamente perfurada para permitir a evacuação do calor (blindagem).

As interferências que são transmitidas pelos terminais são mais difíceis de serem suprimidas. A preocupação maior é com a interferência que a fonte produz nos terminais de entrada, que acabam se propagando para outros equipamentos, podendo provocar ruídos e mau funcionamento.

Os níveis de interferência que uma fonte chaveada pode gerar são estabelecidos por normas internacionais. Tais níveis são especificados para frequências maiores que 150kHz e menores que 30MHz. A amplitude aceita de cada harmônica dentro desta faixa de frequência pode ser maior ou menor, dependendo do rigor de cada norma e da finalidade de aplicação da fonte em estudo. A princípio, um nível de interferência menor que +54dB/ $\mu$ V é aceito em quase todos os países [1].

Na entrada da Unidade Retificadora são utilizados filtros de radiofrequência para que a fonte atenda as especificações de interferência conduzida constantes na norma CISPR 22 Classe A, e contemplada na norma TELEBRÁS. Os filtros utilizados são de modo comum e de modo diferencial.

Neste capítulo será apresentada uma introdução teórica a respeito da interferência eletromagnética: causas, métodos de redução e normas.

Também será apresentada a metodologia de projeto do filtro de EMI para interferências conduzidas a ser usado na entrada da Unidade Retificadora.

#### 7.2 NORMA CISPR 22

As normas de Compatibilidade Eletromagnética decorrem da imposição de requisitos adicionais para o projeto de sistemas eletrônicos, além daqueles necessários para que o sistema seja funcional.

Atualmente há uma tendência à adoção de um padrão único para as normas internacionais de EMC (*Electromagnetic Compatibility*). O primeiro candidato a norma internacional foi desenvolvido pelo Comitê Internacional Especial de Radiointerferência (CISPR – *Comite International Special des Perturbations Radioelectriques*), um órgão da Comissão Eletrotécnica

Internacional (IEC – *International Electrotechnical Commission*), que por sua vez é uma agência responsável pela criação de padrões para facilitar o comércio entre os países [38].

Em 1985, o CISPR publicou um conjunto de padrões sobre emissões eletromagnéticas, conhecida como Publicação Número 22, englobando os equipamentos de tecnologia da informática (ITE – *Information Technology Equipment*), que incluem dispositivos digitais. Muitos países da Europa e do resto do mundo adotaram os padrões da CISPR 22 (ou alguma variação deles) como seus padrões nacionais, antecipando sua aceitação como norma internacional. A norma brasileira NBR12304 também foi baseada na CISPR 22.

O CISPR também adota a divisão dos equipamentos em duas classes, A e B, sendo a Classe A para equipamentos de uso industrial e a Classe B para equipamentos de uso residencial.

A unidade retificadora a ser projetada enquadra-se como um equipamento classe A. Os limites para perturbações conduzidas e irradiadas para equipamento classe A são apresentados a seguir.

### 7.2.1 LIMITES PARA PERTURBAÇÕES CONDUZIDAS :

**Tabela 1** – Limites para perturbações conduzidas, emitidas nos terminais de alimentação CA da UR:

Faixa de Frequência (MHZ)	Limites dB (mV)	
	Quasi-Peak	Médio
0,15 a 0,50	79	66
0,50 a 30	73	60

A Fig. 7-1 apresenta graficamente os limites da emissão por condução da norma CISPR 22 para equipamentos classe A.

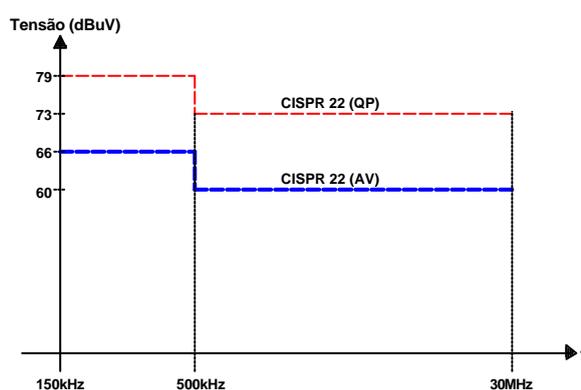


Fig. 7-1 – Limites da emissão por condução da norma CISPR 22 para equipamentos classe A.

## 7.2.2 LIMITES PARA PERTURBAÇÕES IRRADIADAS :

**Tabela 2** – Limites para perturbações irradiadas à distância de 10m:

Faixa de Frequência (MHZ)	Limites <i>Quasi-Peak</i> dB (mV/m)
30 a 230	40
230 a 1000	47

A Fig. 7-2 apresenta graficamente os limites da norma CISPR 22 de emissão irradiada à distância de 10m para equipamentos classe A.

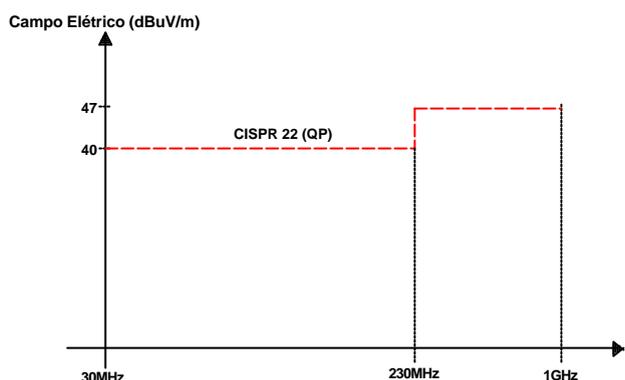


Fig. 7-2 - Limites da norma CISPR 22 para emissão irradiadas em equipamentos classe A a uma distância de 10m.

## 7.3 CAUSAS DA INTERFERÊNCIA

### 7.3.1 COMUTAÇÃO DOS INTERRUPTORES :

A comutação dos interruptores causa derivadas de tensões, principal causa de interferência, e de corrente. As harmônicas de tensão originadas da comutação dos interruptores provocam, através das capacitâncias parasitas, a circulação de correntes parasitas de radiofrequência.

A Fig. 7-3 apresenta o caminho das correntes parasitas assimétricas, que produzem tensões de modo comum na rede artificial.

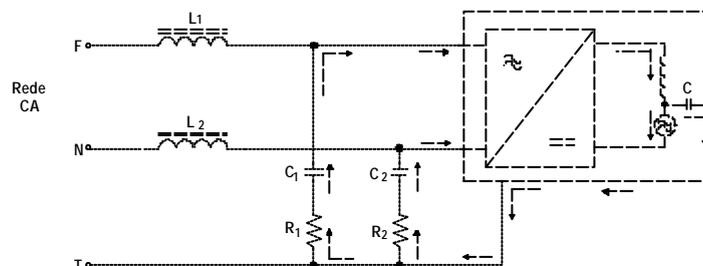


Fig. 7-3 – Correntes parasitas assimétricas, que produzem tensões de modo comum na rede artificial.

Na Fig. 7-4 tem-se a representação das correntes simétricas, que produzem quedas de tensão de modo diferencial na rede artificial. O capacitor  $C$  representa a capacitância parasita entre transistor e dissipador.

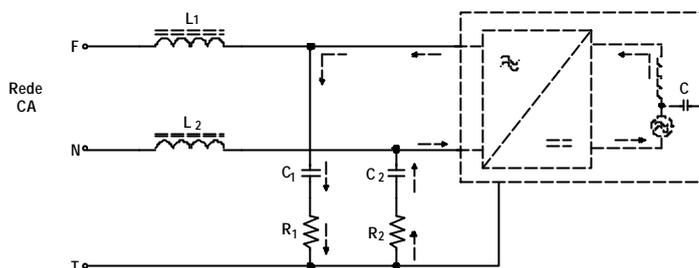


Fig. 7-4 – Correntes parasitas simétricas, que produzem quedas de tensão de modo diferencial na rede artificial.

As amplitudes das tensões parasitas dependem dos seguintes fatores:

- Tensão de alimentação  $E$ ;
- Frequência de comutação;
- Tempos de comutação.

### 7.3.2 RECUPERAÇÃO DOS DIODOS:

A recuperação dos diodos de saída é uma importante fonte de interferência, sendo intensa na gama de 10MHz a 30MHz. Uma solução recomendada é o emprego de diodos do tipo *soft-recovery* ou a associação de pequenos capacitores em paralelo com os diodos.

### 7.3.3 CAPACITÂNCIAS PARASITAS:

Todas as capacitâncias existentes entre fios, entre fios e o terra, entre transistor e dissipador e nos enrolamentos de eventuais transformadores de comando podem propagar ruído. Além disso, as correntes parasitas se propagam por acoplamento indutivo.

### 7.3.4 LAYOUT:

Alguns cuidados com o *layout* podem ajudar muito na eliminação de ruídos. Um *layout* onde não são tomados os devidos cuidados com relação a disposição de circuitos extremamente ruidosos e circuitos susceptíveis pode causar problemas de funcionamento do circuito com desligamentos indesejados e até mesmo a inviabilidade operacional do circuito. Trilhas muito longas e próximas podem causar problemas de indutâncias e capacitâncias parasitas. O projeto do *layout* da PCI (placa de circuito impresso) deve passar por uma análise rigorosa verificando a existência de caminhos de corrente de modo comum buscando eliminá-los.

### 7.3.5 PERIFÉRICOS:

Comutação elétrica na periferia: motores, interruptores, relés, rádio, etc., são transmissores de radiofrequência e podem provocar perturbações indesejadas.

## 7.4 MÉTODOS DE REDUÇÃO DA RÁDIO-INTERFERÊNCIA

### 7.4.1 REDUÇÃO DA CAPACITÂNCIA DE ACOPLAMENTO ENTRE O ENCAPSULAMENTO E O DISSIPADOR:

Uma redução na capacitância poderia ser obtida com o emprego de um isolador de cerâmica. O seu emprego, por outro lado, não é bem aceito, por ser muito caro e muito frágil.

### 7.4.2 ISOLAMENTO DO DISSIPADOR EM RELAÇÃO À MASSA:

Manter o dissipador afastado do terra da fonte pode ser uma boa medida. Ao aumentar a distância entre o dissipador e a carcaça, reduz-se a capacitância de acoplamento entre dissipador e carcaça, reduzindo o nível de ruído na entrada. A principal vantagem deste método é o baixo custo.

### 7.4.3 PLACAS CONDUTORAS ENTRE O TRANSISTOR E O DISSIPADOR:

É empregada uma placa condutora aterrada entre dois isoladores de mica, um entre a placa e o dissipador, e o outro entre a placa e o transistor. Desta forma tem-se a associação em série das capacitâncias entre transistor e dissipador, reduzindo esta capacitância.

### 7.4.4 LAYOUT:

Todas as capacitâncias existentes entre fios, entre fios e o terra e nos enrolamentos de eventuais transformadores de comando de base/gate podem ser propagadores de ruídos. Além disso, as correntes parasitas podem se propagar por acoplamento indutivo.

A disposição dos componentes e a ordenação das trilhas do circuito impresso (*layout* do circuito), podem ajudar muito na minimização dos ruídos em uma fonte chaveada. Trilhas muito longas e finas funcionam como verdadeiras antenas transmissoras e receptoras, nas fontes operando em elevadas frequências.

Considerando os efeitos de radiofrequência, quanto mais fina uma trilha, mais sintonizado será o sinal que esta irá captar, ou seja, haverá uma amplificação maior para o ruído de radiofrequência. Por outro lado, trilhas grossas possuem a característica de captar um espectro de frequência mais distribuído, com amplitudes menores. A Fig. 7-5 exemplifica esta característica.

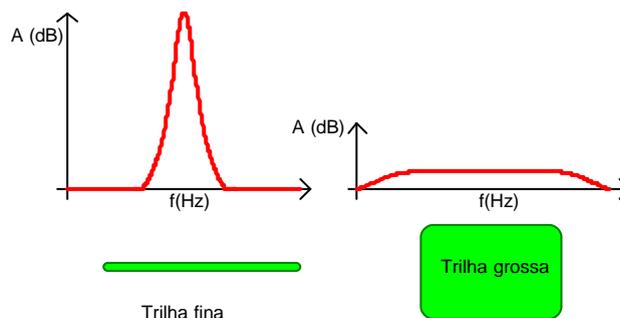


Fig. 7-5 – Largura de trilhas versus amplificação de sinais de radiofrequência.

Deve-se procurar usar sempre que possível trilhas grossas no circuito de potência, e as distâncias das malhas secundárias de comando (*drive*) até o transistor principal devem ser as menores possíveis.

Deve-se realizar um estudo de forma a “isolar” circuitos muito ruidosos de circuitos muito susceptíveis a rádio interferência. Verificando necessidade de blindagens.

Deve-se realizar uma análise criteriosa das correntes de modo comum e modo diferencial que circulam pelas trilhas do circuito, com o objetivo de evitar que trilhas longas com corrente de modo comum sejam dispostas em paralelo. Assim como a distribuição de pequenos filtros de modo comum distribuídos pelos caminhos mais críticos do circuito.

Um *layout* bem planejado juntamente com a escolha apropriada da topologia de circuito a ser usada no projeto da fonte, é a forma mais efetiva de redução de interferência eletromagnética, visto que se atua diretamente na causa.

#### 7.4.5 TÉCNICAS DE COMUTAÇÃO:

Técnicas de comutação suave e uso de *snubber* e grampeadores, reduzem os níveis de interferência eletromagnética, pois reduzem as derivadas de tensão que é a principal causa de interferência em fontes chaveadas. Outra técnica também usada é a redução da amplitude da tensão de chaveamento, através de técnicas de circuitos multiníveis de tensão.

#### 7.4.6 EMPREGO DE FILTRO DE REDE:

O filtro de rede permite uma redução mais eficaz das correntes parasitas, com conseqüente redução nos níveis de ruído na fonte chaveada, sendo seu uso recomendado em conjunto com os métodos anteriores.

##### Filtro de rede para correntes parasitas simétricas (modo diferencial):

Este filtro é mais efetivo nas baixas freqüências (150kHz a 1MHz), e em muitos casos nem é necessário.

A Fig. 7-6 apresenta o filtro de rede para correntes parasitas simétricas.

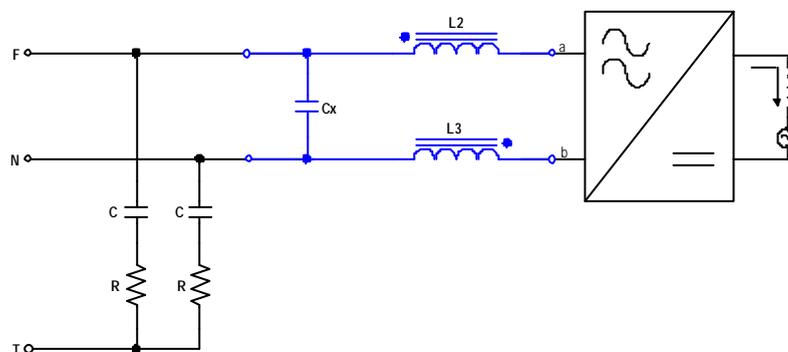


Fig. 7-6 – Filtro de rede para correntes parasitas simétricas.

O capacitor  $C_x$  apresenta baixa impedância para as correntes simétricas e impede que elas circulem pelos resistores  $R$  que constituem a impedância da rede.

A filtragem dessas correntes é completada por dois indutores  $L_2$  e  $L_3$ .

O circuito equivalente para as corrente simétricas está representado na Fig. 7-7.

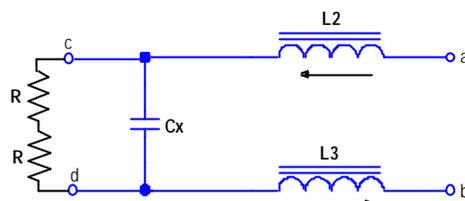


Fig. 7-7 – Circuito equivalente para as correntes simétricas.

A impedância entre os pontos **cd** é dada pela expressão (7.1):

$$Z_{cd} = \frac{2 \cdot R}{1 + j \cdot 2 \cdot R \cdot \omega \cdot C_x} \quad (7.1)$$

À medida que  $C_x$  aumenta,  $Z_{ed}$  diminui e as interferências geradas pelas correntes simétricas reduzem.

#### Filtro de rede para correntes parasitas assimétricas (modo comum):

Este filtro possui uma atuação mais efetiva na atenuação das componentes de média e alta frequência (1MHz e 30MHz), porém também possui um contribuição para as baixas frequências (150kHz a 1MHz).

Na Fig. 7-8 é apresentado o circuito do filtro de rede para correntes parasitas assimétricas.

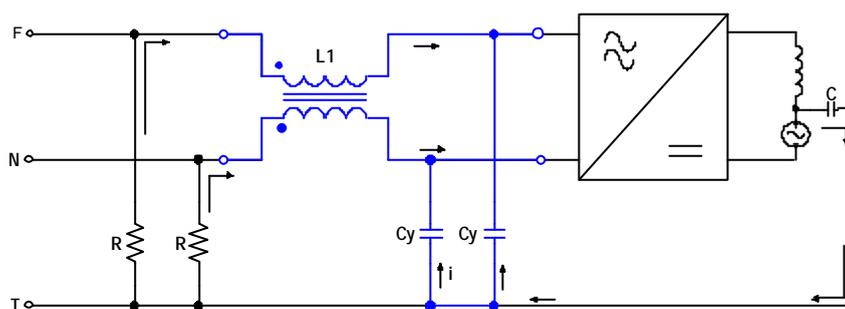


Fig. 7-8 – Filtro de rede para correntes parasitas assimétricas.

O filtro é constituído por dois capacitores  $C_y$  e por um indutor construído com um núcleo toroidal de ferrite com dois enrolamentos de alta indutância.

O indutor  $L_1$  é enrolado de tal modo que para a corrente principal, positiva em um lado e negativa no outro, a indutância resultante é igual à indutância total de dispersão. Se for empregado enrolamento bifilar, com núcleo toroidal, a dispersão torna-se praticamente nula. Nesse caso, se os dois enrolamentos forem iguais em número de espiras, o núcleo não saturará e a oposição a corrente principal será realmente nula.

Para a configuração de  $L_4$  com apenas um único núcleo, a oposição às correntes parasitas assimétricas será igual ao dobro da indutância medida em um dos lados do enrolamento. Nesse fato reside o interesse do emprego de um indutor de dois enrolamentos num único núcleo.

#### Filtro de rede completo:

A Fig. 7-9 apresenta o filtro de rede completo, para correntes simétricas (modo diferencial) e assimétricas (modo comum).

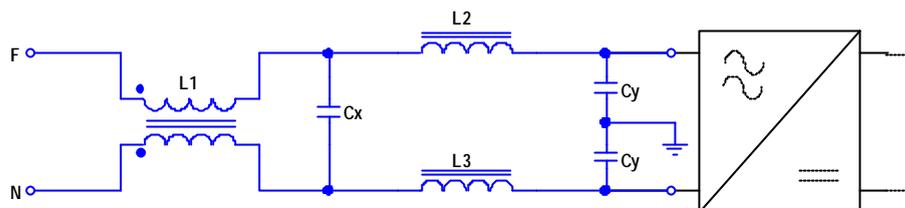


Fig. 7-9 – Filtro de rede completo.

## 7.5 METODOLOGIA DE PROJETO DO FILTRO DE EMI

Para o projeto do filtro de EMI foi utilizada a metodologia de projeto dada por [1]. Devido à dificuldade de se obter uma precisão dos parâmetros usados no cálculo do filtro, os resultados finais deste projeto são usados apenas como um ponto de partida, sendo necessários ajustes de bancada.

### 7.5.1 ESPECIFICAÇÕES

Para projeto do filtro é necessário o conhecimento dos seguintes parâmetros:

- Tensão nominal de entrada CA:  $V_{in_{nom}}$ ;
- Frequência da rede:  $f_r$ ;
- Potência de entrada:  $P_{in}$ ;
- Tensão de barramento CC:  $E$ ;
- Frequência de comutação do PFC:  $f_s$ ;
- Tempo de subida da tensão VDS do interruptor:  $t_r$ ;
- Capacitância entre transistor e carcaça:  $C_{cc}$ ;
- Nível máximo de tensão permitido nos terminais da rede artificial:  $V_{r_{dB}}$ ;
- Resistores da rede artificial:  $R$ .

### 7.5.2 DETERMINAÇÃO DA AMPLITUDE DA 3ª HARMÔNICA (N = 3).

$$V_n = \left| \frac{E}{2} \cdot \frac{1}{n^2 \cdot p^2 \cdot f_s \cdot t_r} \cdot \text{sen} \left( n \cdot \frac{p}{2} \right) \cdot \text{sen} (n \cdot p \cdot f_s \cdot t_r) - \frac{\text{sen}(n \cdot p)}{n \cdot p} - 1 \right| \quad (7.2)$$

### 7.5.3 VERIFICAÇÃO DO NÍVEL DE INTERFERÊNCIA DE MODO COMUM PRODUZIDO SEM O FILTRO DE REDE.

- a) Reatância oferecida pelo capacitor  $C_{cc}$  para  $f_3$  ( $n = 3$ ):

$$X_{C_n} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot n \cdot f_s \cdot C_{cc}} \quad (7.3)$$

- b) Corrente parasita através de  $C_{cc}$ , na frequência  $f_3$  ( $n = 3$ ):

$$i_{C_n} = \frac{V_n}{X_{C_n}} \quad (7.4)$$

- c) Queda de tensão nos dois resistores em paralelo da rede artificial:

$$V_{R_n} = \frac{R}{2} \cdot i_{C_n} \quad (7.5)$$

$$V_{R_n} \text{ dB} = 20 \cdot \log \left( \frac{V_{R_n}}{1\text{m}} \right) \quad (7.6)$$

- d) Atenuação oferecida pelo filtro:

$$\Delta V_n \text{ dB} = V_{R_n} \text{ dB} - V_{r_{dB}} \quad (7.7)$$

### 7.5.4 ESCOLHA DOS CAPACITORES $C_Y$ DE MODO COMUM.

Em geral, adota-se o valor de 4,7nF para  $C_y$ , a fim de limitar as correntes de fuga para o chassis e para proteger os usuários.

O capacitor  $C_y$  não pode entrar em curto, pois colocaria a carcaça metálica da fonte em contato com um terminal da rede, oferecendo perigo de choque elétrico. Por isso devem ser empregados capacitores especialmente projetados para supressão de interferências assimétricas que resistam a tensões alternadas de 1500V<sub>ac</sub> e 3000V<sub>ac</sub>.

### 7.5.5 ESCOLHA DO INDUTOR $L_1$ PARA FILTRAR CORRENTES DE MODO COMUM.

A Fig. 7-10 apresenta o circuito equivalente para o cálculo do indutor de filtragem de modo comum.

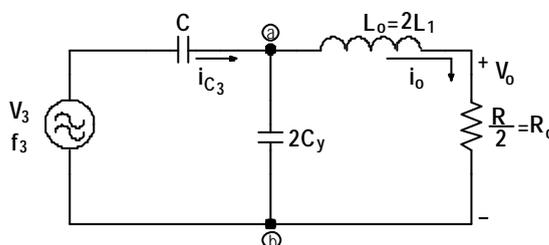


Fig. 7-10 – Circuito equivalente para cálculo do indutor de filtragem de modo comum.

- a) Reatância oferecida pelo capacitor  $C_y$  para  $f_3$  ( $n = 3$ ):

$$X_{C_y} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot n \cdot f_s \cdot 2 \cdot C_y} \quad (7.8)$$

b) Relação entre as reatâncias de  $C_3$  e  $C_y$ :

Normalmente  $X_{C_3} \gg X_{C_y}$ , desta forma, a corrente  $i_{C_3}$  torna-se independente do filtro de modo comum e o circuito passa a ser representado conforme Fig. 7-11.

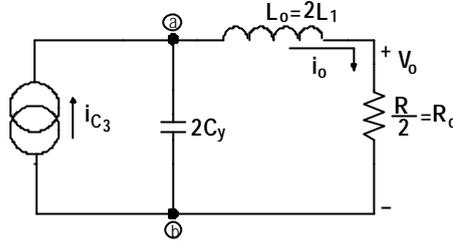


Fig. 7-11 - Circuito equivalente para cálculo do indutor de filtragem ( $X_{C_3} \gg X_{C_y}$ ).

c) Determinação das tensões e corrente referenciadas no circuito equivalente (Fig. 7-11):

Os cálculos das tensões e correntes são realizados de forma a obter-se uma tensão

máxima sobre os resistores da rede artificiais de  $54\text{dB}/\mu\text{V}$   $\left( V_o \text{dB} = 54 \frac{\text{dB}}{\text{mV}} \right)$ .

$$V_o = 1 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{\frac{V_{\text{dB}}}{20}} \quad (7.9)$$

$$i_o = \frac{2 \cdot V_o}{R} \quad (7.10)$$

Verifica-se a relação  $\frac{i_{C_3}}{i_o}$ . Normalmente  $i_o \ll i_{C_3}$ , e a tensão  $V_{ob}$  é calculada pela expressão (7.11).

$$V_{ob} = X_{C_y} \cdot i_{C_3} \quad (7.11)$$

d) Determinação da indutância de filtragem da corrente de modo comum:

Considerando-se  $\omega_3 \cdot L_o \gg R_o$  tem-se que  $\omega_3 \cdot L_o = \frac{V_{ob}}{I_o}$ , sendo assim calcula-se  $L_o$

através da expressão (7.12):

$$L_o = \frac{1}{2 \cdot p \cdot n \cdot f_s} \cdot \frac{V_{ob}}{i_o} \quad (7.12)$$

A indutância de cada enrolamento será a metade de  $L_o$ :

$$L_1 = \frac{L_o}{2} \quad (7.13)$$

### 7.5.6 ESCOLHA DO CAPACITOR $C_x$ .

Seja  $i_{C_x}$  a corrente com frequência da rede de alimentação, e que circula em  $C_x$ . O valor de  $i_{C_x}$  é limitado a 1% da corrente da fonte  $i_{in}$ .

$$i_{in} = \frac{P_{in}}{V_{in_{nom}}} \quad (7.14)$$

$$i_{C_x} = 1\% \cdot i_{in} \quad (7.15)$$

$$C_x = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_r} \cdot \frac{i_{C_x}}{V_{in_{nom}}} \quad (7.16)$$

Deve-se adotar um valor comercial para  $C_x$ , maior ou igual ao valor calculado.

As especificações para o capacitor  $C_x$  são menos rigorosas que as dos capacitores  $C_y$ , pois uma eventual ruptura provocaria apenas um curto-circuito entre fase e neutro. Eles são projetados para suportarem picos de tensão menores ou iguais a 1200V.

### 7.5.7 ESCOLHA DOS INDUTORES L2 E L3 DE MODO DIFERENCIAL.

A queda de tensão  $\Delta V_L$  provocada pelos indutores  $L_2$  e  $L_3$  associados em série, deve ser menor ou igual a 1% da tensão de alimentação.

$$\Delta V_L = 1\% \cdot V_{in_{nom}} \quad (7.17)$$

$$L_2 + L_3 = \frac{\Delta V_L}{2 \cdot p \cdot f_s \cdot i_{in}} \quad (7.18)$$

Sendo as indutâncias de  $L_2$  e  $L_3$  iguais, tem-se:

$$L_2 = L_3 = \frac{L_2 + L_3}{2} \quad (7.19)$$

Vale observar que os indutores para filtragem das correntes simétricas,  $L_2$  e  $L_3$  não são empregados pela maioria dos fabricantes de fontes chaveadas.

## 7.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados conceitos sobre interferência eletromagnética, causas e metodologia de redução da interferência. Assim como a metodologia de projeto do filtro de rede.

O projeto teórico do filtro de EMI é essencial, porém devido à complexidade dos fenômenos que abrangem a compatibilidade eletromagnética, este projeto serve apenas como um ponto de partida. Sendo necessária a experimentação para ajustes dos valores de indutâncias e capacitâncias de forma a obter-se o enquadramento do equipamento com os requisitos exigidos por norma.

Das metodologias de redução da interferência eletromagnética citadas neste relatório, nem todas podem ser usadas no projeto da UR, pois se depara com restrições de volume. Os esforços de redução do nível de interferência serão restringidos ao *layout* da placa de circuito impresso e ao filtro de EMI.

Os projetos dos circuitos (conversores) que compõem a unidade retificadora foram realizados de forma a minimizar os níveis de EMI. Usou-se topologias com baixo nível de EMI, e circuitos *snubber* que limitam as derivadas de corrente.



## CAPÍTULO VIII

# FONTES AUXILIARES E CIRCUITOS DE PROTEÇÃO

### 8.1 INTRODUÇÃO

A Unidade Retificadora deve ser auto-excitada, ou seja, quando ligada deve entrar em funcionamento requerendo apenas o suprimento de tensão CA na entrada. Sendo assim, torna-se necessário o projeto de circuitos que forneçam alimentação para os circuitos de comando, controle e supervisão da UR, de forma que a mesma entre em operação quando ligada à rede elétrica. A alimentação destes circuitos é obtida através da utilização de fontes auxiliares.

Neste capítulo serão apresentados os circuitos das fontes auxiliares usadas nas duas Unidades Retificadoras projetadas: UR1 e UR2, mostrando as principais características e metodologia de projeto.

As URs possuem duas fontes auxiliares do tipo chaveadas para fornecer alimentação para os circuitos de comando, controle e supervisão.

A primeira fonte auxiliar (fonte auxiliar 1) é alimentada através da tensão da rede CA. Esta fonte auxiliar é constituída por um conversor *Flyback* operando em malha fechada, fornecendo quatro saídas para alimentação dos circuitos de comando, controle e supervisão da UR. O circuito de controle utilizado é o UC3844 da Unitrode [39,40], que apresenta baixo custo e pouco número de componentes externos. A UR1 e UR2 utilizam a mesma configuração para a fonte auxiliar 1, com pequenas modificações com relação às referências das tensões de saída.

A segunda fonte auxiliar (fonte auxiliar 2) é alimentada através da tensão de saída da UR. Esta tem a função de alimentar os circuitos de supervisão quando a tensão de entrada CA não está disponível, funcionando como uma fonte auxiliar reserva. Para a Unidade Retificadora 1 (UR1) a fonte auxiliar 2 é formada por um conversor *Buck-Boost*, operando em malha aberta. Este conversor fornece a tensão necessária para alimentação do circuito de supervisão. Na Unidade Retificadora 2 (UR2) é utilizado um conversor *Flyback*, operando em malha aberta. Esta fonte auxiliar apresenta duas saídas para alimentação dos circuitos de supervisão. A utilização de uma segunda saída é devido à necessidade de uma saída isolada para alimentação dos circuitos de supervisão da tensão de entrada e de fusível aberto. O comando da fonte auxiliar 2 é implementado através de um simples oscilador astável utilizando o CI 555.

A escolha de conversores chaveados no projeto das fontes auxiliares deve-se a necessidade de reduzido peso e volume.

Também será apresentado neste capítulo, os circuitos de proteção utilizados na entrada da UR.

De forma a proteger a UR contra surtos de tensão na entrada e sobrecorrente, tornando o equipamento mais robusto e confiável, são implementados os seguintes circuitos de proteção:

- Proteção contra sobrecorrente e curto-circuito na entrada;
- Proteção de corrente de partida (*inrush*);
- Proteção contra surtos de tensão na entrada.

## 8.2 FONTES AUXILIARES DA UR1

Nesta seção serão apresentadas as fontes auxiliares da Unidade Retificadora 1. São usadas duas fontes auxiliares. A primeira fonte (fonte auxiliar1) tem a função de fornecer alimentação para os circuitos de controle, comando e supervisão. Esta é composta por um conversor *Flyback*, operando em malha fechada e alimentado a partir do barramento CC do estágio pré-regulador. A segunda fonte (fonte auxiliar 2) tem a função de alimentar os circuitos de supervisão quando a tensão de entrada não estiver disponível, funcionando como uma fonte auxiliar reserva. Esta fonte é composta por um conversor *Buck-Boost*, operando em malha aberta e alimentada a partir da tensão de saída.

### 8.2.1 Fonte Auxiliar 1: *Flyback*

Como já foi citado a fonte auxiliar 1 é composta por um conversor *Flyback* operando em malha fechada e alimentado a partir do barramento CC do pré-regulador *Boost*.

As principais características do conversor *Flyback* são:

- Baixo custo;
- Pequeno volume e peso;
- Saídas múltiplas;
- Aceita grande variação de carga;
- Isolamento entrada-saída;
- Boa regulação cruzada;
- Não emprega indutor de filtragem;
- Recomendado para potências menores que 100W.

Esta fonte fornece as seguintes saídas para alimentação dos circuitos de controle, comando e supervisão:

- Saída 1 ( $V_{ee}$  e  $V_{bb}$ ) - alimentação dos circuitos de comando e controle do pré-regulador *Boost* e da própria fonte auxiliar: UC3854 e UC3844. Esta saída possui a mesma referência do conversor *Boost*, sendo não isolada.

$$\begin{cases} V_{Q1} = 20V \\ I_{Q1} = 200mA \end{cases}$$

- Saída 2 ( $+V_{cc}$ ) - alimentação dos circuitos de comando e controle do conversor CC-CC: UC3879, UC3907, amplificadores operacionais e *drivers*.

$$\begin{cases} V_{o_2} = 15V \\ I_{o_2} = 200mA \end{cases}$$

- Saída 3 (-V<sub>cc</sub>) - alimentação negativa dos circuitos de controle do conversor CC-CC: amplificadores operacionais.

$$\begin{cases} V_{o_3} = -15V \\ I_{o_3} = 100mA \end{cases}$$

- Saída 4 (V<sub>xx</sub> e V<sub>dd</sub>) - alimentação do microcontrolador PIC. Nesta saída é usado um regulador linear de forma a fornecer uma tensão mais precisa para alimentação do microcontrolador.

$$\begin{cases} V_{o_4} = 5V \\ I_{o_4} = 100mA \end{cases}$$

### Diagrama elétrico da fonte auxiliar 1:

A Fig. 8-1 apresenta o diagrama elétrico da fonte auxiliar 1. Através deste diagrama pode-se identificar os circuitos de partida, do *snubber*, de controle e comando e do conversor *Flyback*.

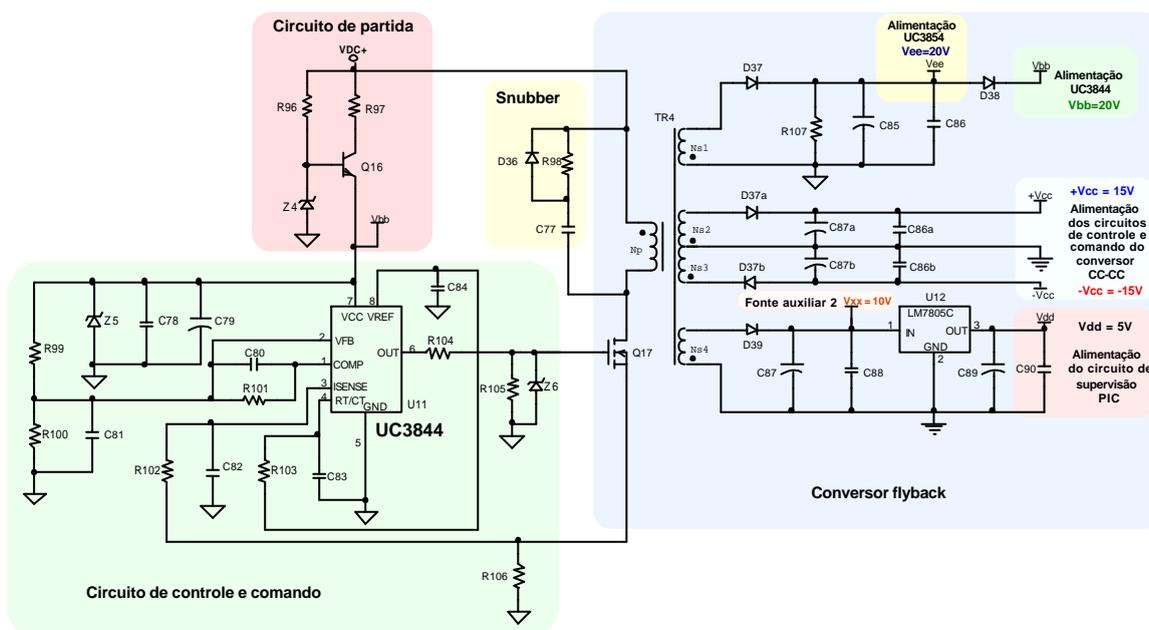


Fig. 8-1 – Diagrama elétrico da fonte auxiliar 1 – conversor Flyback.

### Princípio de funcionamento:

Quando a fonte auxiliar é ligada, a tensão de alimentação para o circuito de comando é fornecida através do transistor  $Q_{16}$ , sendo regulada através do zener  $Z_4$ . Iniciando o comando do MOSFET são induzidas tensões nos enrolamentos secundários do transformador *Flyback*. Quando a tensão na saída 1 é superior a tensão do zener  $Z_4$  (18V) o diodo  $D_{38}$  entra em condução e o circuito de comando passa a ser alimentado pela saída 1 da fonte auxiliar. Deste modo só há consumo de potência em  $Q_{16}$  e  $R_{97}$  nos primeiros ciclos de funcionamento.

A fonte auxiliar é controlada pelo CI UC3844 da Unitrode, que apresenta baixo custo e poucos componentes externos. A primeira saída (saída 1) é não-isolada, possuindo a mesma referência do circuito pré-regulador. Esta saída, após alcançar o regime, passa a alimentar também o próprio circuito UC3844. As demais saídas são isoladas.

O CI UC3844 opera no modo de controle por corrente, adicionando desta forma mais uma proteção ao circuito.

Para reduzir as perdas por comutação e o pico de tensão sobre o interruptor *Flyback*, é empregado o circuito *snubber*.

### Metodologia de projeto:

#### a) Especificações:

Para dimensionamento da fonte auxiliar 1 são necessárias as seguintes especificações:

##### Especificações de entrada:

- Tensão nominal :  $V_{in_{nom}}$  ;
- Tensão máxima:  $V_{in_{max}}$  ;
- Tensão mínima:  $V_{in_{min}}$  .

##### Especificações de saída:

- Tensão e corrente na saída 1:  $V_{o_1}$  e  $I_{o_1}$  ;
- Tensão e corrente na saída 2:  $V_{o_2}$  e  $I_{o_2}$  ;
- Tensão e corrente na saída 3:  $V_{o_3}$  e  $I_{o_3}$  ;
- Tensão e corrente na saída 4:  $V_{o_4}$  e  $I_{o_4}$  ;
- Ondulação de tensão na saída:  $\Delta V_o$  .

##### Especificações gerais:

- Rendimento:  $\eta$  ;
- Frequência de chaveamento:  $f_s$  ;
- Razão cíclica máxima:  $D_{max}$  ;
- Razão cíclica mínima:  $D_{min}$  ;
- Temperatura ambiente:  $T_{amb}$  .

#### b) Cálculos preliminares:

##### Potência de saída:

A potência em cada saída é dada pelo produto da tensão e corrente na mesma. A expressão (8.1) fornece o valor da potência de cada saída onde o índice “i” indica a correspondente saída.

$$Po_{(i)} = Vo_{(i)} \cdot Io_{(i)} \quad (8.1)$$

A potência de saída total é dada pelo somatório das potências individuais de cada saída.

$$Po_{total} = Po_1 + Po_2 + Po_3 + Po_4 \quad (8.2)$$

Potência de entrada:

$$P_{in} = \frac{P_{o_{total}}}{h} \quad (8.3)$$

c) Projeto do conversor *Flyback*:

Dimensionamento do transformador (TR<sub>4</sub>):

**Parâmetros de cálculo:**

- Densidade de corrente máxima:  $J_{max} [A/cm^2]$ ;
- Densidade de fluxo magnético máxima:  $B_{max} [T]$ ;
- Fator de utilização da janela do núcleo:  $k_w$ ;
- Fator de utilização do primário:  $k_p$ ;
- Permeabilidade do ar:  $m_b = 4 \cdot \mu \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$ .

**Determinação do produtos de áreas  $AeAw$  e escolha do núcleo:**

$$AeAw = \frac{1,1 \cdot P_{in}}{k_p \cdot k_w \cdot J_{max} \cdot f_s \cdot B_{max}} \cdot 10^4 \quad (8.4)$$

**Dimensionamento do entreferro:**

Como o transformador do conversor *Flyback* funciona como indutores acoplados, há necessidade do uso de um entreferro para armazenamento da energia, pois o transformador em uma etapa armazena energia no primário que em uma segunda etapa é transferida ao secundário. A expressão (8.5) fornece o valor do entreferro total em centímetros.

$$d = \frac{2 \cdot m_b \cdot P_{o_{total}}}{h \cdot B_{max}^2 \cdot Ae \cdot f_s} \cdot 10^6 \quad (8.5)$$

**Corrente de pico no primário:**

$$I_p = \frac{2 \cdot P_{o_{total}}}{h \cdot V_{in_{min}} \cdot D_{max}} \quad (8.6)$$

**Corrente eficaz no primário:**

$$I_{p_{ef_{max}}} = I_p \cdot \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} \quad (8.7)$$

**Indutância do primário:**

$$L_p = \frac{V_{in_{min}} \cdot D_{max}}{I_p \cdot f_s} \quad (8.8)$$

**Número de espiras do primário:**

$$N_p = \frac{B_{max} \cdot d}{0,4 \cdot \mu \cdot I_p} \cdot 10^4 \quad (8.9)$$

**Número de espiras dos secundários:**

Para cálculo do número de espiras dos secundários, será considerada uma queda de tensão de 1V nos diodos de saída ( $V_d = 1V$ ). A expressão (8.10) fornece o número de espiras dos enrolamentos referentes às saídas 1, 2 e 3. O índice "i" indica a correspondente saída.

$$N_{s(i)} = N_p \cdot \frac{V_{o(i)} + V_d}{V_{in_{\min}}} \cdot \frac{1 - D_{\max}}{D_{\max}} \quad (8.10)$$

Na saída de 5V (saída 4) será usado um regulador de tensão (7805), e será considerada uma queda de tensão de 3V ( $V_{reg}=3V$ ) entre os terminais de entrada e saída do regulador. Logo o número de espiras desta saída é dado pela expressão (8.11)

$$N_{s4} = N_p \cdot \frac{V_{o4} + V_d + V_{reg}}{V_{in_{\min}}} \cdot \frac{1 - D_{\max}}{D_{\max}} \quad (8.11)$$

#### **Determinação do tempo de desmagnetização $T_o$ :**

Para assegurar a desmagnetização, calcula-se  $T_o$  em função da saída de maior corrente (saída 1).

Corrente de pico na saída 1:

$$I_{s1} = \frac{N_p}{N_{s1}} \cdot I_p \quad (8.12)$$

Tempo de desmagnetização  $T_o$ :

$$T_o = \frac{2 \cdot I_{o1}}{I_{s1} \cdot f_s} \quad (8.13)$$

#### **Correntes de pico nos enrolamentos secundários:**

$$I_{s(i)} = \frac{2 \cdot I_{o(i)}}{T_o \cdot f_s} \quad (8.14)$$

#### **Corrente eficaz nos enrolamentos secundários:**

$$I_{s(i)_{ef_{\max}}} = I_{s(i)} \cdot \sqrt{\frac{1 - D_{\max}}{3}} \quad (8.15)$$

#### **Indutância dos secundários:**

$$L_{s(i)} = \left( \frac{N_{s(i)}}{N_p} \right)^2 \cdot L_p \quad (8.16)$$

#### **Seção dos condutores:**

Enrolamento primário:

$$S_p = \frac{I_{p_{ef_{\max}}}}{J_{\max}} \quad (8.17)$$

Enrolamentos secundários:

$$S_{s(i)} = \frac{I_{s(i)_{ef_{\max}}}}{J_{\max}} \quad (8.18)$$

#### **Efeito pelicular sobre os enrolamentos (profundidade de penetração a 100°C):**

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (8.19)$$

Considerando a profundidade de penetração calculada, tem-se que o máximo diâmetro de condutor necessário é dado por:

$$Diâmetro_{\max} = 2 \cdot \Delta \quad (8.20)$$

Os condutores elementares são escolhidos de forma que seu diâmetro seja menor ou igual ao máximo diâmetro calculado em (8.20).

**Número de condutores elementares em paralelo:**

Número de condutores em paralelo no primário:

$$n^{\circ}_{\text{fios}_{-p}\text{paralelo}} = \frac{S_p}{Area_{\text{fio-elementar-p}}} \quad (8.21)$$

Número de condutores em paralelo nos secundários:

$$n^{\circ}_{\text{fios}_{-s(i)}\text{paralelo}} = \frac{S_{s(i)}}{Area_{\text{fio-elementar-s}(i)}} \quad (8.22)$$

Dimensionamento do interruptor (Q<sub>17</sub>):

**Tensão máxima:**

$$V_{S_{\max}} = Vin_{\max} \cdot \frac{1}{1 - D_{\max}} \quad (8.23)$$

**Corrente média:**

$$I_{S_{\text{med}}} = \frac{N_{s1} \cdot I_{o1} + N_{s2} \cdot I_{o2} + N_{s3} \cdot I_{o3} + N_{s4} \cdot I_{o4}}{N_p} \quad (8.24)$$

**Corrente eficaz:**

$$I_{S_{\text{ef}}} = \frac{Vin_{\max}}{f_s \cdot L_p} \cdot \sqrt{\frac{D_{\max}^3}{3}} \quad (8.25)$$

**Escolha do interruptor:**

Devido à baixa potência envolvida e a necessidade de operar em elevada frequência para reduzir volume, o interruptor que melhor se adapta a esta aplicação é o interruptor do tipo MOSFET.

**Determinação das perdas:**

Perda por condução:

A perda por condução no interruptor MOSFET é dada pela expressão (8.26).

$$Ps_{\text{condução}} = R_{D.S(i,n)} \cdot I_{S_{\text{ef}}}^2 \quad (8.26)$$

Perda por comutação:

Para cálculo das perda por comutação no interruptor, será considerado a corrente de comutação igual à corrente de pico no primário:  $I_{com_{\text{med}}} = I_p$ .

$$Ps_{\text{comutação}} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{com_{\text{med}}} \cdot V_{S_{\max}} \quad (8.27)$$

Perdas totais:

$$Ps_{\text{totais}} = Ps_{\text{condução}} + Ps_{\text{comutação}} \quad (8.28)$$

**Determinação da  $R_{thda}$ :**

A resistência térmica dissipador-ambiente é dada pela expressão (8.29):

$$R_{thda}_{Flyback} = \frac{T_{j_{max}} - T_{amb}}{P_{s_{totais}}} - R_{thjc} - R_{thcd} \quad (8.29)$$

onde:

- $T_{amb}$  → Temperatura ambiente;
- $T_{j_{max}}$  → Temperatura máxima de junção;
- $R_{thcd}$  → Resistência térmica cápsula-dissipador.

**Dimensionamento dos capacitores de saída ( $C_{85}$ ,  $C_{87a}$ ,  $C_{87b}$  e  $C_{88}$ ):****Determinação das capacitâncias:**

A capacitância do capacitor de saída é determinada em função a ondulação de tensão de saída especificada.

$$C_{O(i)} = \frac{I_{O(i)} \cdot D_{max}}{f_s \cdot \Delta V_o} \quad (8.30)$$

**Determinação da resistência série equivalente (RSE) dos capacitores de saída:**

$$RSE_{C_{(i)}} = \frac{\Delta V_o}{I_{S(i)}} \quad (8.31)$$

O capacitor de saída é escolhido de forma a atender as especificações de capacitância e resistência série equivalente, sendo que normalmente são usados capacitores com capacitâncias maiores que a calculada para atender ao requisito de resistência série equivalente.

**Dimensionamento dos diodos de saída ( $D_{37}$ ,  $D_{37a}$ ,  $D_{37b}$  e  $D_{39}$ ):****Corrente de pico:**

$$ID_{O(i)pk} = I_{S(i)} \quad (8.32)$$

**Corrente eficaz:**

$$ID_{O(i)ef} = I_{S(i)} \cdot \sqrt{\frac{TO \cdot f_s}{3}} \quad (8.33)$$

**Corrente média:**

$$ID_{O(i)med} = I_{O(i)} \quad (8.34)$$

**Tensão reversa:**

$$VD_{O(i)pk} = V_{O(i)} + Vin_{max} \cdot \frac{N_{s(i)}}{N_p} \quad (8.35)$$

A escolha dos diodos de saída deve levar em conta que estes operam em alta frequência, logo se torna necessário o uso de diodos do tipo *ultrafast*.

d) Dimensionamento do circuito *snubber* ( $R_{98}$ ,  $C_{77}$  e  $D_{36}$ ):

Devido a indutância de dispersão do transformador provocar sobre tensões sobre o interruptor principal, podendo levar à queima do mesmo. Será utilizado um circuito *snubber* de forma a limitar a derivada de corrente no interruptor e conseqüentemente reduzir o pico de tensão no bloqueio do interruptor.

Capacitor *snubber* ( $C_{77}$ ):

$$C_{77} = \frac{\frac{D_{max} \cdot I_p}{f_s}}{1,05 \cdot V_{S_{max}}} \quad (8.36)$$

Resistor *snubber* ( $R_{98}$ ):

$$R_{98} = \frac{100 \cdot D_{min}}{3 \cdot f_s \cdot C_{77}} \quad (8.37)$$

e) Dimensionamento dos Componentes externos ao CI 3844:

Para comando e controle do conversor *Flyback* será utilizado o circuito integrado UC3844. O diagrama em blocos deste integrado é mostrado na Fig. 8-2.

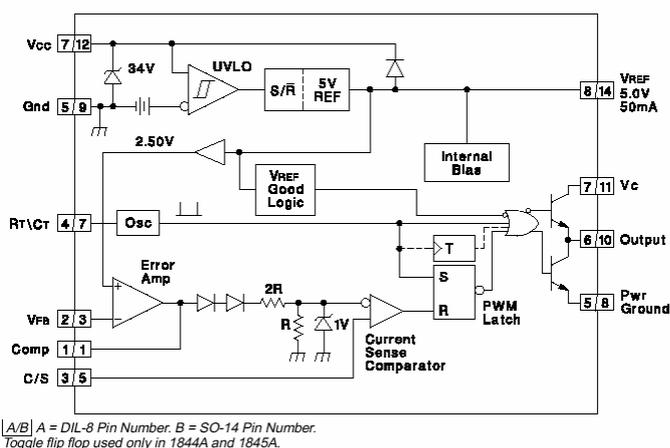


Fig. 8-2 - Diagrama em blocos do circuito integrado UC3844.

Sensor de corrente ( $R_{106}$ ):

Para monitorar a corrente que circula pelo interruptor é utilizado um resistor *shunt*. A Fig. 8-3 apresenta a ligação deste resistor representado por  $R_{106}$ . O resistor  $R_{102}$  e o capacitor  $C_{82}$  formam um pequeno filtro RC de forma a suprimir transientes devido à comutação do interruptor do conversor *Flyback*.

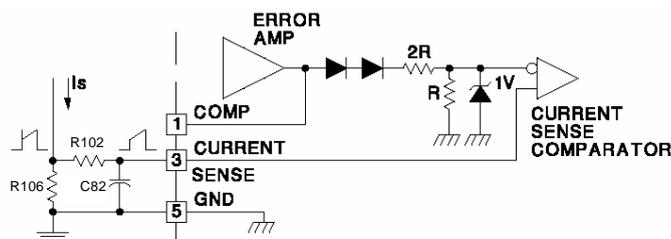


Fig. 8-3 - Circuito sensor de corrente.

**Dimensionamento do resistor shunt ( $R_{106}$ ):**

$$R_{106} = \frac{1}{I_p} \quad (8.38)$$

**Potência no resistor shunt:**

$$P_{R_{106}} = R_{106} \cdot I_{p_{ef\max}}^2 \quad (8.39)$$

**Oscilador ( $R_{103}$  e  $C_{83}$ ):**

Na Fig. 8-4 tem-se a representação do circuito oscilador com a apresentação da equação que fornece a frequência de oscilação. É apresentado também o gráfico da frequência de oscilação em função da resistência  $R_T$ , tendo como parâmetro  $C_T$ , e o gráfico da razão cíclica máxima em função de  $R_T$ .

A equação apresentada na Fig. 8-4 é válida apenas para  $R_T$  maior que  $5k\Omega$ .

Os gráficos apresentados, assim como a equação, são válidos para os circuitos UC3842/43. Para os circuitos UC3844/45, devido ao *flip-flop* usado nestes circuitos (ver Fig. 8-2), a razão cíclica é limitada em 50% e a frequência de oscilação é a metade da apresentada na Fig. 8-4. Desta forma o gráfico da frequência de oscilação apresentado na Fig. 8-4, assim como a equação da frequência de oscilação, devem ser ponderados por um fator de duas vezes.

Através da expressão (8.40), adotando-se um valor para  $C_{83}$ , calcula-se  $R_{103}$ .

$$R_{103} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1,72}{f_s \cdot C_{83}} \quad (8.40)$$

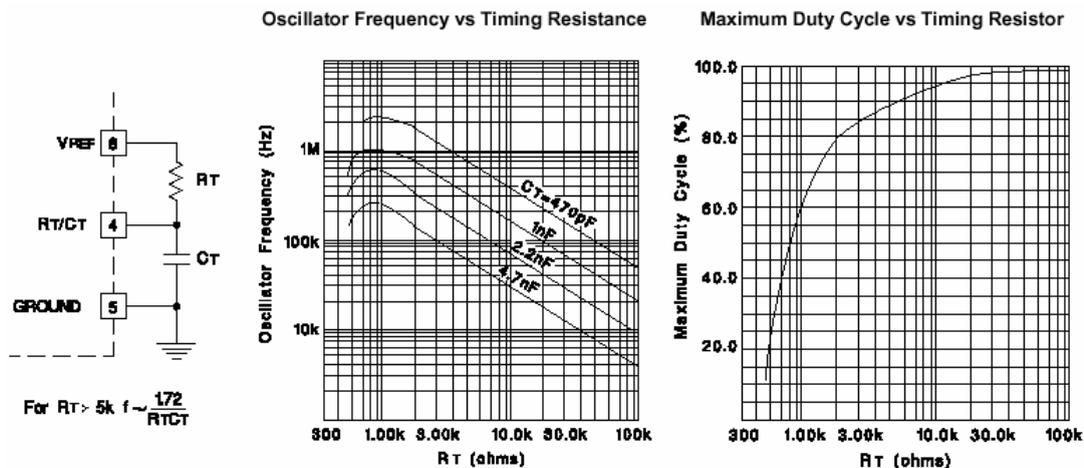


Fig. 8-4 – Circuito oscilador, gráfico da frequência de oscilação em função de  $R_T$ , tendo como parâmetro  $C_T$ , e gráfico da razão cíclica máxima em função de  $R_T$ .

f) Dimensionamento do compensador:

**Função de transferência do conversor Flyback:**

A função de transferência  $G_{flyback}(s) = \frac{V_o(s)}{D(s)}$  do conversor Flyback é expressa em (8.41):

$$G_{flyback}(s) = \frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{V_{in}}{\sqrt{\frac{2 \cdot f_s \cdot L_p}{R_o}}} \cdot \frac{C_o \cdot RSE \cdot s + 1}{C_o \cdot R_o \cdot s + 1} \quad (8.41)$$

A função de transferência do conversor *Flyback* possui as seguintes características:

- O sistema é de 1ª ordem;
- O ganho estático depende da resistência de carga;
- A RSE do capacitor de filtragem introduz um zero na função  $G_{\text{Flyback}}(s)$ .

Para projeto do controlador é utilizada a função de transferência  $G_{\text{flyback}}(s) = \frac{V_o(s)}{V_c(s)}$

apresentada em (8.42).

$$G_{\text{flyback}}(s) = \frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{V_{in}}{V_d \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot f_s \cdot L_p}{R_o}}} \cdot \frac{C_o \cdot RSE \cdot s + 1}{C_o \cdot R_o \cdot s + 1} \quad (8.42)$$

Onde:

- $V_{in}$  → tensão de entrada nominal;
- $C_o$  → capacitância de saída;
- $RSE$  → resistência serie equivalente do capacitor de saída;
- $L_p$  → indutância do enrolamento primário;
- $R_o$  → resistência de carga de saída  $\left( R_o = \frac{V_o}{I_o} \right)$ ;
- $f_s$  → frequência de chaveamento;

Os parâmetros utilizados correspondem à saída de maior potência.

#### **Localização dos pólos e zeros do conversor:**

Verifica-se através da expressão (8.42) que o conversor *Flyback* possui um zero e um pólo cujas localizações são dadas pelas expressões (8.43) e (8.44).

Frequência do zero:

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot p \cdot C_o \cdot RSE} \quad (8.43)$$

Frequência do pólo:

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot p \cdot C_o \cdot R_o} \quad (8.44)$$

#### **Diagrama de Bode do conversor:**

A Fig. 8-5 apresenta o diagrama de Bode de módulo e fase do conversor *Flyback*. Verifica-se que a função de transferência do conversor é estável.

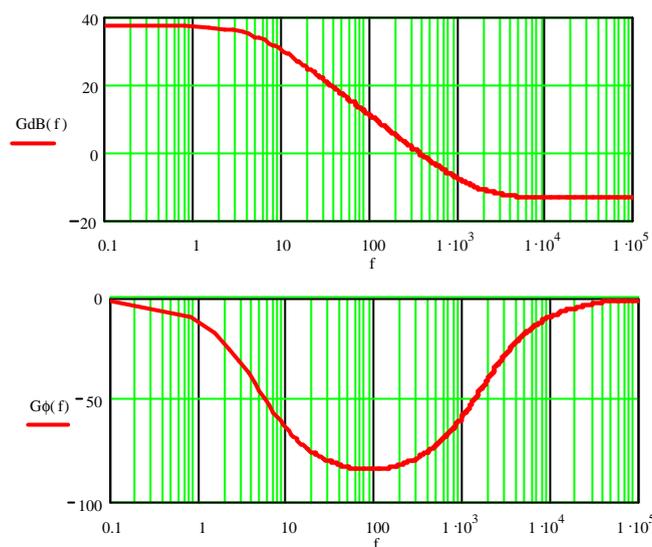


Fig. 8-5 - Diagrama de Bode de módulo e fase do conversor Flyback.

#### Função de transferência do compensador:

O compensador utilizado é do tipo proporcional integral (PI) de um pólo. Este tipo de compensador é recomendado para fontes que contêm um filtro de saída de um pólo, como no caso da *Flyback*. A Fig. 8-6 apresenta o compensador a ser usado.

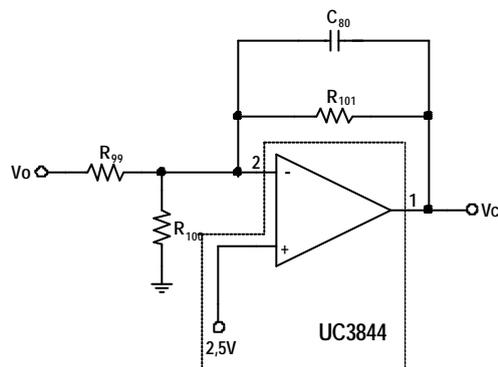


Fig. 8-6 – Compensador de tensão proporcional integral.

Este compensador é implementado utilizando-se o amplificador de erro do circuito integrado UC3844. A configuração do amplificador de erro é mostrada na Fig. 8-7.

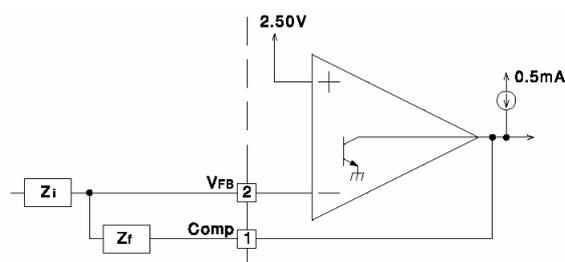


Fig. 8-7 – Configuração do amplificador de erro.

A função de transferência do compensador apresentado na Fig. 8-6 é dada pela expressão (8.45).

$$R_{flyback}(s) = \frac{Vc(s)}{Vo(s)} = -\frac{R_{101}}{R_{99} // R_{100}} \cdot \frac{1}{1 + R_{101} \cdot C_{80} \cdot s} \quad (8.45)$$

A função de transferência do controlador de tensão possui um pólo, dado pela expressão (8.46).

$$f_{p\_comp} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot R_{101} \cdot C_{80}} \quad (8.46)$$

O ganho estático do compensador é dado pela expressão (8.47).

$$K_{R_{flyback}} = \frac{R_{101}}{R_{99} // R_{100}} = \frac{R_{101} \cdot R_{99} \cdot R_{100}}{(R_{99} + R_{100})} \quad (8.47)$$

#### **Localização do pólo do compensador:**

O pólo introduzido pelo compensador é destinado a compensar o zero introduzido pela RSE do capacitor de filtragem de saída do conversor. Logo este pólo deve ser posicionado na frequência do zero da função de transferência do conversor.

$$f_{p\_comp} = f_z \quad (8.48)$$

#### **Localização da frequência de cruzamento do sistema:**

A frequência de cruzamento deve ser menor que a metade da frequência de chaveamento  $f_c \leq \frac{f_s}{2}$ . Adotou-se:

$$f_{c\_sistema} = \frac{f_s}{5} \quad (8.49)$$

#### **Determinação do ganho estático do controlador:**

O ganho estático do controlador é obtido de forma que para o sistema em laço aberto, composto pela função de transferência do conversor mais a função de transferência do compensador, na frequência de cruzamento tenha-se ganho unitário.

$$K_{R_{flyback}} = \left| \frac{1}{G_{flyback}(f_c) \cdot \frac{1}{\frac{f_{c\_sistema}}{f_p} \cdot j + 1}} \right| \quad (8.50)$$

#### **Diagrama de bode do compensador:**

A função de transferência do conversor Flyback é dada por (8.51).

$$G_{flyback}(f) = \frac{Vin}{Vd \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot f_s \cdot Lp}{R_o}}} \cdot \frac{\frac{f}{f_z} \cdot j + 1}{\frac{f}{f_p} \cdot j + 1} \quad (8.51)$$

A função de transferência do controlador de tensão é dada por (8.52):

$$R_{flyback}(f) = K_{R_{flyback}} \cdot \frac{1}{\left[ \frac{f}{f_{p\_comp}} \cdot j + 1 \right]} \quad (8.52)$$

A função de transferência em laço aberto é dada por (8.53):

$$FTLA(f) = G_{flyback}(f) \cdot R_{flyback}(f) \quad (8.53)$$

A Fig. 8-8 apresenta o diagrama de Bode de módulo e fase da função de transferência do conversor  $G_{dB}(f)$ , do controlador  $R_{dB}(f)$  e do sistema em laço aberto  $FTLA_{dB}(f)$ .

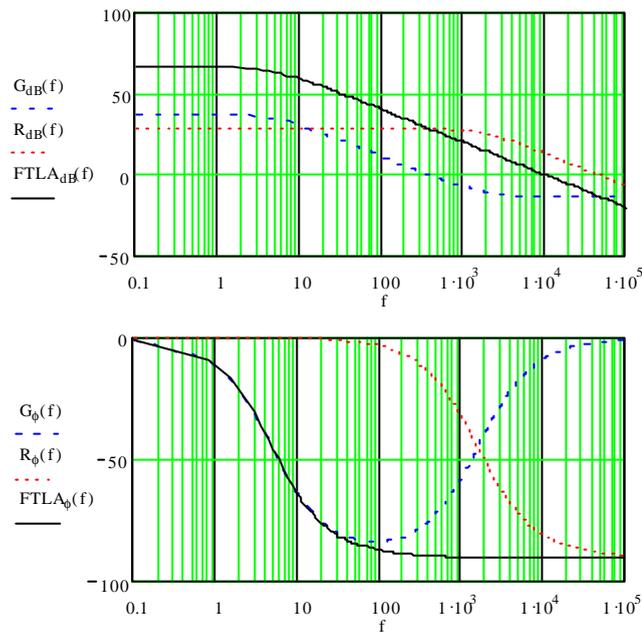


Fig. 8-8 - Diagrama de Bode de módulo e fase do conversor Flyback, do controlador e do sistema em laço aberto.

Dimensionamento dos componentes que compõem o compensador de tensão:

**Dimensionamento de  $C_{80}$  e  $R_{101}$ :**

Adotando-se um valor para  $C_{80}$ , calcula-se  $R_{101}$  pela expressão (8.54).

$$R_{101} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_z \cdot C_{80}} \quad (8.54)$$

**Dimensionamento de  $R_{99}$  e  $R_{100}$ :**

Sendo a tensão de referência, interna do UC3844, igual a 2,5V, os resistores  $R_{99}$  e  $R_{100}$  devem formar um divisor de tensão de forma que para  $V_{O1}=20V$ , tenha-se 2,5V sobre  $R_{100}$ , sendo assim tem-se a expressão (8.55) :

$$R_{100} = R_{99} \cdot \frac{V_{ref}}{V_{O1} - V_{ref}} \quad (8.55)$$

Entretanto a expressão (8.56) também deve ser atendida.

$$R_{99} // R_{100} = \frac{R_{101}}{K_{R_{flyback}}} \quad (8.56)$$

Das expressões (8.55) e (8.56) obtém-se a expressão (8.57), que fornece o valor de  $R_{100}$ .

$$R_{100} = R_{101} \cdot \frac{1 + \frac{V_{ref}}{V_{o1} - V_{ref}}}{K_{R_{flyback}}} \quad (8.57)$$

Com o valor de  $R_{100}$  e  $R_{101}$ , calcula-se  $R_{99}$  através da expressão (8.58).

$$R_{99} = \frac{R_{100} \cdot R_{101}}{K_{R_{flyback}} \cdot R_{100} - R_{101}} \quad (8.58)$$

## 8.2.2 Fonte Auxiliar 2 : *Buck-Boost*

A fonte auxiliar 2 tem a função de alimentar os circuitos de supervisão quando a tensão de entrada não estiver disponível, funcionando como uma fonte auxiliar reserva.

O objetivo então é a partir da tensão de saída com positivo aterrado obter a tensão de alimentação para o circuito de supervisão. Para isso é necessário um conversor que forneça uma tensão com polaridade inversa à da tensão de saída, visto que essa possui seu pólo positivo no mesmo ponto de referência do circuito de supervisão. O conversor *Buck-Boost* possui a propriedade de fornecer uma tensão com polaridade invertida à da tensão aplicada em sua entrada, logo este conversor foi escolhido para a aplicação em questão. Este conversor ainda possui a vantagem de ser bastante simples, apresentando poucos componentes.

Para gerar os pulsos de comando do conversor *Buck-Boost*, utilizou-se o circuito oscilador 555, por sua simplicidade e custo reduzido. Este circuito é alimentado a partir de um regulador linear que adapta a tensão de saída do conversor ao nível de tensão de alimentação do oscilador 555.

Um cuidado especial deve ser tomado com as referências de tensões, visto que o oscilador 555 possui sua referência em  $V_{o-}$  e a saída do conversor *Buck-Boost* possui sua referência em  $V_{o+}$ .

A saída do conversor *Buck-Boost* ( $V_{xx}$ ) é conectada na entrada do regulador de tensão  $U_{12}$  (LM7805) da fonte auxiliar 1, desta forma os capacitores  $C_{87}$  e  $C_{88}$  são incorporados ao circuito, sendo utilizados também como capacitores de saída do conversor *Buck-Boost*. O regulador de tensão  $U_{12}$  (LM7805) permite a operação do circuito em malha aberta com variação da tensão de saída da UR ( $V_o$ ) de -45V a -60V, mantendo regulada a tensão fornecida ao circuito de supervisão.

A Fig. 8-9 apresenta o esquemático da fonte auxiliar 2.

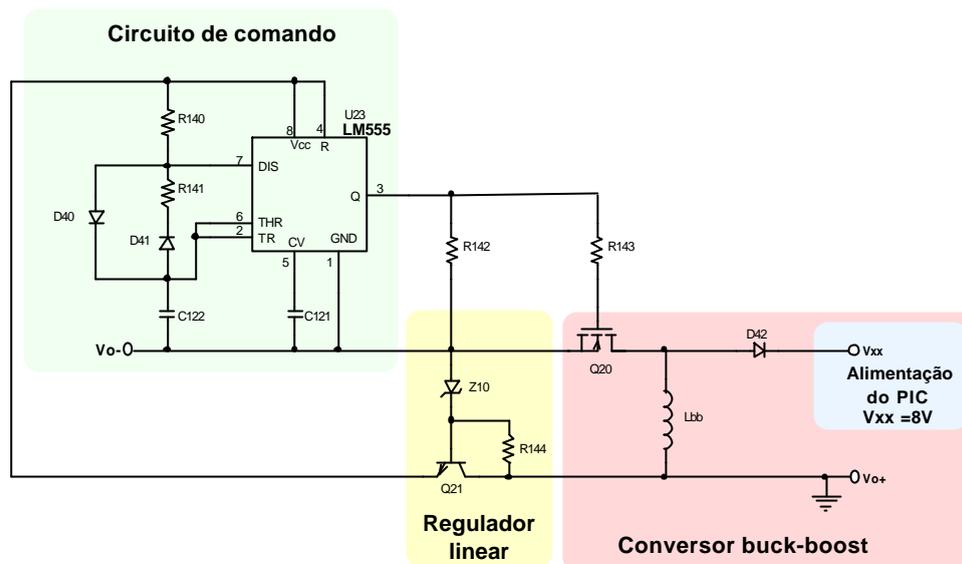


Fig. 8-9 – Esquema da fonte auxiliar 2 – conversor Buck-Boost.

### Metodologia de projeto:

a) Dimensionamento do regulador linear:

O regulador de tensão deve fornecer a tensão de alimentação para o circuito oscilador a partir da tensão de saída da UR.

A tensão de saída do regulador linear é dada pela expressão (8.59).

$$V_{s_{reg-linear}} = V_{Z_{10}} - V_{BE} \quad (8.59)$$

Onde:

- $V_{s_{reg-linear}}$  → tensão de saída do regulador linear;
- $V_{Z_{10}}$  → tensão do diodo zener;
- $V_{BE}$  → tensão base-emissor do transistor  $Q_{20}$ .

Definida a tensão de alimentação do oscilador, calcula-se a tensão do diodo zener pela expressão (8.60).

$$V_{Z_{10}} = V_{s_{reg-linear}} + V_{BE} \quad (8.60)$$

O resistor  $R_{144}$  é dimensionado para garantir a corrente de polarização do diodo zener para o menor valor da tensão de saída da UR. O resistor  $R_{144}$  é determinado pela expressão (8.61).

$$R_{144} \leq \frac{V_{o_{min}} - V_{Z_{10}}}{I_{Z_{10-min}}} \quad (8.61)$$

Onde:

- $V_{o_{min}}$  → tensão mínima de saída da UR (-45V);
- $I_{Z_{10-min}}$  → valor mínimo da corrente de polarização do diodo zener.

A potência máxima no resistor  $R_{144}$  é dada pela expressão (8.62). Onde  $V_{o_{max}}$  representa a tensão máxima na saída da UR (-60V).

$$P_{R144} = \frac{(V_{o_{max}} - V_{Z10})^2}{R_{144}} \quad (8.62)$$

A máxima tensão sobre o transistor  $Q_{21}$  é dada pela expressão (8.63).

$$V_{CE_{Q21}} = V_{o_{max}} - V_{S_{reg-linear}} \quad (8.63)$$

A corrente que circula pelo transistor  $Q_{21}$  é igual à corrente de alimentação do oscilador 555. A potência sobre este interruptor é dada pela expressão (8.64).

$$P_{Q21} = (V_{o_{max}} - V_{S_{reg-linear}}) \cdot I_{oscilador} \quad (8.64)$$

Onde:

- $I_{oscilador}$  → corrente de saída do regulador linear, ou seja, corrente fornecida para alimentar o oscilador 555.

b) Dimensionamento do conversor *Buck-Boost*:

Para dimensionamento do conversor *Buck-Boost* deve-se dispor das seguintes especificações:

- Máxima tensão de entrada do conversor *Buck-Boost*:  $V_{o_{max}}$  ;
- Mínima tensão de entrada do conversor *Buck-Boost*:  $V_{o_{min}}$  ;
- Tensão de saída:  $V_{xx}$  ;
- Corrente de saída:  $I_{o_4}$  ;
- Ondulação da tensão de saída:  $\Delta V_o$  ;
- Frequência de chaveamento:  $f_{S_{buck-boost}}$  ;
- Rendimento:  $\eta_{buck-boost}$  .

Cálculos preliminares:

**Razão cíclica mínima:**

$$D_{min} = \frac{V_{xx}}{V_{xx} + V_{o_{max}}} \quad (8.65)$$

**Razão cíclica máxima:**

$$D_{max} = \frac{V_{xx}}{V_{xx} + V_{o_{min}}} \quad (8.66)$$

Para garantir a tensão de saída, mesmo com tensão de saída da UR mínima, será adotada a razão cíclica máxima.

**Potência de saída:**

$$P_o = V_{xx} \cdot I_{o_4} \quad (8.67)$$

Determinação da indutância ( $L_{bb}$ ):

$$L_{bb} = \frac{V_{o_{\max}}^2 \cdot D_{\max}^2 \cdot h_{buck-boost}}{2 \cdot P_o \cdot f_{s_{buck-boost}}} \quad (8.68)$$

Dimensionamento do interruptor ( $Q_{20}$ ):

**Tensão dreno-source máxima:**

$$V_{DS_{\max}} = V_{o_{\max}} \cdot \frac{1}{1 - D_{\max}} \quad (8.69)$$

**Corrente de pico no interruptor:**

$$I_{Q_{20_{pk}}} = \frac{V_{o_{\max}} \cdot D_{\max}}{L_{bb} \cdot f_{s_{buck-boost}}} \quad (8.70)$$

**Corrente eficaz no interruptor:**

$$I_{Q_{20_{ef}}} = \frac{V_{o_{\max}}}{L_{bb} \cdot f_{s_{buck-boost}}} \cdot \sqrt{\frac{D_{\max}^3}{3}} \quad (8.71)$$

Dimensionamento do diodo ( $D_{42}$ ):

**Corrente média no diodo:**

$$I_{D_{42_{med}}} = I_{o_4} \quad (8.72)$$

**Corrente eficaz no diodo:**

$$I_{D_{42_{ef}}} = \sqrt{f_{s_{buck-boost}} \cdot \int_0^{1-D_{\max}} \frac{1-D_{\max}}{f_{s_{buck-boost}}} \left( I_{Q_{20_{pk}}} - \frac{V_{xx}}{L} \cdot t \right)^2 dt} \quad (8.73)$$

Dimensionamento do capacitor de saída:

$$C_o = \frac{I_{o_4} \cdot D_{\max}}{\Delta V_o \cdot f_{s_{buck-boost}}} \quad (8.74)$$

Como capacitor de saída do conversor *Buck-Boost* será utilizado o mesmo capacitor de saída da fonte auxiliar 1 ( $C_{87}$ ).

c) Dimensionamento do circuito de comando (oscilador 555):

O circuito de comando do conversor *Buck-Boost* é implementado utilizando o oscilador 555 operando no modo astável. Este circuito fornece pulsos de comando com frequência e razão cíclica fixas para o interruptor  $Q_{20}$ . Sendo assim, tem-se o sistema operando em malha aberta.

No circuito oscilador os diodos  $D_{40}$  e  $D_{41}$  são utilizados para tornar independentes os tempos em nível alto e em nível baixo do sinal de comando, permitindo assim um tempo em nível alto menor que o tempo em nível baixo. Os resistores  $R_{140}$  e  $R_{141}$  e o capacitor  $C_{122}$  definem a frequência do oscilador, sendo que  $R_{140}$  define o tempo em nível alto e  $R_{141}$  o tempo em nível baixo.

Os tempos em nível alto ( $t_{on}$ ) e em nível baixo ( $t_{off}$ ) são definidos pelas expressões (8.75) e (8.76).

$$t_{on} = \frac{D_{max}}{f_{s_{buck-boost}}} \quad (8.75)$$

$$t_{off} = \frac{1 - D_{max}}{f_{s_{buck-boost}}} \quad (8.76)$$

Adotando-se um valor para o capacitor  $C_{122}$ , calcula-se os resistores  $R_{140}$  e  $R_{141}$  através das expressões (8.77) e (8.78).

$$R_{140} = \frac{t_{on}}{0,693 \cdot C_{122}} \quad (8.77)$$

$$R_{141} = \frac{t_{off}}{0,693 \cdot C_{122}} \quad (8.78)$$

## 8.3 FONTES AUXILIARES UR2

Nesta seção serão apresentadas as fontes auxiliares utilizadas na UR2. Assim como na UR1, a UR2 possui duas fontes auxiliares. A primeira fonte auxiliar possui a mesma estrutura da fonte auxiliar 1 da UR1, possuindo apenas algumas diferenças com relação às referências das tensões de saída. Já na fonte auxiliar 2, no caso da UR2, é utilizado um conversor *Flyback* operando em malha aberta.

### 8.3.1 Fonte Auxiliar 1 - Flyback

O circuito da fontes auxiliar 1 é apresentado na Fig. 8-10.

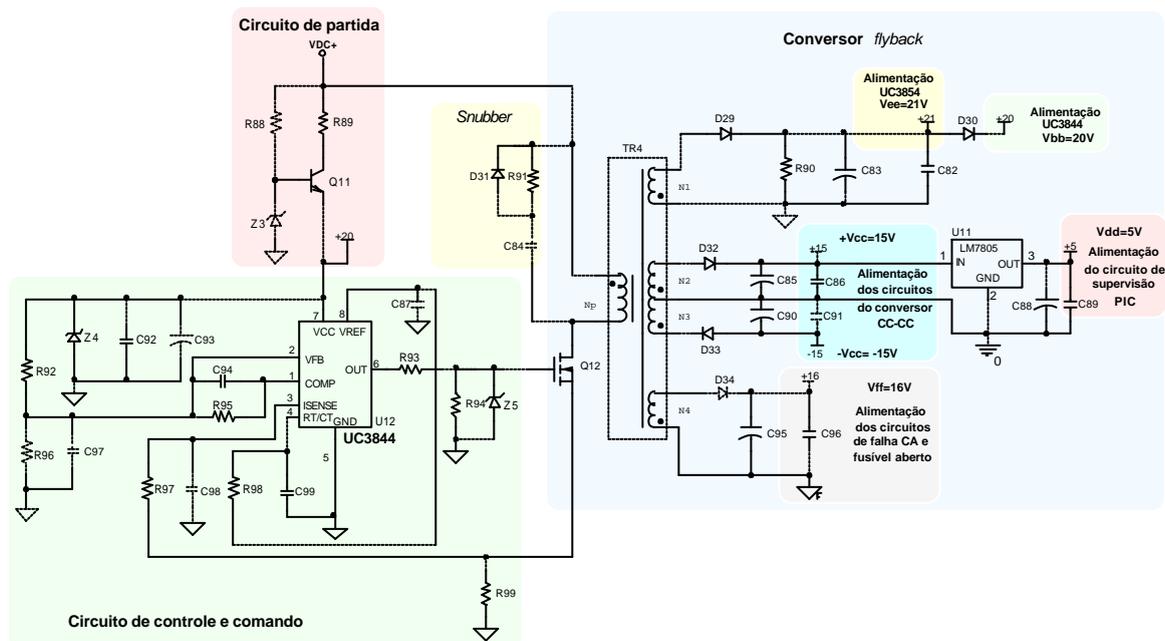


Fig. 8-10 – Diagrama elétrico da fonte auxiliar 1 – conversor Flyback.

Como pode-se observar pela Fig. 8-10, a estrutura desta fonte é a mesma usada na fonte auxiliar 1 da UR1. A diferença está nas tensões de saída, sendo que a alimentação para os circuitos de supervisão de falha CA e fusível aberto possui a referência no ponto de alimentação CA da fonte.

Esta fonte possui as seguintes saídas para alimentação dos circuitos de comando, controle e supervisão:

- Saída 1 ( $V_{ee}$  e  $V_{bb}$ ) - alimentação dos circuitos de comando e controle do pré-regulador Boost e da própria fonte auxiliar: UC3854 e UC3844. Esta saída possui a mesma referência do conversor *Boost*, sendo não isolada.

$$\begin{cases} V_{o1} = 20V \\ I_{o1} = 200mA \end{cases}$$

- Saída 2 ( $+V_{cc}$  e  $V_{dd}$ ) - alimentação dos circuitos de comando e controle do conversor CC-CC: UC3879, UC3907, amplificadores operacionais e *drivers*. Através desta saída também se obtém a alimentação dos circuitos de supervisão PIC, sendo esta saída regulada através de um regulador linear.

$$\begin{cases} V_{o2} = 15V \\ I_{o2} = 300mA \end{cases}$$

- Saída 3 ( $-V_{cc}$ ) - alimentação negativa dos circuitos de controle do conversor CC-CC: amplificadores operacionais.

$$\begin{cases} V_{o3} = -15V \\ I_{o3} = 100mA \end{cases}$$

- Saída 4 ( $V_{ff}$ ) - alimentação dos circuitos de supervisão de falha CA e fusível aberto: amplificadores operacionais. Esta saída possui a mesma referência da alimentação CA da UR.

$$\begin{cases} V_{o4} = 16V \\ I_{o4} = 100mA \end{cases}$$

A metodologia de projeto utilizada para esta fonte é a mesma apresentada para a fonte auxiliar 1 da UR1.

### 8.3.2 Fonte Auxiliar 2: *Flyback*

O circuito da fonte auxiliar 2 da UR2 é apresentado na Fig. 8-11.

Da mesma forma que para a UR1, esta fonte tem a função de fornecer a alimentação, através da tensão de saída, para os circuitos de supervisão na ausência da alimentação CA na entrada.

Esta fonte é formada por um conversor *Flyback* operando em malha aberta. Para fornecer o sinal de comando para este conversor é utilizado o circuito integrado 555 na configuração de oscilador astável. A alimentação deste circuito, assim como no caso da UR1, é

obtida através de um circuito regulador linear que adapta a tensão de saída da UR ao nível de tensão de alimentação do oscilador 555.

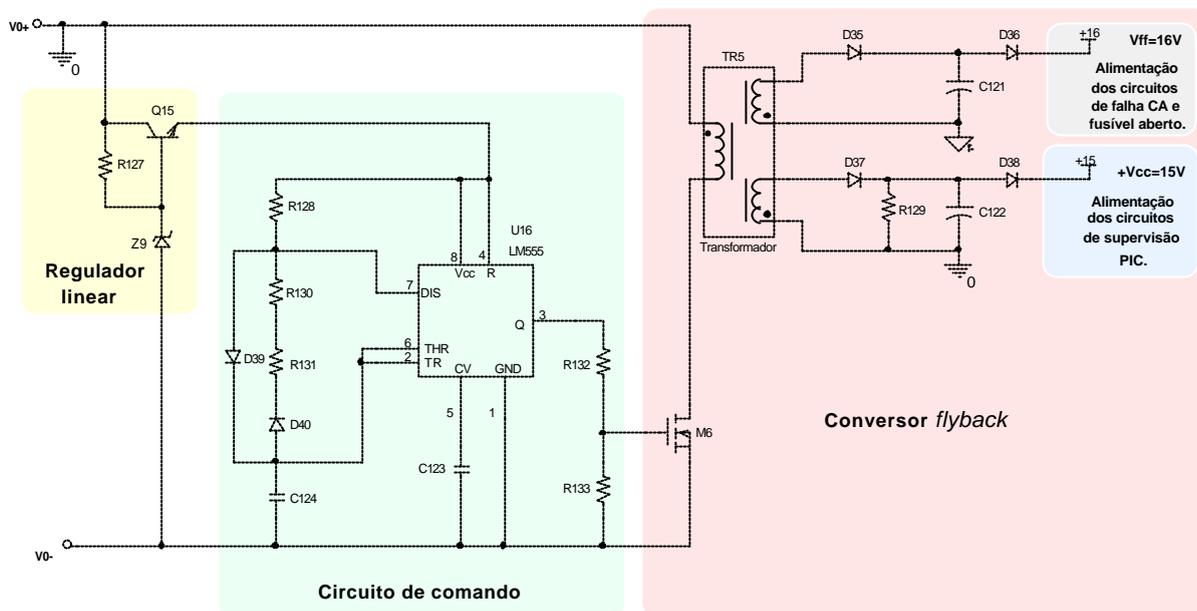


Fig. 8-11 – Diagrama elétrico da fonte auxiliar 2 – conversor Flyback.

A fonte auxiliar 2 possui as seguintes saídas:

- **Saída 1 ( $V_{ff}$ )** - alimentação dos circuitos de supervisão de falha CA e fusível aberto: amplificadores operacionais. Esta saída possui a mesma referência da alimentação CA da UR.

$$\begin{cases} V_{o4} = 16V \\ I_{o4} = 100mA \end{cases}$$

- **Saída 2 ( $+V_{cc}$  e  $V_{dd}$ )** - alimentação dos circuitos de supervisão, comando e controle do conversor CC-CC: UC3879, UC3907 e amplificadores operacionais. Através desta saída também se obtém a alimentação dos circuitos de supervisão PIC, sendo esta regulada através de um regulador linear. Vale salientar que quando esta fonte estiver atuando o circuito UC3879 estará desabilitado, drenando menor corrente, além de não ser drenada corrente desta fonte para os circuitos de *drivers*. Logo esta saída possui uma especificação de corrente menor que a da fonte auxiliar 1.

$$\begin{cases} V_{o2} = 15V \\ I_{o2} = 150mA \end{cases}$$

A metodologia de projeto do circuito regulador linear e de comando é a mesma apresentada para a fonte auxiliar 2 da UR1 e o projeto do conversor *flyback* segue a metodologia apresentada para a fonte auxiliar 1 da UR1.

## 8.4 CIRCUITOS DE PROTEÇÃO

Nesta seção serão apresentados os circuitos de proteção contra sobrecorrente na entrada e surtos de tensão de entrada. Estes circuitos proporcionam uma maior robustez para a UR.

### 8.4.1 Proteção Contra Sobrecorrente de Entrada

Esta proteção é composta por dois fusíveis, um em cada fase de entrada, e por um circuito que limita a corrente de partida através de um resistor de *inrush*, protegendo a ponte retificadora. O resistor de *inrush* atua apenas no instante da partida da UR. Após a carga dos capacitores que compõem o conversor este resistor é curto-circuitado através de um relé, de forma a minimizar as perdas.

O circuito de proteção contra corrente de *inrush* é apresentado na Fig. 8-12.

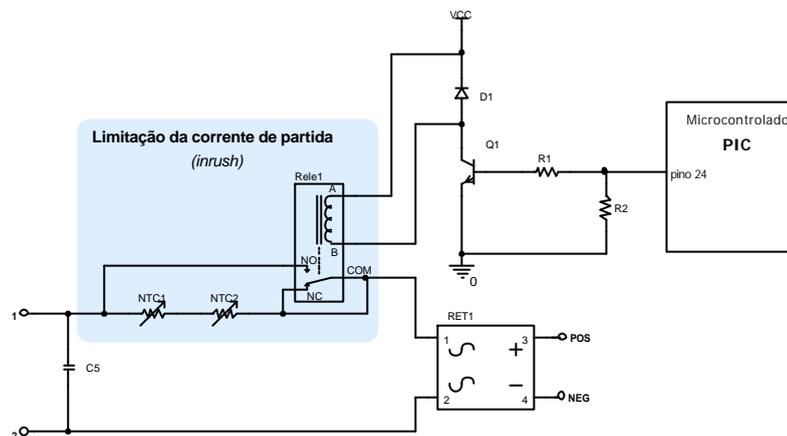


Fig. 8-12 – Circuito de limitação da corrente de partida (*inrush*).

a) Dimensionamento do fusível:

Para especificação do fusível de entrada deve ser dimensionada a sua corrente e tensão máxima. A corrente máxima do fusível será adotada como sendo de 25% acima da corrente de entrada máxima eficaz em regime normal.

$$I_{\text{fusível}} = 1,25 \cdot I_{n_{\text{max,ef}}} \quad (8.79)$$

A tensão que o fusível deve suportar deve ser maior que a máxima tensão de entrada.

$$V_{\text{fusível}} \geq V_{n_{\text{max}}} \quad (8.80)$$

b) Dimensionamento do resistor de *inrush*:

Para dimensionamento do resistor de *inrush* será considerada uma corrente de partida de no máximo duas vezes a corrente de entrada máxima de pico.

$$I_{\text{inrush}} = 2 \cdot I_{n_{\text{max,pk}}} \quad (8.81)$$

A resistência de *inrush* é então calculada considerando a máxima tensão de entrada.

$$R_{inrush} = \frac{V_{in_{max_{pk}}}}{I_{inrush}} \quad (8.82)$$

O resistor de *inrush* adotado é do tipo NTC (*negative temperature coefficient*) de forma que ao ligar a fonte ele tenha uma alta resistência e com o aumento da temperatura sua resistência diminua.

#### 8.4.2 Proteção Contra Surtos de Tensão na Entrada

Os surtos de tensão na entrada da UR, causados por transientes que ocorrem nas linhas de transmissão originados de descargas atmosféricas e chaveamentos que ocorrem nas linhas, podem provocar a queima dos dispositivos semicondutores da fonte. Para proteger a UR contra estes transientes é utilizado o circuito de proteção recomendado em [41] e apresentado na Fig. 8-13.

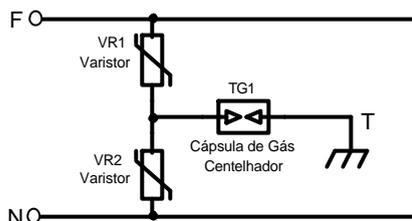


Fig. 8-13 – Circuito de proteção contra surtos de tensão na entrada.

O centelhador opera como um interruptor dependente da tensão. Quando a tensão supera seu valor de “ruptura”, um arco é criado entre seus terminais, oferecendo um caminho de baixa impedância para o terra.

O varistor (**variable resistor**) é um resistor variável com a tensão. Quanto maior a tensão aplicada sobre ele, menor será sua resistência, conseqüentemente maior a corrente drenada por ele. Este componente protege a UR contra surtos de tensão na entrada, absorvendo mais energia da entrada de forma a provocar a queima do fusível de proteção. A Fig. 8-14 apresenta uma curva V versus I típica de um varistor.

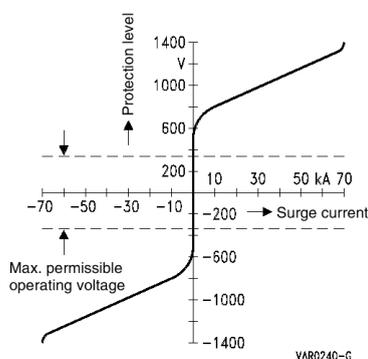


Fig. 8-14 - Curva V x I típica de varistores [42].

O dimensionamento do varistor, leva em considerações vários fatores como: corrente de surto, duração do impulso de corrente e número de repetições, absorção de energia, tensão de operação, etc.

De forma simplificada pode-se determinar o varistor a ser usado através de sua tensão de operação e corrente de surto.

- **Tensão de operação:** A máxima tensão de operação do varistor deve ser superior a máxima tensão de operação da UR. Deve-se levar em conta a tolerância atribuída à tensão de entrada do sistema. É importante ressaltar que a dissipação de potência no varistor aumenta fortemente com a tensão de serviço (um aumento de tensão de 10% multiplica por 15 a dissipação da potência) [41].
- **Corrente de surto:** Através da expressão (8.83), calcula-se a corrente de surto. Sendo que a máxima corrente de surto permissível do varistor depende da duração do impulso de corrente e do número de repetições requeridas.

$$I_s = \frac{U_s}{Z_{linha}} \quad (8.83)$$

Onde:

$I_s$  → corrente de surto;

$U_s$  → tensão de surto;

$Z_{linha}$  → impedância da linha.

Maiores detalhes a respeito do dimensionamento do varistor podem ser consultados em [41].

## 8.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentou-se os circuitos das fontes auxiliares das Unidades Retificadoras: UR1 e UR2.

Cada UR possui duas fontes auxiliares para alimentação dos circuitos de comando, controle e supervisão.

A primeira fonte auxiliar fornece energia a partir da rede de alimentação CA de entrada e é formada por um conversor *Flyback* conectado ao barramento CC-CC do pré-regulador de entrada. Este conversor opera em malha fechada utilizando no controle o circuito integrado UC3844.

O circuito de supervisão de falha CA e fusível aberto da UR2 utilizam uma referência diferente da referência do microcontrolador PIC, sendo assim torna-se necessário que a fonte auxiliar 1 desta UR possua uma saída isolada referenciada aos circuitos de supervisão de falha CA e fusível aberto, que estão referenciados à fase de entrada.

A fonte auxiliar 2 tem a função de alimentar os circuitos de supervisão através da tensão de saída, quando a tensão de entrada não está disponível, funcionando como uma fonte reserva.

Na fonte auxiliar 2 da UR1 é usado um conversor *Buck-Boost* operando em malha aberta. A característica deste conversor de fornecer uma tensão na saída com polaridade invertida à da tensão de entrada, propicia que a partir da tensão de saída com positivo aterrado obtenha-se a tensão de alimentação dos circuitos de supervisão.

Com relação a fonte auxiliar 2 da UR2 é usado um conversor *Flyback* com duas saídas. Isto se deve a necessidade de se ter uma saída para alimentação do microcontrolador PIC com referência no positivo da tensão de saída da UR, e uma segunda saída para alimentação dos circuitos de supervisão de falha CA e fusível aberto referenciada ao terminal fase de entrada.

As fontes auxiliares 2 das UR1 e UR2, operam em malha aberta, utilizando o circuito integrado 555 na configuração de oscilador astável para fornecer o sinal de comando do interruptor. Esta é uma alternativa barata e simples.

Apresentou-se uma metodologia de projeto [1,43,44] para as duas fontes auxiliares.

Também se apresentou os circuitos de proteção de entrada contra sobrecorrente e surtos utilizados nas URs, sendo apresenta uma metodologia de projeto simplificada para escolha dos componentes utilizados nestes circuitos.

A proteção contra sobrecorrente de entrada é composta por fusíveis ligados em ambas as fases de entrada e por um circuito de limitação da corrente de partida.

O circuito de proteção contra surto tem a função de proteger a UR contra transientes causados por descargas eletrostáticas (raios) e chaveamentos nas linhas de transmissão. Este circuito é composto por dois varistores ligados entre as fases de entrada e um centelhador ligado entre estes varistores e o terra.



## CAPÍTULO IX

### PROJETO

#### 9.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado o projeto da Unidade Retificadora, sendo dimensionados todos os estágios estudados nos capítulos anteriores, utilizando a metodologia de projeto apresentada.

Ao término deste capítulo, pretende-se dispor de todas as informações necessárias para a especificação dos componentes que compõe a Unidade Retificadora.

#### 9.2 ESPECIFICAÇÕES DA UNIDADE RETIFICADORA

A determinação das especificações é o primeiro passo para a elaboração de um projeto. Estas devem ser bem discutidas para evitar que no final do projeto este não atenda os objetivos desejados.

A Tabela 9.1 apresenta as principais especificações elétricas necessárias ao projeto da Unidade Retificadora proposta.

**Tabela 9.1** – Especificações elétricas da Unidade Retificadora.

Especificação	Referência	Valor	Unidade
Tensão de entrada universal:	$V_{in}$	89 a 264	V
Frequência de operação:	$f_r$	$60 \pm 5\%$	Hz
Taxa de distorção harmônica total da corrente de entrada:	$THD_i$	< 15	%
Fator de potência:	$FP$	$\geq 97$	%
Rendimento:	$h$	$\geq 85$	%
Tensão de saída nominal (positivo aterrado):	$V_{o_{nom}}$	48	V
Máximo ajuste da tensão de saída:	$V_{o_{max}}$	60	V
Mínimo ajuste da tensão de saída:	$V_{o_{min}}$	45	V
Regulação estática da tensão de saída para tensão na rede variando de $\pm 15\%$ em relação ao valor nominal, e para carga na saída variando de 5% a 100% do valor nominal:	$\Delta V_{o_{estatico}}$	$\leq 1\%$ de $V_o$	V
Regulação estática para corrente de saída menor que 5% do valor nominal:	$\Delta V_{o_{estatico}}$	$\leq 2\%$ de $V_o$	V

Resposta dinâmica (tempo) para um degrau de 50% da corrente nominal:	$t_{resp\_din}$	$\leq 25$	ms
Resposta dinâmica (desvio máximo da tensão de saída) para um degrau de 50% da corrente nominal:	$\Delta V_o_{dinamico}$	$\leq 8\%$ de $V_o$	V
Ruído psfométrico medido na saída da UR:	$\Delta V_o_{psfometrico}$	$\leq 1$	mV
Ondulação RMS da tensão de saída:	$\Delta V_o_{RMS}$	$\leq 50$	mV
Ondulação pico a pico da tensão de saída:	$\Delta V_o_{pico\_pico}$	$\leq 200$	mV
Corrente de saída nominal:	$I_{o\_nom}$	10	A
Varição estática da corrente em limitação:	$\Delta I_{o\_lim}$	$\leq 10\%$ de $I_{o\_nom}$	A
Corrente de <i>inrush</i> :	$I_{inrush}$	$2 \cdot I_{o\_nom}$	A
Atendimento aos limites de interferência eletromagnética dada pela norma CISPR22A.			
Atendimento aos limites individuais de amplitude das harmônicas de corrente de entrada dada pela norma IEC 61000-3-2.			

### 9.3 PROJETO DO ESTÁGIO DE ENTRADA PRÉ-REGULADOR COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA

Nesta seção será apresentado o projeto do estágio de entrada pré-regulador com elevado fator de potência. Este projeto inclui os circuitos de proteção contra sobrecorrente na entrada, circuito retificador, conversor pré-regulador *Boost* e o circuito de controle do conversor *Boost*.

#### 9.3.1 ESPECIFICAÇÕES DO ESTÁGIO DE ENTRADA

A seguir têm-se as especificações para projeto do estágio de entrada:

- Tensão de entrada universal: (127Vac - 30%) a (220Vac +20%);
- Tensão de entrada nominal:  $V_{in\_nom} = 220\text{Vac}$  (RMS);
- Tensão de entrada mínima:  $V_{in\_min} = 89\text{Vac}$  (RMS);
- Tensão de entrada máxima:  $V_{in\_max} = 264\text{Vac}$  (RMS);
- Freqüência da rede:  $f_r = 60\text{Hz}$ ;
- Ondulação da corrente de entrada:  $\Delta I_{in(\%)} = 10\%$ ;
- Potência de saída:  $P_o = 652\text{W}$ ;
- Tensão de saída:  $V_o = 400\text{V}$ ;
- Ondulação da tensão de saída:  $\Delta V_{o(\%)} = 2\%$ ;
- Freqüência de comutação:  $f_s = 100\text{kHz}$ ;
- Rendimento típico:  $\eta = 95\%$ .

### 9.3.2 CÁLCULO DAS TENSÕES E CORRENTES RELEVANTES AO PROJETO

a) Tensão de entrada máxima de pico:

$$V_{in_{max_{pk}}} = \sqrt{2} \cdot V_{in_{max}} = \sqrt{2} \cdot 264 \quad \rightarrow \quad \boxed{V_{in_{max_{pk}}} = 373,35V}$$

b) Tensão de entrada nominal de pico:

$$V_{in_{nom_{pk}}} = \sqrt{2} \cdot V_{in_{nom}} = \sqrt{2} \cdot 220 \quad \rightarrow \quad \boxed{V_{in_{nom_{pk}}} = 311,13V}$$

c) Tensão de entrada mínima de pico:

$$V_{in_{min_{pk}}} = \sqrt{2} \cdot V_{in_{min}} = \sqrt{2} \cdot 89 \quad \rightarrow \quad \boxed{V_{in_{min_{pk}}} = 125,87V}$$

d) Corrente de entrada nominal eficaz:

$$I_{in_{nom_{ef}}} = \frac{P_o}{h \cdot V_{in_{nom}}} = \frac{652}{0,95 \cdot 220} \quad \rightarrow \quad \boxed{I_{in_{nom_{ef}}} = 3,12A}$$

e) Corrente de entrada nominal de pico:

$$I_{in_{nom_{pk}}} = \sqrt{2} \cdot I_{in_{nom_{ef}}} = \sqrt{2} \cdot 3,12 \quad \rightarrow \quad \boxed{I_{in_{nom_{pk}}} = 4,41A}$$

f) Corrente de entrada máxima eficaz:

$$I_{in_{max_{ef}}} = \frac{P_o}{h \cdot V_{in_{min}}} = \frac{652}{0,95 \cdot 89} \quad \rightarrow \quad \boxed{I_{in_{max_{ef}}} = 7,71A}$$

g) Corrente de entrada máxima de pico:

$$I_{in_{max_{pk}}} = \sqrt{2} \cdot I_{in_{max_{ef}}} = \sqrt{2} \cdot 7,71 \quad \rightarrow \quad \boxed{I_{in_{max_{pk}}} = 10,91A}$$

h) Ondulação da corrente de entrada:

$$\Delta I_{in} = \Delta I_{in(\%)} \cdot I_{in_{max_{pk}}} = 0,110,91 \quad \rightarrow \quad \boxed{\Delta I_{in} = 1,09A}$$

i) Corrente de proteção:

$$I_{proteção} = 1,1 \cdot I_{in_{max_{pk}}} = 1,110,91 \quad \rightarrow \quad \boxed{I_{proteção} = 12,00A}$$

j) Ondulação da tensão de saída:

$$\Delta V_o = \Delta V_o(\%) \cdot V_o = 0,02 \cdot 400 \quad \rightarrow \quad \boxed{\Delta V_o = 8V}$$

k) Tensão de saída máxima:

$$V_{o_{max}} = V_o + \frac{\Delta V_o}{2} = 100 + \frac{8}{2} \quad \rightarrow \quad \boxed{V_{o_{max}} = 404V}$$

l) Tensão de saída mínima:

$$V_{o_{min}} = V_o - \frac{\Delta V_o}{2} = 400 - \frac{8}{2} \quad \rightarrow \quad \boxed{V_{o_{min}} = 396V}$$

m) Corrente de saída:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{652}{400} \quad \rightarrow \quad \boxed{I_o = 1,63A}$$

n) Resistência de carga:

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{400}{1,63} \quad \rightarrow \quad \boxed{R_o = 245,40\Omega}$$

### 9.3.3 PROJETO DOS CIRCUITOS DE PROTEÇÃO DE SOBRECORRENTE DE ENTRADA

Para dimensionamento do circuito de proteção de sobrecorrente de entrada, adotou-se a metodologia de projeto apresentada no Capítulo VIII.

a) Dimensionamento do fusível:

**Corrente:**

$$I_{fusível} = 1,25 \cdot I_{n_{max_{ef}}} = 1,25 \cdot 7,71 \quad \rightarrow \quad I_{fusível} = 9,64A$$

**Tensão:**

$$V_{fusível} \geq V_{n_{max}} = 264V \quad \rightarrow \quad V_{fusível} \geq 264V$$

**Especificações do fusível:** Corrente: 10A; Tensão: 270V.

b) Dimensionamento do resistor de inrush:

**Corrente de inrush:**

$$I_{inrush} = 2 \cdot I_{n_{max_{pk}}} = 2 \cdot 10,91 \quad \rightarrow \quad I_{inrush} = 21,82A$$

**Resistor de inrush:**

$$R_{inrush} = \frac{V_{n_{max_{pk}}}}{I_{inrush}} = \frac{373,35}{21,82} \quad \rightarrow \quad R_{inrush} = 17,11\Omega$$

**Especificação do resistor de inrush (NTC<sub>1</sub> e NTC<sub>2</sub>):**

O resistor de *inrush* adotado foi do tipo NTC (*negative temperature coefficient*).

- Resistor NTC;
- Resistência a frio: 20Ω;
- Modelo: IOSPO20;
- Corrente: 2A.

### 9.3.4 PROJETO DO CIRCUITO RETIFICADOR DE ENTRADA

Nesta seção será dimensionado o circuito retificador de entrada. Optou-se pelo uso de uma ponte retificadora a diodo.

a) Corrente média nos diodos da ponte:

$$I_{Dretmed} = 0,45 \cdot I_{n_{max_{ef}}} = 0,45 \cdot 7,71 \quad \rightarrow \quad I_{Dretmed} = 3,47A$$

b) Tensão máxima nos diodos da ponte:

$$V_{Dretmax} = V_{n_{max_{pk}}} = 373,35 \quad \rightarrow \quad V_{Dretmax} = 373,35V$$

A ponte retificadora escolhida foi a SKB 26/08 da SEMIKRON [45].

**Especificação da ponte retificadora (RET<sub>1</sub>):**

- SKB 26/08 - SEMIKRON;
- Máxima tensão reversa:  $V_{D_{revmax}} = 800V$ ;
- Corrente média a 75°C:  $I_D = 18A$ ;
- Tensão direta:  $V_D = 1,0 V$ ;
- Resistência térmica junção-capsula:  $R_{thjc_{Dret}} = 1,9 \text{ } ^\circ C/W$ ;
- Resistência térmica capsula-dissipador:  $R_{thcd_{Dret}} = 0,15 \text{ } ^\circ C/W$ .

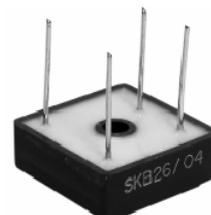


Fig. 9-1 – Ponte retificadora SKB 26/08 – SEMIKRON.

c) Perdas totais na ponte retificadora:

$$P_{Dret_{total}} = 4 \cdot Vd \cdot I_{Dret_{med}} = 4 \cdot 1 \cdot 3,47 \quad \rightarrow \quad \boxed{P_{Dret_{total}} = 13,88 W}$$

d) Resistência térmica dissipador-ambiente da ponte retificadora:

Considerações:

- temperatura ambiente:  $T_{amb} = 60 \text{ }^\circ\text{C}$ ;
- temperatura de junção máxima:  $T_{j_{max}} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$ ;
- resistência térmica capsula-dissipador:  $R_{thcd_{Dret}} = 0,15 \text{ }^\circ\text{C/W}$ .

$$R_{thda_{Dret}} = \frac{T_{j_{max}} - T_{amb}}{P_{Dret_{total}}} - (R_{thjc_{Dret}} + R_{thcd_{Dret}}) \quad \rightarrow \quad \boxed{R_{thda_{Dret}} = 4,44^\circ\text{C/W}}$$

### 9.3.5 PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DO PRÉ-REGULADOR BOOST

Nesta seção será dimensionado o circuito pré-regulador *Boost*, responsável pela conformação da corrente de entrada, garantindo uma corrente de entrada muito próxima de uma senóide, de forma a obter-se um elevado fator de potência. Serão dimensionados os circuitos de potência, incluindo o *Snubber* e o filtro de entrada, assim como o circuito de comando. Para dimensionamento deste circuito utilizou-se a metodologia de projeto apresentada no Capítulo III.

a) Projeto do Indutor *Boost*

**Determinação da indutância Boost:**

$$L_b = \frac{0,32 \cdot V_{in_{nom_{pk}}}}{\Delta i_{in} \cdot f_s} = \frac{0,32 \cdot 311,13}{1,09 \cdot 100 \cdot 10^3} \quad \rightarrow \quad \boxed{L_b = 913,41 \mu\text{H}}$$

Valor de indutância adotado:  $\boxed{L_b = 1 \text{ mH}}$

**Dimensionamento físico do indutor Boost:**

Para dimensionamento do indutor *Boost* seguiu-se metodologia de projeto conforme catálogo da MAGNETICS [18].

Corrente média máxima no indutor Boost:

$$IL_{b_{DC_{max}}} = 0,9 \cdot I_{in_{max_{ef}}} = 0,9 \cdot 7,71 \quad \rightarrow \quad \boxed{IL_{b_{DC_{max}}} = 6,94 A}$$

Energia no indutor:

$$Ll^2 = 1000 \cdot L_b \cdot IL_{b_{DC_{max}}}^2 = 1000 \cdot 1 \cdot 10^{-3} \cdot 6,94^2 \quad \rightarrow \quad \boxed{Ll^2 = 48,16 \text{ mJ}}$$

Densidade de corrente máxima:  $J_{max} = 500 \text{ A/cm}^2$ ;

Densidade de fluxo magnético máxima:  $B_{max} = 0,3 \text{ T}$ ;

Fator de enrolamento:  $k_w = 0,7$ ;

Permeabilidade do ar:  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$ .

Cálculo do produto de áreas AeAw:

$$AeAw = \frac{L_b \cdot \text{lin}_{\text{max}_{pk}} \cdot \text{lin}_{\text{nom}_{ef}}}{k_w \cdot B_{\text{max}} \cdot J_{\text{max}}} \cdot 10^4 = \frac{1 \cdot 10^{-3} \cdot 10,91 \cdot 3,12}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 500} \cdot 10^4 \rightarrow \boxed{AeAw = 3,24 \text{ cm}^4}$$

**Núcleo escolhido:** MAGNETICS – Núcleo: Kool-M $\mu$  196Z-77083-A7

- Indutância por espira:  $Al = 81 \cdot 10^{-3} \text{ H}$ ;
- Comprimento efetivo do núcleo:  $le = 9,84 \text{ cm}$ ;
- Área da perna central do núcleo:  $Ae = 1,072 \text{ cm}^2$ ;
- Área da janela do núcleo:  $Aw = 4,27 \text{ cm}^2$ ;
- Produto de áreas:  $AeAw = 4,577 \text{ cm}^4$ .

Número de espiras:

$$N = \sqrt{\frac{L_b \cdot 10^6}{Al}} = \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{-3} \cdot 10^6}{81 \cdot 10^{-3}}} \rightarrow \boxed{N = 111,11 \text{ espiras}}$$

**Valor de número de espiras adotado:**  $N = 112 \text{ espiras}$

Seção do condutor:

$$S_{Lb} = \frac{\text{lin}_{\text{max}_{ef}}}{J_{\text{max}}} = \frac{7,71}{500} \rightarrow \boxed{S_{Lb} = 0,015 \text{ cm}^2}$$

**Condutor adotado:** Fio 15 AWG.

- Seção do condutor:  $S_{\text{fio}} = 0,016504 \text{ cm}^2$ ;
- Seção do condutor com isolamento:  $S_{\text{fio}_{\text{isol}}} = 0,019021 \text{ cm}^2$

**Especificação do indutor Boost ( $L_b$ ):**

- Indutância:  $L_b = 1 \text{ mH}$ ;
- Núcleo toroidal: Kool M $\mu$  196Z-77083-A7 da Magnetics;
- Número de espiras: 112 espiras;
- Fio: 1 x 15AWG.

b) Dimensionamento do Capacitor de Saída

**Capacitância de saída:**

$$C_o = \frac{P_o}{4 \cdot p \cdot f_r \cdot V_o \cdot \Delta V_o} = \frac{652}{4 \cdot 3,14 \cdot 60 \cdot 400 \cdot 8} \rightarrow \boxed{C_o = 270,23 \text{ mF}}$$

**Tensão máxima no capacitor de saída:**

$$V_{C_{o_{\text{max}}}} = V_{o_{\text{max}}} = 404 \rightarrow \boxed{V_{C_{o_{\text{max}}}} = 404 \text{ V}}$$

**Especificação do capacitor de saída ( $C_{10}$ ) [46]:**

- SIEMENS B43503-A5337-M90 : 330 $\mu$ F / 450V (RSE = 200m $\Omega$ ).

c) Dimensionamento do Interruptor de Potência

**Corrente eficaz máxima no interruptor de potência:**

$$I_{S_{ef_{max}}} = \sqrt{I_{lin_{max_{ef}}}^2 - \frac{3}{8} \cdot \left( \frac{V_{in_{min_{pk}}} \cdot I_{lin_{max_{pk}}}}{V_o} \right)^2} \rightarrow \boxed{I_{S_{ef_{max}}} = 7,42A}$$

**Corrente de pico máxima no interruptor de potência:**

$$I_{S_{pk_{max}}} = I_{lin_{max_{pk}}} = 10,91 \rightarrow \boxed{I_{S_{pk_{max}}} = 10,91A}$$

**Tensão máxima sobre o interruptor de potência:**

$$V_{S_{max}} = V_{o_{max}} = 404 \rightarrow \boxed{V_{S_{max}} = 404V}$$

Conforme frequência de comutação adotada e corrente e tensão calculadas, optou-se por usar um MOSFET como interruptor de potência. O MOSFET escolhido foi o IRFPS37N50A [47]:

**Especificação do interruptor de potência (Q<sub>2</sub>):**

- MOSFET: IRFPS37N50A;
- Tensão máxima:  $V_{DSmax} = 500V$ ;
- Corrente média a 100°C :  $I_{Dmed} = 23A$  (100°C);
- Resistência de condução a 100°C:  $R_{DSon} = 0,25\Omega$  (100°C);
- Tempo de subida:  $t_r = 98ns$ ;
- Tempo de descida:  $t_f = 80ns$ ;
- Resistência térmica junção-cápsula :  $R_{thjcs} = 0,28$  °C/W.

**Cálculo das perdas por condução no MOSFET:**

$$P_{S_{condução}} = R_{DSon} \cdot I_{S_{ef_{max}}}^2 = 0,25 \cdot 7,42^2 \rightarrow \boxed{P_{S_{condução}} = 13,76W}$$

**Cálculo das perdas por comutação no MOSFET:**

Para o cálculo das perdas por comutação será considerada apenas a perda no bloqueio, visto que as perdas na entrada em condução, devido ao *Snubber*, são desprezíveis.

**Corrente de comutação média:**

$$I_{com_{med}} = \frac{2}{p} \cdot I_{S_{pk_{max}}} = \frac{2}{3,14} \cdot 10,91 \rightarrow \boxed{I_{com_{med}} = 6,95A}$$

**Perdas por comutação no bloqueio:**

$$P_{S_{comutação}} = \frac{f_s}{2} \cdot t_f \cdot I_{com_{med}} \cdot V_{S_{max}} \rightarrow \boxed{P_{S_{comutação}} = 11,22W}$$

**Perdas totais no MOSFET:**

$$P_{S_{total}} = P_{S_{condução}} + P_{S_{comutação}} = 13,76 + 11,22 \rightarrow \boxed{P_{S_{total}} = 24,98W}$$

**Resistência térmica dissipador-ambiente do MOSFET:**

**Considerações:**

- temperatura ambiente:  $T_{amb} = 60$  °C;
- temperatura de junção máxima:  $T_{jmax} = 150$  °C;

- resistência térmica capsula-dissipador:  $Rthcd_S = 0,24 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ .

$$Rthda_{Sb} = \frac{T_{j\max} - T_{amb}}{P_{Stotal}} - (Rthjc_S + Rthcd_S) \rightarrow \boxed{Rthda_{Sb} = 3,08^\circ\text{C/W}}$$

d) Dimensionamento do Diodo Boost

**Corrente média no diodo Boost:**

$$I_{Dbmed} = \frac{P_o}{V_o} = \frac{652}{400} \rightarrow \boxed{I_{Dbmed} = 1,63\text{A}}$$

**Corrente eficaz no diodo Boost:**

$$I_{Dbef} = \sqrt{\frac{3}{8} \cdot \left( \frac{Vin_{nom_{pk}} \cdot lin_{max_{pk}}}{V_o} \right)^2} \rightarrow \boxed{I_{Dbef} = 5,20\text{A}}$$

**Tensão máxima sobre o diodo Boost:**

$$V_{Dbmax} = V_{o_{max}} = 404 \rightarrow \boxed{V_{Dbmax} = 404\text{V}}$$

Conforme tensão e correntes calculadas e frequência de comutação, o diodo *Boost* escolhido foi o diodo *ultrafast* MUR 860 [48].

**Especificação do diodo Boost ( $D_2$ ):**

- Diodo : MUR 860;
- Tensão máxima:  $V_{Drev_{max}} = 600\text{V}$ ;
- Corrente média:  $I_{Dmed} = 8\text{A}$ ;
- Corrente máxima:  $I_{Dmax} = 100\text{A}$ ;
- Tempo de recuperação reversa:  $t_{rr} = 50\text{ns}$ ;
- Tensão direta:  $V_d = 0,8\text{V}$ ;
- Resistência térmica junção-capsula:  $Rthjc_{Db} = 2,0 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ .

**Cálculo das perdas por condução no diodo Boost:**

$$P_{Dbcondução} = V_d \cdot I_{Dbmed} = 0,8 \cdot 1,63 \rightarrow \boxed{P_{Dbcondução} = 1,30\text{W}}$$

**Cálculo das perdas por comutação no diodo Boost:**

$$P_{Dbcomutação} = \frac{f_s}{2} \cdot t_{rr} \cdot I_{com_{med}} \cdot V_{o_{max}} = \frac{100 \cdot 10^3}{2} \cdot 50 \cdot 10^{-9} \cdot 6,95 \cdot 404 \rightarrow \boxed{P_{Dbcomutação} = 7,02\text{W}}$$

**Perdas totais no diodo Boost:**

$$P_{Dbtotal} = P_{Dbcondução} + P_{Dbcomutação} = 1,30 + 7,02 \rightarrow \boxed{P_{Dbtotal} = 8,32\text{W}}$$

**Resistência térmica dissipador-ambiente do diodo Boost:**

Considerações:

- temperatura ambiente:  $T_{amb} = 60 \text{ } ^\circ\text{C}$ ;
- temperatura de junção máxima:  $T_{j\max} = 175 \text{ } ^\circ\text{C}$ ;
- resistência térmica capsula-dissipador:  $Rthcd_{Db} = 0,5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ .

$$Rthda_{Db} = \frac{T_{j\max} - T_{amb}}{P_{Dbtotal}} - (Rthjc_{Db} + Rthcd_{Db}) \rightarrow \boxed{Rthda_{Db} = 11,32^\circ\text{C/W}}$$

## e) Dimensionamento do Snubber

Para projeto do circuito *Snubber* seguiu-se a metodologia de projeto e recomendações citadas na seção 3.10.5 do Capítulo III.

**Determinação da máxima razão cíclica:**

$$D_{\max} = 1 - \frac{V_{in_{\min_{pk}}}}{V_o} = 1 - \frac{125,87}{400} \rightarrow \boxed{D_{\max} = 0,685}$$

**Determinação do mínimo intervalo em nível baixo (interruptor em off):**

$$t_{off_{\min}} = \frac{1 - D_{\max}}{f_s} = \frac{1 - 0,685}{100 \cdot 10^3} \rightarrow \boxed{t_{off_{\min}} = 3,15 \text{ ms}}$$

**Determinação da frequência de ressonância:**

Considerando o produto  $w_r \cdot t_{off_{\min}} = 270^\circ$  calcula-se o valor da frequência de ressonância.

$$w_r = \frac{3 \cdot p/2}{t_{off_{\min}}} = \frac{3 \cdot 3,14/2}{3,15 \cdot 10^{-6}} \rightarrow \boxed{w_r = 1,495 \cdot 10^6 \text{ rad / s}}$$

**Cálculo da indutância do indutor do Snubber:**

$$L_s = \frac{V_o \cdot t_{rr}}{I_{in_{\max_{pk}}}} = \frac{400 \cdot 50 \cdot 10^{-9}}{10,91} \rightarrow \boxed{L_s = 1,83 \text{ mH}}$$

**Cálculo do capacitor do Snubber:**

$$C_s = \frac{1}{w_r^2 \cdot L_s} = \frac{1}{(1,495 \cdot 10^6)^2 \cdot 1,83 \cdot 10^{-6}} \rightarrow \boxed{C_s = 244,07 \text{ nF}}$$

A Fig. 9-2 apresenta a tensão e corrente no interruptor *Boost*, sem o uso do *snubber*, obtida por simulação. Verifica-se um elevado pico de corrente causado pela recuperação reversa do diodo *Boost*. Este pico de corrente ocorre enquanto o interruptor ainda possui uma tensão elevada o que provoca elevadas perdas por comutação.

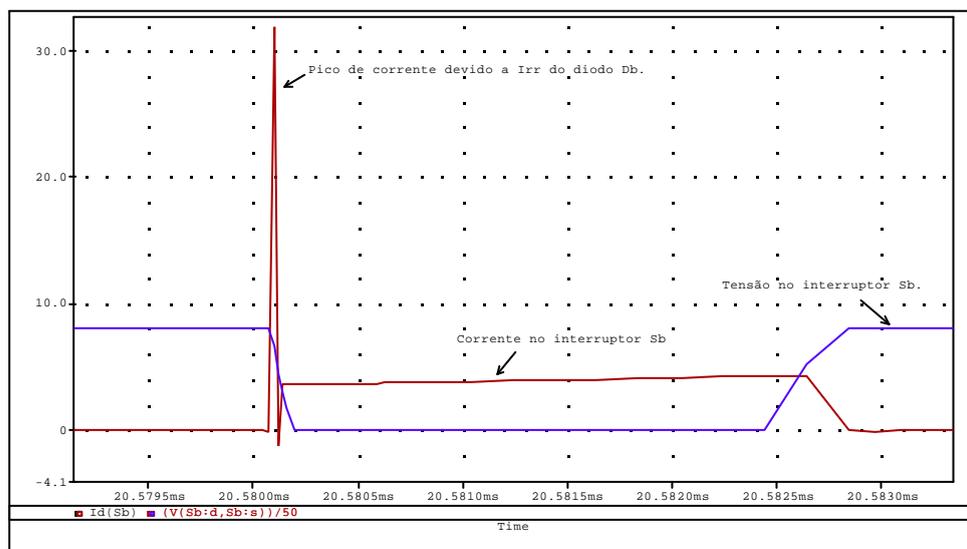


Fig. 9-2 – Tensão/50 e corrente no interruptor Boost, sem o snubber.

A Fig. 9-3 apresenta a tensão e corrente no interruptor *Boost*, com o uso do *snubber*, obtidas por simulação. Verifica-se a redução no pico de corrente causado pela recuperação reversa do diodo *Boost*. O circuito *snubber* também desloca o pico de corrente fazendo com que este ocorra quando a tensão no interruptor possui um valor reduzido. Através do resultado de simulação mostrado na Fig. 9-3 comprova-se a eficiência do circuito *snubber* calculado.

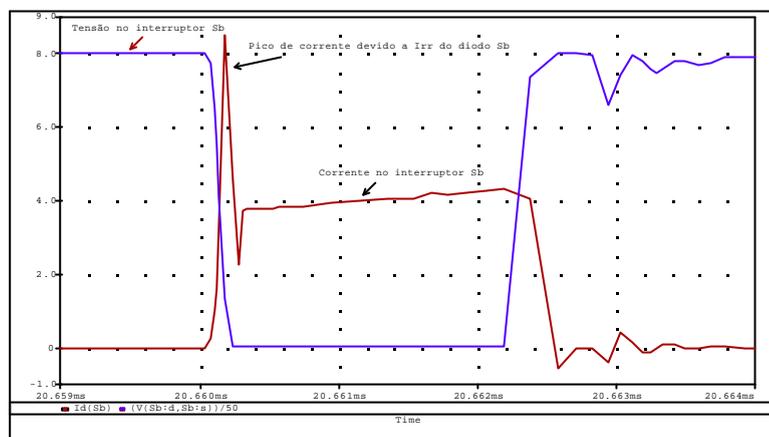


Fig. 9-3 – Tensão/50 e corrente no interruptor Boost, com snubber.

Na Fig. 9-4 tem-se as formas de onda da tensão no capacitor *snubber* e corrente no indutor *snubber* obtidas por simulação.

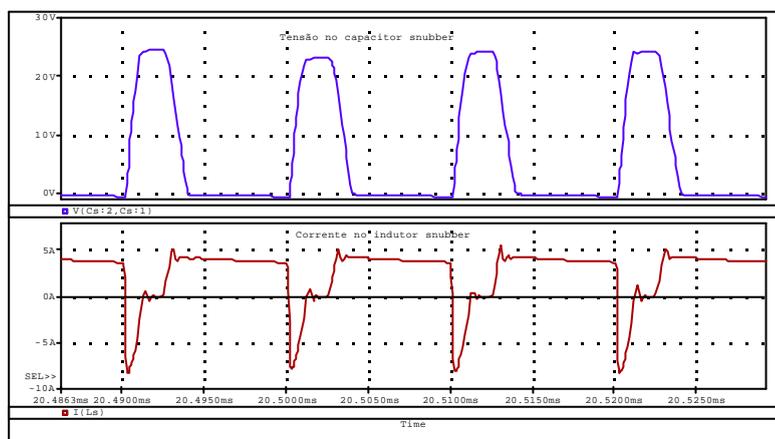


Fig. 9-4 – Tensão no capacitor snubber e corrente no indutor snubber.

#### **Especificação do circuito snubber:**

- Capacitor Snubber:  $C_8 = 220\text{nF}/100\text{V}$ ;
- Indutor Snubber:  $L_{s1} = 2\mu\text{H}$ ;
- Diodos Snubber:  $D_3$  e  $D_4 = \text{MUR860}$ .

#### ***Dimensionamento do indutor snubber:***

*Indutância Snubber:*  $L_s = 2\mu\text{H}$ ;

*Corrente de pico máxima (obtido por simulação):*  $I_{Ls_{\text{max}_{pk}}} = 17,3\text{A}$  ;

*Corrente eficaz máxima (obtido por simulação):*  $I_{Ls_{\text{max}_{ef}}} = 3,02\text{A}$  ;

Densidade de corrente máxima:  $J_{\max} = 400 \text{ A/cm}^2$ ;

Densidade de fluxo magnético máxima:  $B_{\max} = 0,10 \text{ T}$ ;

Fator de enrolamento:  $k_w = 0,7$ ;

Permeabilidade do ar:  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$ .

Cálculo do produto de áreas  $A_e A_w$ :

$$A_e A_w = \frac{L_s \cdot I L_{s_{\max_{pk}}} \cdot I L_{s_{\max_{ef}}}}{k_w \cdot B_{\max} \cdot J_{\max}} \cdot 10^4 = \frac{2 \cdot 10^{-6} \cdot 17,3 \cdot 3,02}{0,7 \cdot 0,10 \cdot 400} \cdot 10^4 \rightarrow \boxed{A_e A_w = 0,0373 \text{ cm}^4}$$

**Núcleo escolhido:**

- Núcleo: EE 25/10/06 – 3C90 – PHILIPS [49];
- Área magnética do núcleo:  $A_e = 0,395 \text{ cm}^2$ ;
- Área da janela do núcleo:  $A_w = 0,562 \text{ cm}^2$ ;
- Produto de áreas:  $A_e A_w = 0,222 \text{ cm}^4$ .

Número de espiras:

$$N = \frac{L_s \cdot I L_{s_{\max_{pk}}}}{B_{\max} \cdot A_e} \cdot 10^4 = \frac{2 \cdot 10^{-6} \cdot 17,3}{0,10 \cdot 0,395} \cdot 10^4 \rightarrow \boxed{N = 8,76 \text{ espiras}}$$

Número de espiras adotado :  $\boxed{N = 9 \text{ espiras}}$

Entreferro:

$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_s} \cdot 10^{-2} = \frac{9^2 \cdot 4 \cdot 3,14 \cdot 10^{-7} \cdot 0,395}{2 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} \rightarrow \boxed{l_g = 0,201 \text{ cm}}$$

Seção do condutor:

$$S_{L_s} = \frac{I L_{s_{\max_{ef}}}}{J_{\max}} = \frac{3,02}{400} \rightarrow \boxed{S_{L_s} = 0,00755 \text{ cm}^2}$$

Profundidade de penetração a  $100^\circ\text{C}$ :

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{100 \cdot 10^3}} \rightarrow \boxed{\Delta = 0,0237 \text{ cm}}$$

**Condutor elementar adotado:** Fio 37 AWG.

- Seção do condutor:  $S_{\text{fio}} = 0,0001 \text{ cm}^2$  ;
- Seção do condutor com isolamento:  $S_{\text{fio}_{\text{isol}}} = 0,00016 \text{ cm}^2$

Número de condutores em paralelo:

$$n_{\text{paralelo}} = \frac{S_{L_s}}{S_{\text{fio}}} = \frac{0,00755}{0,0001} \rightarrow \boxed{n_{\text{paralelo}} = 75,5 \text{ fios}}$$

Número de condutores elementares adotado :  $\boxed{n_{\text{paralelo}} = 80 \text{ fios}} \rightarrow \boxed{2 \text{ fios litz}}$ .

**Especificação do indutor snubber ( $L_{s1}$ ):**

- Indutância:  $L_{s1} = 2\mu\text{H}$ ;
- Núcleo: EE 25/10/06 – 3C90 – PHILIPS;
- Número de espiras: 9 espiras;
- Fio: 80 x 37AWG(litz);
- Entreferro: 0,201cm.

## f) Capacitores de supressão de ruídos

Os capacitores  $C_{fi}$  e  $C_{fo}$  tem a finalidade de suprimir ruídos existentes no barramento de entrada e de saída do pré-regulador. A determinação destes capacitores é feita de forma empírica. Adotou-se os seguintes valores para estes componentes:

- $C_6 = 220\text{nF} / 400\text{V}$ ;
- $C_9 = 330\text{nF} / 630\text{V}$ .

g) Resistor *shunt*

**Resistor *shunt* adotado ( $R_{sh1}$ ):** 20m $\Omega$  / 3W. ISABELLENHÜTTE [50].

- Resistência nominal: 20m $\Omega$ ;
- Potência: 3W sem dissipador;
- Marca: Isabellenhütte;
- Encapsulamento: PBH.



Fig. 9-5 – Resistor shunt PBH.

**Determinação da máxima potência dissipada no resistor *shunt*:**

$$P_{Rsh1max} = R_{sh1} \cdot (I_{lin_{max_{ef}}})^2 = 0,02 \cdot (7,71)^2 \quad \rightarrow \quad \boxed{P_{Rsh1max} = 1,19\text{W}}$$

**9.3.6 PROJETO DOS COMPONENTES EXTERNOS AO CIRCUITO DE CONTROLE (UC3854)**a) Dimensionamento do capacitor  $C_{20}$  e do resistor  $R_{19}$  (frequência PWM):

Adotando-se  $C_{20} = 1\text{nF}$ , calcula-se  $R_{19}$ :

$$R_{19} = \frac{1,25}{C_{20} \cdot f_s} = \frac{1,25}{1 \cdot 10^{-9} \cdot 100 \cdot 10^3} \quad \rightarrow \quad \boxed{R_{19} = 12,5\text{k}\Omega}$$

**Valores comerciais adotados:**

- $C_{20} = 1\text{nF} / 50\text{V}$ ;
- $R_{19} = 12\text{k}\Omega / 1/8\text{W}$ .

b) Dimensionamento dos resistores  $R_6$  e  $R_7$  (corrente máxima de entrada):

$$R_6 = \frac{R_{sh1} \cdot R_{19} \cdot I_{lin_{max_{pk}}}}{3,75} = \frac{20 \cdot 10^{-3} \cdot 12 \cdot 10^3 \cdot 10,91}{3,75} \quad \rightarrow \quad \boxed{R_6 = 698,24\Omega}$$

$$R_7 = R_6 = 698,24 \quad \rightarrow \quad \boxed{R_7 = 698,24\Omega}$$

**Valores comerciais adotados:**

- $R_6 = 680\Omega / 1/8W$ ;
- $R_7 = 680\Omega / 1/8W$ .

c) Dimensionamento dos resistores  $R_{11}$  e  $R_{12}$  (proteção de sobrecorrente):

Adotando-se o valor de  $R_{12} = 10k\Omega$  e sabendo-se que  $V_{ref} = 7,5V$ , calcula-se  $R_{11}$ .

$$R_{11} = \frac{R_{12} \cdot I_{proteção} \cdot R_{sh}}{V_{ref}} = \frac{10 \cdot 10^3 \cdot 12 \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{7,5} \rightarrow \boxed{R_{11} = 320\Omega}$$

**Valores comerciais adotados:**

- $R_{11} = 330\Omega / 1/8W$ ;
- $R_{12} = 10k\Omega / 1/8W$ .

d) Dimensionamento do resistor  $R_{14}$  (sincronismo):

No terminal de sincronismo é mantido internamente um valor CC de 6V. O resistor de sincronismo  $R_{14}$  será definido para uma corrente máxima de 450 $\mu$ A.

$$R_{14} = \frac{V_{in_{max_{pk}}} + 6V}{450mA} = \frac{373,35 + 6}{450 \cdot 10^{-6}} \rightarrow \boxed{R_{14} = 843k\Omega}$$

**Valor comercial adotado:**  $R_{14} = 820k\Omega / 1/8W$ .

e) Dimensionamento do resistor  $R_{13}$ :

$$R_{13} = 0,25 \cdot R_{14} = 0,25 \cdot 820 \cdot 10^3 \rightarrow \boxed{R_{13} = 205k\Omega}$$

**Valor comercial adotado:**  $R_{13} = 220k\Omega / 1/8W$ .

f) Dimensionamento do capacitor  $C_{19}$  (soft-start):

Adotando-se um tempo de partida:  $t_{partida} = 1s$ . Calcula-se  $C_{19}$ .

$$C_{19} = \frac{7 \cdot 10^{-6} \cdot t_{partida}}{V_{ref}} = \frac{7 \cdot 10^{-6} \cdot 1}{7,5} \rightarrow \boxed{C_{19} = 933,33nF}$$

**Valor comercial adotado:**  $C_{19} = 1\mu F / 25V$ .

g) Dimensionamento do resistor  $R_8$  e dos capacitores  $C_{11}$  e  $C_{12}$  (compensador de corrente):

A Fig. 9-6 mostra o circuito de compensação de corrente.

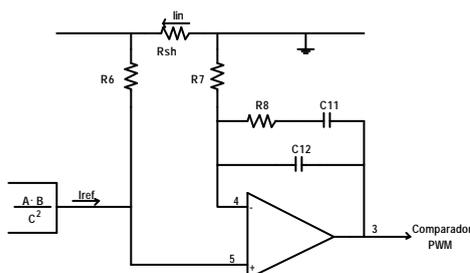


Fig. 9-6 - Compensador de corrente avanço-atraso de fase.

O resistor  $R_8$  e os capacitores  $C_{11}$  e  $C_{12}$ , juntamente com os resistores  $R_6$  e  $R_7$ , formam o compensador da malha de corrente de entrada.

Este compensador é projetado conforme os critérios de alocação de pólos e zero citados na seção 3.8.1.

**Determinação da frequência de cruzamento:**

$$f_c = \frac{f_s}{4} = \frac{100 \cdot 10^3}{4} \rightarrow \boxed{f_c = 25\text{kHz}}$$

**Determinação da frequência do zero:**

$$f_z = \frac{f_c}{10} = \frac{25 \cdot 10^3}{10} \rightarrow \boxed{f_z = 2,5\text{kHz}}$$

**Determinação da frequência do pólo:**

$$f_p = 10 \cdot f_z = 10 \cdot 2,5 \cdot 10^3 \rightarrow \boxed{f_p = 25\text{kHz}}$$

**Determinação do ganho do controlador:**

$$K_i = \frac{1}{\left| G_i(f_c) \cdot \left[ \frac{1}{j \cdot 2 \cdot p \cdot f_c} \cdot \frac{(j \cdot f_c + f_z)}{(j \cdot f_c + f_p)} \right] \right|} \rightarrow \boxed{K_i = 3,255 \cdot 10^7}$$

**Dimensionamento do capacitor C12:**

$$C_{12} = \frac{1}{K_i \cdot R_7} = \frac{1}{3,255 \cdot 10^7 \cdot 680} \rightarrow \boxed{C_{12} = 45,18\text{pF}}$$

Valor comercial adotado:  $C_{12} = 47\text{pF} / 50\text{V}$ .

**Dimensionamento do capacitor C11:**

$$C_{11} = \frac{f_p}{f_z} \cdot C_{12} = \frac{25 \cdot 10^3}{2,5 \cdot 10^3} \cdot 47 \cdot 10^{-12} = 47 \cdot 10^{-12} \rightarrow \boxed{C_{11} = 423\text{pF}}$$

Valor comercial adotado:  $C_{11} = 470\text{pF} / 50\text{V}$ .

**Dimensionamento do resistor R8:**

$$R_8 = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_z \cdot C_{11}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 2,5 \cdot 10^3 \cdot 47 \cdot 10^{-12}} \rightarrow \boxed{R_8 = 135,5\text{k}\Omega}$$

Valor comercial adotado:  $R_8 = 120\text{k}\Omega / 1/8\text{W}$ .

**Diagrama de Bode:**

A Fig. 9-7 apresenta o diagrama de Bode de módulo e fase da função de transferência do conversor  $G_i(f)$  (função de transferência da tensão sobre o sensor de corrente em relação à tensão de erro do compensador de corrente), do compensador de corrente  $R_i(f)$  e do sistema em laço aberto  $FTLA_i(f)$ . Verifica-se que a função de transferência em laço aberto possui uma frequência de corte de 25kHz conforme projetado e uma margem de fase de 45° garantindo a estabilidade do sistema.

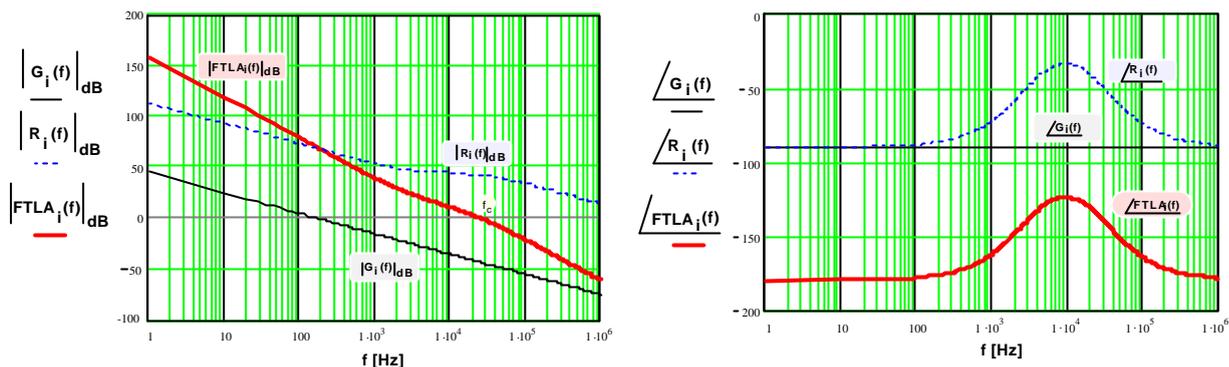


Fig. 9-7 – Diagrama de Bode de módulo e fase do conversor, do controlador e do sistema em laço aberto.

h) Dimensionamento dos resistores  $R_4$ ,  $R_5$ ,  $R_9$  e  $R_{10}$  e dos capacitores  $C_{14}$  e  $C_{15}$  (compensador de tensão):

Conforme discutido na seção 3.8.2 o compensador de tensão mais adequado para regular a tensão de saída é o compensador proporcional-integral com filtro, mostrado na Fig. 9-8. Este compensador proporciona erro estático nulo e baixa taxa de distorção harmônica da corrente de entrada.

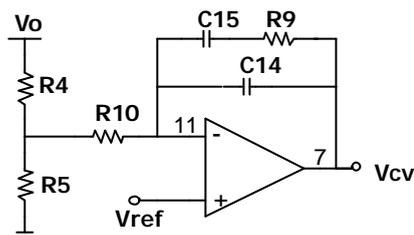


Fig. 9-8 - Compensador de tensão proporcional integral com filtro.

Este compensador é projetado conforme os critérios de alocação de pólos e zero citados na seção 3.8.2.

#### Dimensionamento do capacitor $C_{15}$ e do resistor $R_9$ :

Adotando-se  $C_{15} = 1\mu\text{F}$ , calcula-se  $R_9$ .

$$R_9 = \frac{(R_{se} + R_o) \cdot C_o}{C_{15}} = \frac{(0,2 + 245,40) \cdot 330 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-6}} \rightarrow \boxed{R_9 = 81,05\text{k}\Omega}$$

#### Valores comerciais adotados:

- $C_{15} = 1\mu\text{F} / 50\text{V}$ ;
- $R_9 = 82\text{k}\Omega / 1/8\text{W}$ .

#### Dimensionamento do capacitor $C_{14}$ :

$$C_{14} = \frac{C_{15}}{2 \cdot p \cdot 12 \cdot R_9 \cdot C_{15} - 1} = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 3,14 \cdot 12 \cdot 82 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-6} - 1} \rightarrow \boxed{C_{14} = 192,95\text{nF}}$$

**Valor comercial adotado:**  $C_{14} = 180\text{nF} / 50\text{V}$ .

**Dimensionamento dos resistores  $R_4$ ,  $R_5$  e  $P_1$ :**

Adotando-se  $R_4 = 470\text{k}\Omega$  calcula-se  $R_5$ .

$$R_5 = R_4 \cdot \frac{V_{ref}}{V_o - V_{ref}} = 470 \cdot 10^3 \cdot \frac{7,5}{400 - 7,5} \quad \rightarrow \quad \boxed{R_5 = 8,98\text{k}\Omega}$$

Para permitir o ajuste da tensão de saída será utilizado um *trimpot* ( $P_1$ ) associado aos resistores  $R_4$  e  $R_5$ .

**Valores comerciais adotados:**

- $R_4 = 470\text{k}\Omega / 1/2\text{W}$ ;
- $R_5 = 3,3\text{k}\Omega / 1/8\text{W}$ ;
- $P_1 = 50\text{k}\Omega / 1/8\text{W}$ .

**Dimensionamento do resistor  $R_{10}$ :**

Ondulação de 120Hz na entrada do controlador:

$$\Delta V_{oCv} = \frac{\Delta V_o \cdot V_{ref}}{V_o} = \frac{8 \cdot 7,5}{400} \quad \rightarrow \quad \boxed{\Delta V_{oCv} = 150\text{mV}}$$

*Determinação do ganho do compensador de tensão:*

Considerando-se uma THD da corrente de entrada de 2%, determina-se o ganho do compensador de tensão na segunda harmônica da frequência da rede.

$$R_v(120) = \frac{V_a \cdot \frac{THD}{2 \cdot 100}}{\Delta V_{oCv}} = \frac{4 \cdot \frac{2}{2 \cdot 100}}{0,15} \quad \rightarrow \quad \boxed{R_v(120) = 0,267}$$

*Determinação do resistor  $R_{10}$ :*

$$R_{10} = \frac{1}{R_v(120) \cdot C_{14}} \cdot \left| \frac{\left( 2j \cdot p \cdot 120 + \frac{1}{R_9 \cdot C_{15}} \right)}{2j \cdot p \cdot 120 \cdot \left( 2j \cdot p \cdot 120 + \frac{C_{14} + C_{15}}{R_9 \cdot C_4 \cdot C_{15}} \right)} \right| - \left( \frac{R_4 \cdot R_5}{R_4 + R_5} \right) \quad \rightarrow \quad \boxed{R_{10} = 18,62\text{k}\Omega}$$

**Valor comercial adotado:**  $R_{10} = 18\text{k}\Omega / 1/8\text{W}$ .

**Diagrama de Bode:**

A Fig. 9-9 apresenta o diagrama de Bode de módulo e fase do controlador de tensão  $R_v(f)$ .

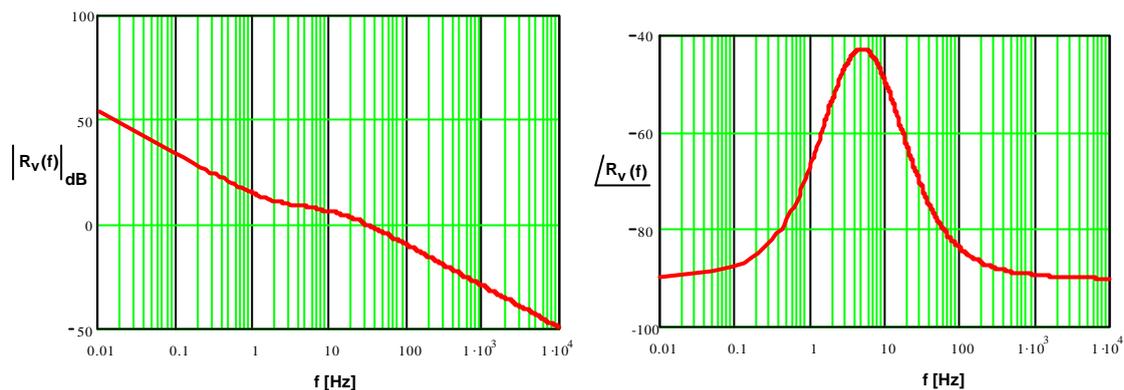


Fig. 9-9 – Diagrama de Bode de módulo e fase do controlador de tensão  $R_v(f)$ .

- i) Dimensionamento dos resistores  $R_{15}$ ,  $R_{16}$ ,  $R_{17}$  e dos capacitores  $C_{21}$  e  $C_{22}$  (Malha de tensão *feedforward*):

**Determinação dos resistores  $R_{15}$ ,  $R_{16}$  e  $R_{17}$ :**

Adotou-se os seguintes valores fornecidos em [6], para os resistores  $R_{15}$ ,  $R_{16}$  e  $R_{17}$ , para uma variação da tensão de entrada de 85V à 264V eficazes.

**Valores adotados:**

- $R_{15} = 1\text{M}\Omega / 1/8\text{W}$ ;
- $R_{16} = 82\text{k}\Omega / 1/8\text{W}$ ;
- $R_{17} = 22\text{k}\Omega / 1/8\text{W}$ .

**Dimensionamento dos capacitores  $C_{21}$  e  $C_{22}$ :**

No cálculo dos capacitores  $C_{21}$  e  $C_{22}$  considerou-se a frequência de corte ( $f_c$ ) igual a 12Hz.

$$C_{21} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_c \cdot R_{16}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 12 \cdot 82 \cdot 10^3} \quad \rightarrow \quad \boxed{C_{21} = 161,74 \text{ nF}}$$

$$C_{22} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_c \cdot R_{17}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 12 \cdot 22 \cdot 10^3} \quad \rightarrow \quad \boxed{C_{22} = 602,86 \text{ nF}}$$

**Valores comerciais adotados:**

- $C_{21} = 180\text{nF} / 50\text{V}$ ;
- $C_{22} = 1\mu\text{F} / 25\text{V}$ .

## 9.4 PROJETO DO ESTÁGIO DE SAÍDA CONVERSOR CC-CC *FB-ZVS-PWM-PS*

Nesta seção será apresentado o projeto do estágio de saída. Este estágio é formado pelo conversor CC-CC *FB-ZVS-PWM-PS*. Este projeto inclui os circuitos de potência e controle.

### 9.4.1 ESPECIFICAÇÕES DO ESTÁGIO DE SAÍDA

As especificações deste projeto estão estruturadas na norma TELEBRÁS que estabelece as características que devem possuir as URs para sistemas de telecomunicações.

- Potência de saída máxima:  $P_{0max} = 600W$ ;
- Corrente de saída:  $I_o = 10A$ ;
- Tensão de saída máxima:  $V_{o_{max}} = 60V$ ;
- Tensão de saída nominal:  $V_o = 48V$ ;
- Tensão de saída mínima:  $V_{o_{min}} = 45V$ ;
- Tensão de entrada máxima:  $V_{in_{max}} = 410V$ ;
- Tensão de entrada mínima:  $V_{in_{min}} = 390V$ ;
- Rendimento:  $\eta = 0,92$ ;
- Razão cíclica máxima:  $D_{max} = 0,95$ ;
- Perda de razão cíclica:  $\Delta D = 0,15$ ;
- Frequência de chaveamento:  $f_s = 140kHz$ .

### 9.4.2 CÁLCULOS PRELIMINARES

a) Potência de entrada:

$$P_{in} = \frac{P_{o_{max}}}{h} = \frac{600}{0,92} \rightarrow \boxed{P_{in} = 652,17W}$$

b) Razão cíclica efetiva:

$$D_{ef} = D_{max} - \Delta D = 0,95 - 0,15 \rightarrow \boxed{D_{ef} = 0,8}$$

### 9.4.3 DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR DE POTÊNCIA

a) Determinação do produto de áreas  $AeAw$  e escolha do núcleo:

**Parâmetros de projeto:**

- Densidade de corrente máxima:  $J_{max} = 500 \frac{A}{cm^2}$ ;
- Densidade de fluxo magnético máxima:  $B_{max} = 0,15T$ ;
- Densidade de fluxo magnético nominal:  $B = 0,11T$ ;
- Fator de utilização do transformador:  $k_u = 0,4$ ;
- Fator de utilização do primário:  $k_p = 0,41$ ;
- Fator de topologia:  $k_t = 1$ ;
- Rendimento do transformador:  $h_{trafo} = 0,99$ ;

**Calculo da potência de entrada do transformador:**

$$P_{in_{trafo}} = \frac{P_o}{h_{trafo}} = \frac{600}{0,99} \rightarrow \boxed{P_{in_{trafo}} = 606,06W}$$

**Cálculo do produto de áreas  $AeAw$ :**

$$AeAw = \frac{P_{in}}{k_t \cdot k_u \cdot k_p \cdot J_{max} \cdot B_{max} \cdot f_s} \cdot 10^4 \rightarrow \boxed{AeAw = 3,52cm^4}$$

**Núcleo escolhido:** EE 42/21/20 – 3C94 – PHILIPS [49].

- Área da perna central do núcleo:  $A_e = 2,33 \text{ cm}^2$  ;
- Volume efetivo:  $V_e = 22,7 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3$  .

A área efetiva da janela do carretel é calculada considerando as dimensões do carretel e as distâncias mínimas de segurança exigidas por norma, que no caso exige uma distância mínima de 4mm entre o enrolamento e a lateral do carretel. A Fig. 9-10 mostra as dimensões do carretel utilizado.

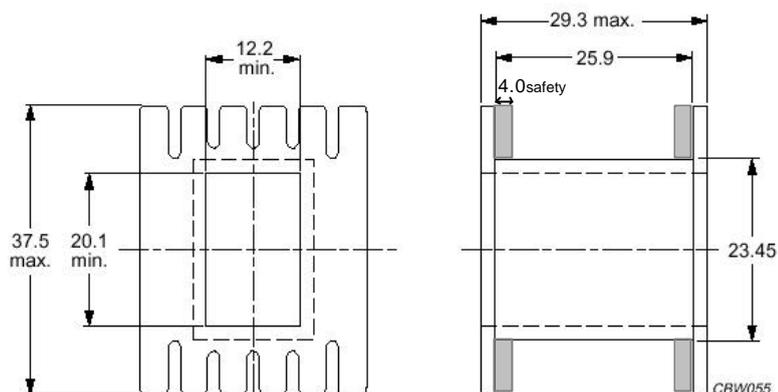


Fig. 9-10 - Dimensões do carretel utilizado.

Logo a área efetiva da janela é dada por:

$$A_w = \frac{1}{100} \cdot \left[ \left( \frac{37,5 - 20,1}{2} \right) \cdot (25,9 - 8) \right] \quad \rightarrow \quad \boxed{A_w = 1,557 \text{ cm}^2}$$

Com o valor acima calculado determina-se o produto de áreas  $A_e A_w$ :

$$A_e A_w = A_e \cdot A_w = 2,33 \cdot 1,557 \quad \rightarrow \quad \boxed{A_e A_w = 3,629 \text{ cm}^4}$$

b) Cálculo do número de espiras

**Número de espiras do primário:**

$$N_p = \frac{V_{i_{\min}}}{4 \cdot A_e \cdot B \cdot f_s} \cdot 10^4 = \frac{390}{4 \cdot 2,33 \cdot 0,11 \cdot 140 \cdot 10^3} \cdot 10^4 \quad \rightarrow \quad \boxed{N_p = 27,172 \text{ espiras}}$$

**Número de espiras do primário adotado:**  $N_p = 28$  espiras.

**Número de espiras do secundário:**

$$N_s = \frac{N_p \cdot V_{o_{\max}}}{V_{i_{\min}} \cdot (D_{\max} - \Delta D)} = \frac{28 \cdot 60}{390 \cdot (0,95 - 0,15)} \quad \rightarrow \quad \boxed{N_s = 5,38 \text{ espiras}}$$

**Número de espiras do secundário adotado:**  $N_s = 6$  espiras.

c) Relação de transformação

$$n_{FB} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{28}{6} \quad \rightarrow \quad \boxed{n_{FB} = 4,66}$$

d) Dimensionamento do condutor do primário

**Corrente eficaz no primário:**

$$I_{p_{ef}} = I_o \cdot \frac{N_s}{N_p} = 10 \cdot \frac{6}{28} \rightarrow \boxed{I_{p_{ef}} = 2,14A}$$

**Seção do condutor primário:**

$$S_p = \frac{I_{p_{ef}}}{J_{max}} = \frac{2,14}{500} \rightarrow \boxed{S_p = 0,0043cm^2}$$

**Efeito pelicular:**

Profundidade de penetração a 100°C:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{100 \cdot 10^3}} \rightarrow \boxed{\Delta = 0,024cm}$$

Diâmetro máximo do condutor elementar:

$$d_{max} = 2 \cdot \Delta = 2 \cdot 0,024 \rightarrow \boxed{d_{max} = 0,048cm}$$

De modo a reduzir os problemas causados pelo efeito pelicular e efeito de proximidade, adotou-se como condutor elementar o fio 37AWG.

**Condutor elementar adotado: fio 37AWG.**

- AWG: 37;
- Diâmetro de cobre:  $D_{fio\_37} = 0,011cm$ ;
- Área de cobre:  $A_{fio\_37} = 0,0001cm^2$ ;
- Diâmetro com isolamento:  $D_{fio\_37\_isol} = 0,014cm$ ;
- Área com isolamento:  $A_{fio\_37\_isol} = 0,00016cm^2$ ;

**Número de condutores elementares em paralelo:**

$$n_{fios\_paralelo} = \frac{S_p}{A_{fio\_37}} = \frac{0,0043}{0,0001} \rightarrow \boxed{n_{fios\_paralelo} = 43fios}$$

**Condutor primário adotado: 1 fio Litz (40 x 37AWG).**

e) Dimensionamento do condutor do secundário

**Corrente eficaz no secundário:**

$$I_{s_{ef}} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} = \frac{10}{\sqrt{2}} \rightarrow \boxed{I_{s_{ef}} = 7,071A}$$

**Seção do condutor secundário:**

$$S_s = \frac{I_{s_{ef}}}{J_{max}} = \frac{7,071}{500} \rightarrow \boxed{S_s = 0,014cm^2}$$

Para otimizar volume e reduzir os efeitos de proximidade e pelicular o condutor utilizado no enrolamento secundário é do tipo fita de cobre.

**Condutor secundário adotado: fita de cobre.**

- Espessura:  $H = 0,1 mm$ ;
- Largura:  $L = 17,5 mm$ .

**Área do condutor secundário:**

$$A_{fio\_s} = L \cdot H = 1,75 \cdot 0,01 \quad \rightarrow \quad \boxed{A_{fio\_s} = 0,0175cm^2}$$

f) Determinação do fator de ocupação

**Área do condutor primário com isolamento:**

$$A_{cond\_p\_isol} = n_{fios\_paralelo} \cdot A_{fio\_37\_isol} = 40 \cdot 0,00016 \quad \rightarrow \quad \boxed{A_{cond\_p\_isol} = 0,0064cm^2}$$

**Área do condutor secundário com isolamento:**

$$A_{cond\_s\_isol} = (H + 0,005) \cdot L = (0,01 + 0,005) \cdot 1,75 \quad \rightarrow \quad \boxed{A_{cond\_s\_isol} = 0,02625cm^2}$$

**Fator de ocupação:**

$$k_u = \frac{N_p \cdot A_{cond\_p\_isol} + 2 \cdot N_s \cdot A_{cond\_s\_isol}}{Aw} \quad \rightarrow \quad \boxed{k_u = 0,317}$$

g) Determinação das perdas:

**Perdas no núcleo:**

Com os valores de frequência e densidade de fluxo do projeto, e com base no gráfico da Fig. 9-11 [49], obtém-se a perda volumétrica no núcleo.

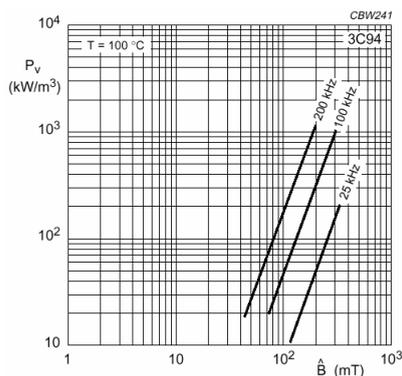


Fig. 9-11 – Perda volumétrica em função da densidade de fluxo tendo como parâmetro a frequência.

**Perda volumétrica:**

$$P_{Vol\_núcleo} = 80kW / m^3$$

**Perda no núcleo:**

$$P_{núcleo} = Ve \cdot P_{Vol\_núcleo} = 22,7 \cdot 10^{-6} \cdot 80 \cdot 10^3 \quad \rightarrow \quad \boxed{P_{núcleo} = 1,816W}$$

**Perdas nos enrolamentos:****Parâmetros de cálculo:**

- Comprimento médio de uma espira:  $l_e = 9,68cm$  ;
- Resistividade do cobre:  $r = 0,0172 \frac{\Omega \cdot mm^2}{m}$  .

**Perda no enrolamento primário:**

$$P_{\text{enrolamento}_p} = \frac{N_p \cdot I_e \cdot r}{A_{\text{fio}_p} \cdot n_{\text{fios}_\text{paralelo}}} \cdot I_{p_{\text{ef}}}^2 \quad \rightarrow \quad \boxed{P_{\text{enrolamento}_p} = 0,534W}$$

Perda no enrolamento secundário:

$$P_{\text{enrolamento}_s} = 2 \cdot \frac{N_s \cdot I_e \cdot r}{A_{\text{fio}_s}} \cdot I_{s_{\text{ef}}}^2 \quad \rightarrow \quad \boxed{P_{\text{enrolamento}_s} = 0,571W}$$

Perdas totais nos enrolamentos:

$$P_{\text{enrolamento}_\text{totais}} = P_{\text{enrolamento}_p} + P_{\text{enrolamento}_s} = 0,534 + 0,571 \quad \rightarrow \quad \boxed{P_{\text{enrolamento}_\text{totais}} = 1,105W}$$

Perdas totais no transformador:

$$P_{\text{totais}} = P_{\text{núcleo}} + P_{\text{enrolamento}_\text{totais}} = 1,816 + 1,105 \quad \rightarrow \quad \boxed{P_{\text{totais}} = 2,921W}$$

h) Estimativa da elevação de temperatura

Considerando a resistência térmica do transformador igual a  $15^\circ\text{C/W}$  ( $R_{\text{th}_{\text{trafo}}} = 15^\circ\text{C/W}$ ), calcula-se a elevação de temperatura.

$$\Delta T_{\text{núcleo}} = R_{\text{th}_{\text{trafo}}} \cdot P_{\text{totais}} = 15 \cdot 2,921 \quad \rightarrow \quad \boxed{\Delta T_{\text{núcleo}} = 43,815^\circ\text{C}}$$

#### 9.4.4 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR RESSONANTE

a) Determinação da indutância ressonante:

Será considerada uma indutância de dispersão do transformador ( $L_{d-\text{trafo}}$ ) igual a  $4\mu\text{H}$ .

$$L_r = \frac{\Delta D \cdot V_{\hat{i}_{\text{min}}}}{4 \cdot f_s \cdot I_o \cdot \left( \frac{N_s}{N_p} \right)} - L_{d-\text{trafo}} = \frac{0,15 \cdot 390}{4 \cdot 140 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot \left( \frac{6}{28} \right)} - 4 \cdot 10^{-6} \quad \rightarrow \quad \boxed{L_r = 44,75\text{mH}}$$

b) Determinação do produto de áreas  $A_e A_w$  e escolha do núcleo:

**Parâmetros de projeto:**

- Indutância ressonante:  $L_r = 45\text{mH}$  ;
- Densidade de corrente máxima:  $J_{L_{\text{max}}} = 250\text{A/cm}^2$  ;
- Densidade de fluxo magnético máxima:  $B_{L_{\text{max}}} = 80\text{mT}$  ;
- Densidade de fluxo magnético nominal:  $B_{L_r} = 60\text{mT}$  ;
- Fator de utilização da janela do núcleo:  $k_w = 0,7$  ;
- Permeabilidade do ar:  $\mu_b = 4 \cdot \mu_0 \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$  .

**Cálculo do produto de áreas  $A_e A_w$ :**

Será considerado que a corrente de pico no indutor é igual a corrente eficaz no mesmo ( $I_{L_{r_{pk}}} = I_{L_{r_{\text{ef}}}}$ ), que é igual a corrente de pico e eficaz no primário do transformador

$$(I_{L_{r_{pk}}} = I_{L_{r_{\text{ef}}}} = I_{p_{pk}} = I_{p_{\text{ef}}} = 2,14\text{A}) .$$

$$AeAw = \frac{L_r \cdot I_{p_{pk}} \cdot I_{p_{ef}}}{k_w \cdot B_{L_{r_{max}}} \cdot J_{L_{r_{max}}}} \cdot 10^4 = \frac{45 \cdot 10^{-6} \cdot 2,14 \cdot 2,14}{0,7 \cdot 0,08 \cdot 250} \cdot 10^4 \rightarrow \boxed{AeAw = 0,147cm^4}$$

**Núcleo escolhido:** 2 núcleos EE 30/15/07- 3C94 – PHILIPS [49] associados em paralelo.

- Área da perna central do núcleo:  $Ae_{total} = 2 \cdot Ae = 2 \cdot 0,6 = 1,2cm^2$  ;
- Área da janela do núcleo:  $Aw = 0,859cm^2$  .

Sendo assim, calcula-se o produto de áreas do núcleo escolhido:

$$AeAw = Ae \cdot Aw = 1,2 \cdot 0,859 \rightarrow \boxed{AeAw = 1,03cm^4}$$

c) Cálculo do número de espiras

$$N_{L_r} = \frac{L_r \cdot I_{p_{ef}}}{B_{L_r} \cdot Ae} \cdot 10^4 = \frac{45 \cdot 10^{-6} \cdot 2,14}{0,06 \cdot 1,2} \cdot 10^4 \rightarrow \boxed{N_{L_r} = 13,375espiras}$$

**Número de espiras adotado:**  $N_{L_r} = 14espiras$  .

d) Dimensionamento do condutor

O condutor a ser utilizado no enrolamento do indutor ressonante é o mesmo usado no enrolamento primário do transformador, já que a corrente que circula é a mesma.

**Condutor adotado:** 1 fio Litz (40 x 37AWG).

e) Cálculo do Entreferro

$$lg = \frac{N_{L_r}^2 \cdot m_b \cdot Ae}{L_r} \cdot 10^{-2} = \frac{14^2 \cdot 4 \cdot p \cdot 10^{-7} \cdot 1,2}{45 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} \rightarrow \boxed{lg = 0,065cm}$$

#### 9.4.5 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DO FILTRO DE SAÍDA

a) Cálculos preliminares:

**Razão cíclica mínima:**

Para determinação de  $D_{min}$  será considerada uma queda de tensão nos diodos de saída de 1V ( $V_f = 1V$ ).

$$D_{min} = \frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{(V_{o_{min}} + V_f)}{0,9 \cdot V_{i_{r_{max}}}} = \frac{28}{6} \cdot \frac{(45 + 1)}{0,9 \cdot 410} \rightarrow \boxed{D_{min} = 0,581}$$

**Ondulação de corrente no indutor:**

Será considerada uma ondulação máxima da corrente de saída igual a 15%:

$$\Delta I_{L_{f_{max}}} = 0,15 \cdot 10 \rightarrow \boxed{\Delta I_{L_{f_{max}}} = 1,5A}$$

**Corrente de pico no indutor de filtro de saída:**

$$I_{L_{f_{pk}}} = I_o + \frac{\Delta I_{L_{f_{max}}}}{2} = 10 + \frac{1,5}{2} \rightarrow \boxed{I_{L_{f_{pk}}} = 10,75A}$$

**Corrente eficaz no indutor de filtro de saída:**

$$I_{L_{f_{ef}}} = I_o = 10 \rightarrow \boxed{I_{L_{f_{ef}}} = 10A}$$

b) Determinação da indutância do filtro de saída:

$$L_f = \frac{(V_{o\max} + V_f) \cdot (1 - D_{\min})}{2 \cdot f_s \cdot \Delta L_{L_{f\max}}} = \frac{(60 + 1) \cdot (1 - 0,581)}{2 \cdot 140 \cdot 10^3 \cdot 1,5} \rightarrow \boxed{L_f = 60,08 \text{ mH}}$$

c) Determinação do produto de áreas AeAw e escolha do núcleo:

**Parâmetros de projeto:**

- Indutância de saída:  $L_f = 60 \text{ mH}$  ;
- Densidade de corrente máxima:  $J_{L_{f\max}} = 500 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$  ;
- Densidade de fluxo magnético máxima:  $B_{L_{f\max}} = 450 \text{ mT}$  ;
- Fator de utilização da janela do núcleo:  $k_w = 0,7$  ;
- Permeabilidade do ar:  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$  .

**Cálculo do produto de áreas AeAw:**

$$AeAw = \frac{L_f \cdot I_{L_{f\text{pk}}} \cdot I_{L_{f\text{ef}}}}{k_w \cdot B_{L_{f\max}} \cdot J_{L_{f\max}}} \cdot 10^4 = \frac{60 \cdot 10^{-6} \cdot 10,75 \cdot 10}{0,7 \cdot 0,45 \cdot 500} \cdot 10^4 \rightarrow \boxed{AeAw = 0,409 \text{ cm}^4}$$

**Núcleo escolhido:** 2 núcleos EE 30/15/07– 3C94 – PHILIPS associados em paralelo.

- Área magnética do núcleo:  $Ae_{\text{total}} = 2 \cdot Ae = 2 \cdot 0,6 = 1,2 \text{ cm}^2$  ;
- Área da janela do núcleo:  $Aw = 0,859 \text{ cm}^2$  .

Sendo assim, calcula-se o produto de áreas do núcleo escolhido:

$$AeAw = Ae \cdot Aw = 1,2 \cdot 0,859 \rightarrow \boxed{AeAw = 1,03 \text{ cm}^4}$$

d) Cálculo do número de espiras

$$N_{L_f} = \frac{L_f \cdot I_{L_{f\text{ef}}}}{B_{L_{f\max}} \cdot Ae} \cdot 10^4 = \frac{60 \cdot 10^{-6} \cdot 10}{0,45 \cdot 1,2} \cdot 10^4 \rightarrow \boxed{N_{L_f} = 11,11 \text{ espiras}}$$

**Número de espiras adotado:**  $N_{L_f} = 12 \text{ espiras}$  .

e) Dimensionamento do condutor

**Seção do condutor:**

$$S_{L_f} = \frac{I_{L_{f\text{ef}}}}{J_{L_{f\max}}} = \frac{10}{500} \rightarrow \boxed{S_{L_f} = 0,02 \text{ cm}^2}$$

Para melhor acomodar as espiras, será adotado o fio 17AWG.

**Condutor elementar adotado:** fio 17AWG.

- AWG: 17;
- Diâmetro de cobre:  $D_{\text{fio}_{17}} = 0,115 \text{ cm}$ ;
- Área de cobre:  $A_{\text{fio}_{17}} = 0,010379 \text{ cm}^2$ ;
- Diâmetro com isolamento:  $D_{\text{fio}_{17}_{\text{isol}}} = 0,124 \text{ cm}$ ;

- Área com isolamento:  $A_{\text{fio}_{17}\text{isol}} = 0,012164\text{cm}^2$ ;

**Número de condutores elementares em paralelo:**

$$n_{L_f \text{ fios paralelo}} = \frac{S_{L_f}}{A_{\text{fio}_{17}}} = \frac{0,02}{0,010379} \rightarrow \boxed{n_{L_f \text{ fios paralelo}} = 1,927 \text{ fios}}$$

**Número de condutores elementares adotados:** 2 fios 17AWG.

- f) Cálculo do Entreferro:

$$lg = \frac{N_{L_f}^2 \cdot m_b \cdot Ae}{L_f} \cdot 10^{-2} = \frac{12^2 \cdot 4 \cdot p \cdot 10^{-7} \cdot 1,2}{60 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} \rightarrow \boxed{lg = 0,036\text{cm}}$$

#### 9.4.6 DIMENSIONAMENTO DO INTERRUPTOR DE POTÊNCIA

- a) Tensão máxima:

$$V_{S_{\max}} = V_{i_{n_{\max}}} = 410 \rightarrow \boxed{V_{S_{\max}} = 410\text{V}}$$

- b) Corrente eficaz:

$$I_{S_{\text{ef}}} = \frac{I_o}{n_{FB}} \cdot \sqrt{\frac{D_{\max}}{2}} = \frac{10}{4,66} \cdot \sqrt{\frac{0,95}{2}} \rightarrow \boxed{I_{S_{\text{ef}}} = 1,48\text{A}}$$

- c) Especificações do interruptor escolhido:

Conforme frequência de comutação adotada e corrente e tensão calculadas, optou-se por usar um MOSFET como interruptor de potência. O MOSFET escolhido foi o IRFPS37N50A [47], por apresentar baixa resistência de condução.

**Especificação do interruptor de potência ( $Q_4$ ,  $Q_5$ ,  $Q_6$  e  $Q_7$ ):**

- MOSFET: IRFPS37N50A;
- Tensão máxima:  $V_{DS_{\max}} = 500\text{V}$ ;
- Corrente média a  $100^\circ\text{C}$ :  $I_{D_{\text{med}}} = 23\text{A}$  ( $100^\circ\text{C}$ );
- Resistência de condução a  $100^\circ\text{C}$ :  $R_{DS_{\text{on}}} = 0,25\Omega$  ( $100^\circ\text{C}$ );
- Tempo de subida:  $t_r = 98\text{ns}$ ;
- Tempo de descida:  $t_f = 80\text{ns}$ ;
- Resistência térmica junção-cápsula:  $R_{\text{thjCS}} = 0,28^\circ\text{C/W}$ .

- d) Cálculo das perdas nos interruptores:

**Perdas por condução em cada interruptor:**

$$P_{S_{\text{condução}}} = R_{ds_{\text{on}}} \cdot I_{S_{\text{ef}}}^2 = 0,25 \cdot 1,48^2 \rightarrow \boxed{P_{S_{\text{condução}}} = 0,55\text{W}}$$

**Perdas totais nos quatro interruptores:**

$$P_{S_{\text{totais}}} = 4 \cdot P_{S_{\text{condução}}} = 4 \cdot 0,55 \rightarrow \boxed{P_{S_{\text{totais}}} = 2,2\text{W}}$$

e) Determinação da resistência térmica dissipador-ambiente

*Parâmetros de cálculo:*

- Temperatura ambiente:  $T_{amb} = 60^{\circ}\text{C}$  ;
- Temperatura de junção do interruptor:  $T_j = 150^{\circ}\text{C}$  ;
- Resistência térmica cápsula-dissipador:  $Rthcd_s = 0,24 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$ .

$$Rthda_{s\_FB} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{S_{\text{totais}}}} = \frac{(Rthjc_s + Rthcd_s)}{4} = \frac{150 - 60}{2,2} = \frac{(0,28 + 0,24)}{4} \rightarrow \boxed{Rthda_{s\_FB} = 40,78 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}}$$

### 9.4.7 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE SAÍDA

a) Cálculo da capacitância de saída:

Para cálculo da capacitância de saída será considerada uma ondulação máxima da tensão de saída de 200mV ( $\Delta V_o = 200\text{mV}$ ) e ondulação de corrente no capacitor de saída igual a ondulação da corrente no indutor de filtragem ( $\Delta I_{Cf} = \Delta I_{Lf} = 1,5\text{A}$ ).

$$Cf = \frac{\Delta I_{Cf}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_o} = \frac{1,5}{8 \cdot 140 \cdot 10^3 \cdot 0,2} \rightarrow \boxed{Cf = 6,70\text{mF}}$$

b) Cálculo da resistência série equivalente máxima do capacitor de saída

$$RSE = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_{Cf}} = \frac{0,2}{1,5} \rightarrow \boxed{RSE = 0,133\Omega}$$

Para atender as especificações de projeto o capacitor deve possuir  $RSE \leq 0,133\Omega$  e capacitância  $Cf \geq 6,25\mu\text{F}$ . Foram adotados 2 capacitores de 220 $\mu\text{F}$  com  $RSE = 0,38\Omega$  em paralelo de forma que a RSE total atendesse os requisitos de projeto.

**Especificações do capacitor de saída:** 2 capacitores em paralelo.

- Modelo: EPCOS B41826-A8227- M [46];
- Capacitância: 220 $\mu\text{F}/63\text{V}$ ;
- Resistência série equivalente: 380m $\Omega$ .

### 9.4.8 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE BLOQUEIO CC NO PRIMÁRIO

Considerando-se uma ondulação máxima de 1% da tensão sobre o capacitor de bloqueio, tem-se:

$$\Delta V_{Cb_{\text{max}}} = 0,01 \cdot V_{in_{\text{min}}} = 0,01 \cdot 390 \rightarrow \boxed{\Delta V_{Cb_{\text{max}}} = 3,9\text{V}}$$

Logo:

$$Cb = \frac{\left(\frac{N_s}{N_p}\right) \cdot I_o}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_{Cb_{\text{max}}}} = \frac{\left(\frac{6}{28}\right) \cdot 10}{2 \cdot 140 \cdot 10^3 \cdot 3,9} \rightarrow \boxed{Cb = 1,96\text{mF}}$$

**Capacitor adotado:** 3 $\mu\text{F}/100\text{V}$ .

#### 9.4.9 RESISTOR DE AMORTECIMENTO EM PARALELO COM O CAPACITOR DE BLOQUEIO

a) Determinação da razão cíclica efetiva máxima:

$$Def_{\max} = D_{\max} - \Delta D = 0,95 - 0,15 \quad \rightarrow \quad \boxed{Def_{\max} = 0,8}$$

b) Determinação do resistor de amortecimento:

$$R_b = \frac{V_{i_{\max}}}{Def_{\max} \cdot I_o \cdot \left(\frac{N_s}{N_p}\right)} = \frac{410}{0,8 \cdot 10 \cdot \left(\frac{6}{28}\right)} \quad \rightarrow \quad \boxed{R_b = 239,16\Omega}$$

**Resistor adotado:**  $R_b = 220\Omega / 1W$ .

c) Potência dissipada no resistor de amortecimento:

$$P_{R_b} = \frac{\Delta V_{Cb_{\max}}^2}{R_b} = \frac{3,9^2}{220} \quad \rightarrow \quad \boxed{P_{R_b} = 0,069W}$$

#### 9.4.10 DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS RETIFICADORES DE SAÍDA

a) Corrente média:

$$I_{D_{o_{med}}} = \frac{I_o}{2} = \frac{10}{2} \quad \rightarrow \quad \boxed{I_{D_{o_{med}}} = 5A}$$

b) Tensão máxima:

$$V_{D_{o_{\max}}} = 2 \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot V_{i_{\max}} = 2 \cdot \frac{6}{28} \cdot 410 \quad \rightarrow \quad \boxed{V_{D_{o_{\max}}} = 175,7V}$$

c) Diodo escolhido:

Devido à frequência de operação deve-se usar diodos do tipo *ultrafast*, o diodo escolhido como retificador de saída foi o MUR1560.

##### Especificações do diodo escolhido

- Modelo: MUR1560;
- Tensão máxima de trabalho:  $V_{RRM} = 600V$ ;
- Tensão direta a  $100^\circ C$  e  $10A$ :  $V_f = 1,1V$ ;
- Corrente média:  $I_{F(AV)} = 15A$ ;
- Corrente máxima de pico:  $I_{FSM} = 150A$ ;
- Tempo de recuperação reversa:  $t_{rr} = 60ns$ ;
- Temperatura de junção:  $T_j = 175^\circ C$ ;
- Resistência térmica junção-cápsula:  $R_{thjc_{D_o}} = 1,5^\circ C/W$ .

d) Perdas por condução nos dois diodos de saída:

$$P_{D_{o_{condução}}} = 2 \cdot I_{D_{o_{med}}} \cdot V_f = 2 \cdot 5 \cdot 1,1 \quad \rightarrow \quad \boxed{P_{D_{o_{condução}}} = 11W}$$

- e) Determinação da resistência térmica do dissipador:

Será considerada uma resistência térmica cápsula-dissipador de  $0,1 \text{ }^\circ\text{C/W}$  :

$$R_{thcd_{Do}} = 0,1 \text{ }^\circ\text{C/W}.$$

$$R_{thda_{Do}} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{Do_{condução}}} = \frac{(R_{thjc_{Do}} + R_{thcd_{Do}})}{2} = \frac{175 - 60}{11} = \frac{(1,5 + 0,1)}{2} \rightarrow \boxed{R_{thda_{Do}} = 9,65 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}}$$

#### 9.4.11 CIRCUITO SNUBBER

- a) Indutância de dispersão referida ao secundário:

$$Ld_s = \frac{L_{d\text{-trafo}}}{\left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2} = \frac{4 \cdot 10^{-6}}{\left(\frac{28}{6}\right)^2} \rightarrow \boxed{Ld_s = 0,18 \text{ mH}}$$

- b) Corrente de recuperação reversa máxima:

Será considerada a capacitância de junção do diodo igual a  $100\text{pF}$ :  $C_{Do_{jun}} = 100\text{pF}$ .

$$I_{m} = \frac{V_{i_{max}}}{2 \cdot \frac{N_p}{N_s}} \cdot \sqrt{\frac{C_{Do_{jun}}}{Ld_s}} = \frac{410}{2 \cdot \frac{28}{6}} \cdot \sqrt{\frac{100 \cdot 10^{-12}}{0,18 \cdot 10^{-6}}} \rightarrow \boxed{I_m = 0,327 \text{ A}}$$

- c) Freqüência ressonante do *snubber*:

$$f_{f_{Snubber}} = \frac{1}{4 \cdot p \cdot \sqrt{C_{Do_{jun}} \cdot Ld_s}} = \frac{1}{4 \cdot 3,14 \cdot \sqrt{100 \cdot 10^{-12} \cdot 0,18 \cdot 10^{-6}}} \rightarrow \boxed{f_{f_{Snubber}} = 59,31 \text{ MHz}}$$

- d) Resistência *snubber*:

$$R_{Snubber} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \sqrt{\frac{Ld_s}{C_{Do_{jun}}}} = \frac{6}{28} \cdot \sqrt{\frac{0,18 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-12}}} \rightarrow \boxed{R_{Snubber} = 28,75 \Omega}$$

**Resistor adotado:**  $R_{Snubber} = 27 \Omega / 1 \text{ W}$ .

- e) Capacitor *snubber*:

$$C_{Snubber} = 2,2 \cdot C_{Do_{jun}} \rightarrow \boxed{C_{Snubber} = 220 \text{ pF}}$$

**Capacitor adotado:**  $C_{Snubber} = 220\text{pF} / 400\text{V}$ .

- f) Potência no resistor *snubber*:

$$P_{R_{Snubber}} = \frac{1}{2} \cdot C_{Snubber} \cdot \left(\frac{N_s}{N_p} \cdot V_{i_{max}}\right)^2 \cdot f_s \rightarrow \boxed{P_{R_{Snubber}} = 0,238 \text{ W}}$$

#### 9.4.12 CAPACITOR RESSONANTE

Considerando-se um tempo morto de  $250\text{ns}$  ( $\Delta t = 250\text{ns}$ ) tem-se:

$$C_r = \frac{\Delta t \cdot \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \cdot I_o}{2 \cdot V_{i_{\min}}} = \frac{250 \cdot 10^{-9} \cdot \left(\frac{6}{28}\right) \cdot 10}{2 \cdot 390} \rightarrow \boxed{C_r = 689 \text{ pF}}$$

#### Capacitância dreno-source do MOSFET:

Parâmetros de catálogo [47] do MOSFET IRFPS37N50A:

- Capacitância de saída:  $C_{oss} = 810 \text{ pF}$  ;
- Capacitância de transferência:  $C_{rss} = 36 \text{ pF}$  .

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss} = 810 \cdot 10^{-12} - 36 \cdot 10^{-12} \rightarrow \boxed{C_{ds} = 774 \text{ pF}}$$

A princípio não há necessidade do uso de capacitores de ressonância externos, sendo suficiente a capacitância *dreno-source* intrínseca do MOSFET.

## 9.5 PROJETO DOS CIRCUITOS DE COMANDO E CONTROLE DO CONVERSOR CC-CC FB-ZVS-PWM-PS

Nesta seção será realizado o dimensionamento dos componentes dos circuitos de comando e controle do conversor CC-CC FB-ZVS-PWM-PS.

### 9.5.1 CIRCUITO DE COMANDO

O circuito de comando é apresentado na Fig. 9-12. Para geração do comando por deslocamento de fase é utilizado o circuito integrado UC3879 da Unitrode.

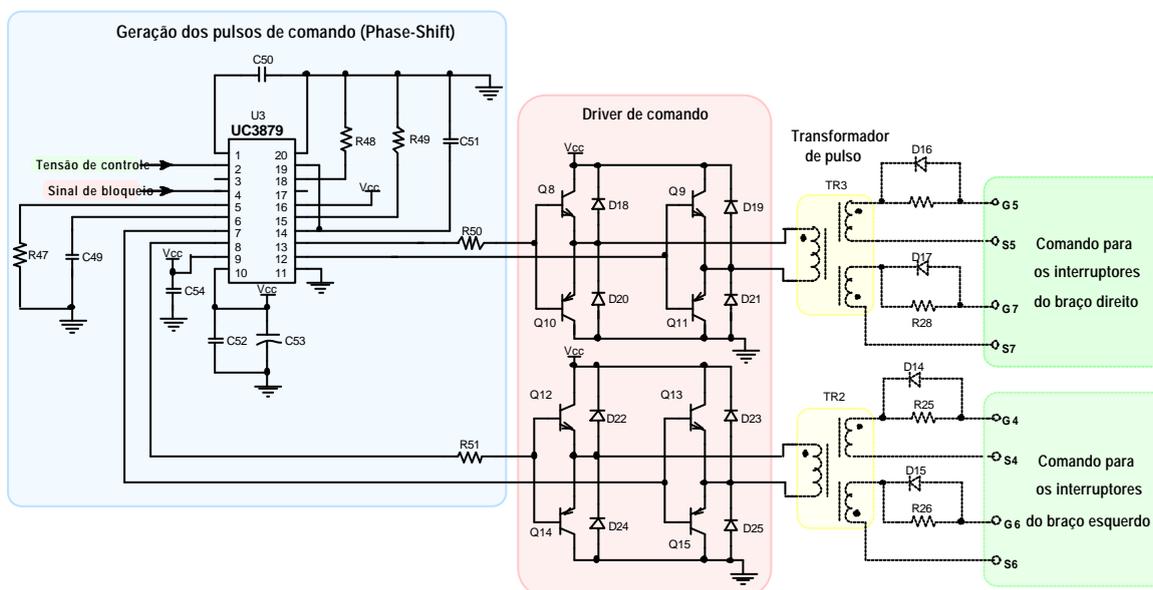


Fig. 9-12 – Circuito de geração de pulsos de comando (*phase-shift*) utilizando o UC3879.

A seguir são dimensionados os componentes que definem o tempo morto, tempo de *soft-start* e frequência de comutação.

- a) Dimensionamento dos resistores  $R_{47}$  e  $R_{49}$  (tempo morto):

Adotando-se um tempo morto de 250ns, tem-se:

$$R_{47} = R_{49} = \frac{t_{\text{morto}}}{89 \cdot 10^{-12}} = \frac{250 \cdot 10^{-9}}{89 \cdot 10^{-12}} \rightarrow \boxed{R_{47} = R_{49} = 2,8k\Omega}$$

**Resistor adotado:**  $R_{47} = R_{49} = 3,3k\Omega / 1/8W$ .

- b) Dimensionamento do capacitor  $C_{49}$  (soft-start):

Adotando-se um tempo de partida progressiva de 0,5s, tem-se:

$$C_{49} = t_{\text{ss}} \cdot \frac{9 \cdot 10^{-6}}{4,8} = 0,5 \cdot \frac{9 \cdot 10^{-6}}{4,8} \rightarrow \boxed{C_{49} = 0,94mF}$$

**Capacitor adotado:**  $C_{49} = 1\mu F$ .

- c) Dimensionamento do capacitor  $C_{51}$  e do resistor  $R_{48}$  (frequência de comutação):

Adotando-se um valor para o capacitor  $C_{51} = 390pF$ , recomendado pelo fabricante para a faixa de frequência de comutação utilizada, calcula-se  $R_{48}$ :

$$R_{48} = \frac{0,47 + 0,07 \cdot \sqrt{47,17 - 5 \cdot 10^4 \cdot C_{51} \cdot 2 \cdot f_s}}{2 \cdot f_s \cdot C_{51}} \rightarrow \boxed{R_{48} = 8,44k\Omega}$$

**Resistor adotado:**  $R_{48} = 8,2k\Omega / 1/8W$ .

## 9.5.2 MALHA DE TENSÃO

O circuito da malha de tensão é apresentado na Fig. 9-13. Este circuito tem a função de regular a tensão de saída da UR. O controlador utilizado é do tipo proporcional integral derivativo.

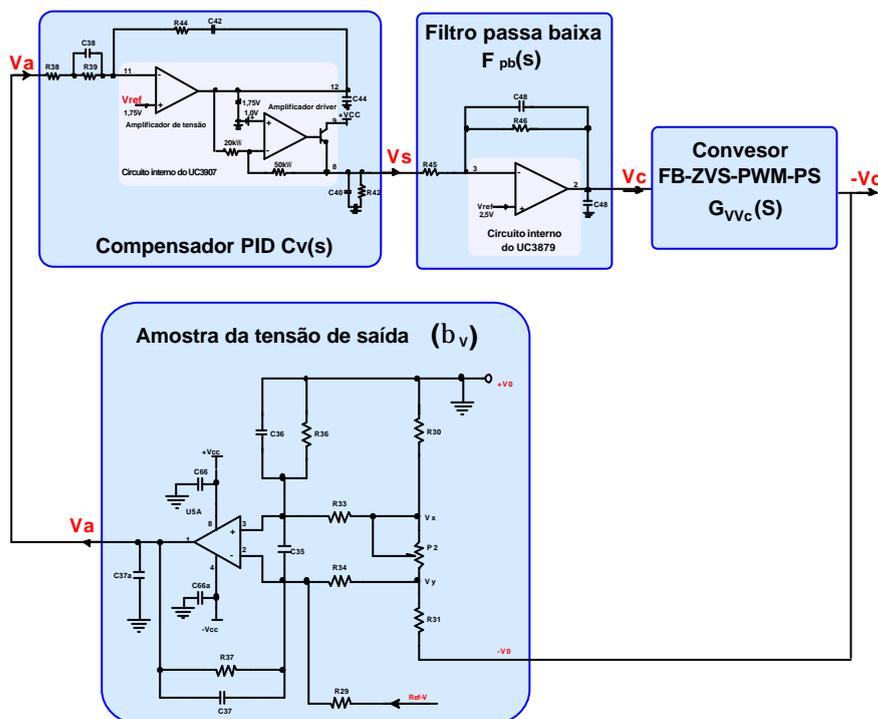


Fig. 9-13 – Circuito completo da malha de tensão.

a) Dimensionamento do circuito de amostra da tensão de saída:

**Dimensionamento do resistor  $R_{30}$  e do trimpot  $P_2$ :**

Sabendo-se que a tensão de referência  $V_{refv} = 1,75V$  e que a tensão de alimentação do amplificador operacional é  $V_{cc} = 15V$ , adotando-se  $R_{30} = 1,8 k\Omega$ , calcula-se  $P_2$ :

$$P_2 = \frac{2 \cdot R_{30} \cdot V_{refv}}{V_{cc}} = \frac{2 \cdot 1,8 \cdot 10^3 \cdot 1,75}{15} \rightarrow \boxed{P_2 = 420\Omega}$$

**Dimensionamento do resistor  $R_{31}$ :**

$$R_{31} = \frac{2 \cdot R_{30} \cdot V_{omax}}{V_{cc}} - (R_{30} + P_2) = \frac{2 \cdot 1,8 \cdot 10^3 \cdot 60}{15} - (1,8 \cdot 10^3 + 420) \rightarrow \boxed{R_{31} = 12,18 k\Omega}$$

**Resistores adotados:**

- $R_{30} = 1,8 k\Omega / 1/8W$ ;
- $R_{31} = 12 k\Omega / 1/8W$ ;
- $P_2 = 1 k\Omega$  (trimpot multivoltas ajuste vertical).

**Dimensionamento dos resistores  $R_{33}$ ,  $R_{34}$ ,  $R_{36}$  e  $R_{37}$ :**

Estes resistores definem o ganho do amplificador diferencial. Para obter um ganho unitário adotou-se  $R_{33} = R_{34} = R_{36} = R_{37}$ . O valor destes resistores deve ser de aproximadamente 10 vezes o valor do resistor  $R_{30}$ .

**Resistores adotados:**  $R_{33} = R_{34} = R_{36} = R_{37} = 47 k\Omega / 1/8W$ .

**Dimensionamento do resistor  $R_{29}$ :**

Considerando-se que a tensão de referência PWM máxima ( $V_{Ref-vmax}$ ) é de 5V e que o sinal de referência permita a variação da tensão de saída de  $V_{omin} = 40V$  a  $V_{Omax} = 60V$ , calcula-se  $R_{29}$ .

$$R_{29} = \frac{R_{37} \cdot V_{Ref-vmax} \cdot V_{omin}}{V_{refv} \cdot (V_{omax} - V_{omin})} = \frac{47 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 40}{1,75 \cdot (60 - 40)} \rightarrow \boxed{R_{29} = 268,57 k\Omega}$$

**Resistor adotado:**  $R_{29} = 270 k\Omega / 1/8W$ .

b) Filtro passa baixa:

**Dimensionamento dos resistores  $R_{45}$  e  $R_{46}$ :**

Adotando-se um ganho estático para o filtro de 2,5 e arbitrando-se  $R_{45} = 1,5 k\Omega$ , calcula-se  $R_{46}$ .

$$R_{46} = K_{Fpb} \cdot R_{45} = 2,5 \cdot 1,5 \cdot 10^3 \rightarrow \boxed{R_{46} = 3,75 k\Omega}$$

**Resistores adotados:**

- $R_{45} = 1,5 k\Omega / 1/8W$ ;
- $R_{46} = 3,9 k\Omega / 1/8W$ ;

**Dimensionamento do capacitor  $C_{48}$ :**

Para que o filtro passa baixa não influencie na resposta do controlador de tensão, adotou-se uma frequência de corte ( $f_{3dB}$ ) de 100kHz.

$$C_{48} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_{3dB} \cdot R_{46}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 3,9 \cdot 10^3} \rightarrow \boxed{C_{48} = 408pF}$$

**Capacitor adotado:**  $C_{48} = 470pF / 25V$ .

c) Compensador de tensão PID:

**Parâmetros do conversor:**

Para dimensionamento do compensador de tensão é necessário o conhecimento dos parâmetros do conversor, que são apresentados na Tabela 9-2.

**Tabela 9-2 – Parâmetros do conversor *FB-ZVS-PWMPS*.**

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$V_{in} =$	400V	$R_o =$	$6\Omega$
$V_o =$	60V	$C_o =$	$910\mu F$
$V_d =$	4,2V	$R_{se} =$	$86m\Omega$
$f_s =$	140kHz	$L_o =$	$50\mu H$
$n =$	0,214	$L_r =$	$50\mu H$

Com os parâmetros apresentados na Tabela 9-1 e utilizando-se as expressões (5.17), (5.18) e (5.19) apresentadas na seção 5.5.4 do Capítulo 5, determina-se as frequências dos pólos e zero do conversor.

**Frequência do zero do conversor:**

$$\omega_{z_{conv}} = 1,278 \cdot 10^4 \text{ rad/s} \rightarrow f_{z_{conv}} = 2,034 \text{ kHz}$$

**Frequência dos pólos do conversor:**

$$\omega_{p1_{conv}} = 989,061 \text{ rad/s} \rightarrow f_{p1_{conv}} = 157,41 \text{ Hz}$$

$$\omega_{p2_{conv}} = 2,660 \cdot 10^4 \text{ rad/s} \rightarrow f_{p2_{conv}} = 4,233 \text{ kHz}$$

**Determinação da frequência de cruzamento do sistema:**

$$f_c = 10 \cdot f_{psof-crit} = 10 \cdot 1 \cdot 10^3 \rightarrow \boxed{f_c = 10 \text{ kHz}}$$

**Determinação do ganho do controlador:**

O ganho do controlador é calculado utilizando-se a expressão (5.45) fornecida na seção 5.5.4 do Capítulo 5, e os parâmetros do conversor apresentados na Tabela 9-1.

$$K_{cv} = \frac{1}{2,5 \cdot F_{pb}(f) \cdot G_{V_c}(f) \cdot b_v \cdot \left[ \frac{(j \cdot 2 \cdot p \cdot f_c + \omega_{ztv}) \cdot (j \cdot 2 \cdot p \cdot f_c + \omega_{z2cv})}{j \cdot 2 \cdot p \cdot f_c \cdot (j \cdot 2 \cdot p \cdot f_c + \omega_{p2cv})} \right]} \rightarrow \boxed{K_{cv} = 9,632}$$

### Dimensionamento dos componentes do circuito do compensador PID:

Dimensionamento de  $C_{42}$  e  $R_{44}$ :

Adotando-se um valor para  $C_{42} = 10\text{nF}$  calcula-se  $R_{44}$  :

$$R_{44} = \frac{1}{C_{42} \cdot w_{p2conv}} = \frac{1}{10 \cdot 10^{-9} \cdot 2,66 \cdot 10^4} \rightarrow \boxed{R_{44} = 3,759\text{k}\Omega}$$

**Resistor adotado:**  $R_{44} = 3,9\text{k}\Omega / 1/8\text{W}$ .

**Capacitor adotado:**  $C_{42} = 10\text{nF} / 25\text{V}$ .

Dimensionamento de  $C_{42}$  e  $R_{44}$ :

$$R_{38} = \frac{R_{44}}{K_{cv}} = \frac{3,9 \cdot 10^3}{9,639} \rightarrow \boxed{R_{38} = 404,9\Omega}$$

**Resistor adotado:**  $R_{38} = 470\Omega / 1/8\text{W}$ .

Dimensionamento de  $R_{39}$ :

$$R_{39} = R_{38} \cdot \left( \frac{w_{zconv}}{w_{pt0nv}} - 1 \right) = 470 \cdot \left( \frac{1,278 \cdot 10^4}{989,061} - 1 \right) \rightarrow \boxed{R_{39} = 5,602\text{k}\Omega}$$

**Resistor adotado:**  $R_{39} = 5,6\text{k}\Omega / 1/8\text{W}$ .

Dimensionamento de  $C_{38}$ :

$$C_{38} = \frac{1}{R_{39} \cdot w_{pt0nv}} = \frac{1}{5,6 \cdot 10^3 \cdot 989,061} \rightarrow \boxed{C_{38} = 180,5\text{nF}}$$

**Capacitor adotado:**  $C_{38} = 180\text{nF} / 25\text{V}$ .

d) Diagrama de Bode:

A Fig. 9-14 apresenta o diagrama de Bode de módulo da função de transferência do conversor  $G_{VVC}(f)$ , do controlador  $C_v(f)$ , de todo o laço de controle  $H_v(f) = 2,5 \cdot b_v \cdot C_v(f) \cdot F_{pb}(f)$  e do sistema em laço aberto  $FTLA(f)$ . Verifica-se que a frequência de cruzamento do sistema em laço aberto encontra-se em 10kHz, conforme desejado.

A Fig. 9-15 apresenta o diagrama de Bode de fase da função de transferência do conversor  $G_{VVC}(f)$ , do controlador  $C_v(f)$  e do sistema em laço aberto  $FTLA(f)$ . Percebe-se que o sistema em laço aberto possui um ganho constante de -20dB/dec com uma margem de fase de 90°, garantindo a estabilidade do sistema.

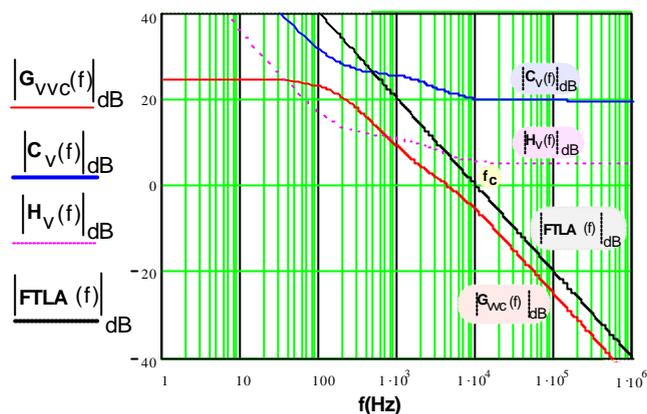


Fig. 9-14 – Diagrama de Bode de módulo do conversor, do controlador e do sistema em laço aberto.

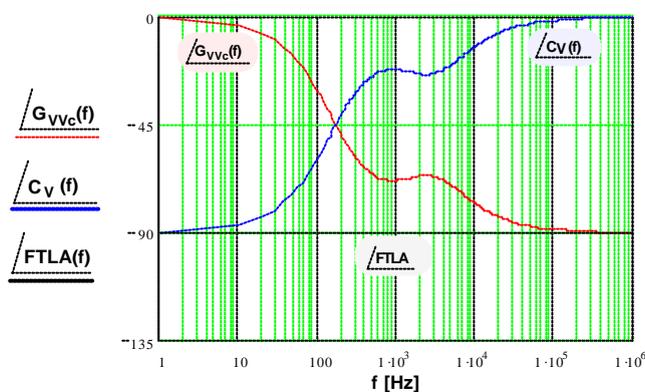


Fig. 9-15 – Diagrama de Bode de fase do conversor, do controlador e do sistema em laço aberto.

### 9.5.3 MALHA DE CORRENTE

A estrutura do circuito da malha de corrente é mostrado na Fig. 9-16.

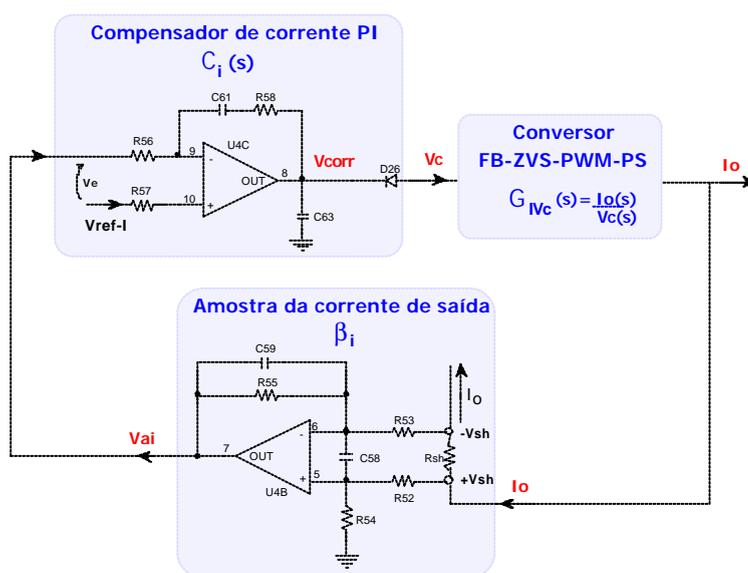


Fig. 9-16 – Estrutura do circuito da malha de corrente.

A malha de corrente atua apenas como proteção contra sobrecarga ou curto-circuito nos terminais de saída da fonte, limitando a corrente de saída em seu valor nominal. A velocidade da malha de corrente é independente da malha de tensão.

a) Amostra da corrente de saída:

**Capacitores  $C_{58}$  e  $C_{59}$ :**

Os capacitores  $C_{58}$  e  $C_{59}$  são usados para filtrar ruídos de alta frequência, são adotados capacitores de baixa capacitância.

**Capacitores adotados:**

- $C_{58} = C_{59} = 100\text{pF} / 25\text{V}$ ;

**Resistor shunt:**

O resistor shunt deve possuir uma baixa resistência de forma a não comprometer o rendimento do conversor.

**Resistor shunt adotado ( $R_{sh2}$ ):**

- Resistência nominal:  $10\text{m}\Omega$ ;
- Potência:  $1\text{W}$ ;
- Marca: Isabellenhütte [50];
- Encapsulamento: A-N.



Fig. 9-17 – Resistor shunt A-N.

*Máxima tensão sobre o resistor shunt:*

$$V_{sh-max} = R_{sh} \cdot I_{o-nom} = 0,01 \cdot 10 \quad \rightarrow \quad \boxed{V_{sh-max} = 100\text{mV}}$$

*Máxima potência dissipada no resistor shunt:*

$$P_{Rsh-max} = R_{sh} \cdot I_{o-nom}^2 = 0,01 \cdot 10^2 \quad \rightarrow \quad \boxed{P_{Rsh-max} = 1\text{W}}$$

**Dimensionamento dos resistores  $R_{52}$ ,  $R_{53}$ ,  $R_{54}$  e  $R_{55}$ :**

Sabendo-se que  $V_{Ref-i} = 2,5\text{V}$  e adotando-se  $R_{53} = 470\Omega$ , tem-se:

$$R_{55} = R_{53} \cdot \frac{V_{Ref-i}}{V_{sh-max}} = 470 \cdot \frac{2,5}{0,1} \quad \rightarrow \quad \boxed{R_{55} = 11,75\text{k}\Omega}$$

Adotou-se  $R_{55} = 12\text{k}\Omega$ .

Sendo que:

$$R_{52} = R_{53} = 470 \quad \rightarrow \quad \boxed{R_{52} = 470\Omega}$$

$$R_{54} = R_{55} = 12 \cdot 10^3 \quad \rightarrow \quad \boxed{R_{54} = 12\text{k}\Omega}$$

**Resistores adotados:**

- $R_{52} = R_{53} = 470\Omega / 1/8W$ ;
- $R_{54} = R_{55} = 12k\Omega / 1/8W$ ;

**Ganho do circuito de amostragem:**

$$b_i = \frac{V_{Ref-i}}{I_{onom}} = \frac{2,5}{10} \quad \rightarrow \quad \boxed{b_i = 0,25}$$

b) Compensador de corrente (PI):

O compensador usado na malha de corrente é do tipo proporcional integral (PI).

**Determinação da frequência de cruzamento do sistema:**

$$f_c = \frac{f_s}{20} = \frac{140 \cdot 10^3}{20} \quad \rightarrow \quad \boxed{f_c = 7 \text{ kHz}}$$

**Determinação do ganho do controlador:**

O ganho do controlador é obtido de forma que na frequência de corte definida a função de transferência do sistema em laço aberto tenha ganho unitário ( $FTLA_i(f_c) = 1$ ).

$$K_{ci} = \frac{1}{\left| G_{V_c}(f_c) \cdot b_i \cdot \left[ \frac{(j \cdot 2 \cdot p \cdot f_c + w_{zci})}{j \cdot 2 \cdot p \cdot f_c} \right] \right|} \quad \rightarrow \quad \boxed{K_{ci} = 34,232}$$

**Dimensionamento dos componentes do circuito do compensador PI:**

*Dimensionamento do capacitor  $C_{61}$ :*

Adotou-se  $C_{61} = 150\text{nF}$ .

**Capacitor adotado:**  $C_{61} = 150\text{nF} / 25\text{V}$ .

*Dimensionamento do resistor  $R_{58}$ :*

$$R_{58} = \frac{1}{C_{61} \cdot w_{pbomv}} = \frac{1}{150 \cdot 10^{-9} \cdot 989,061} \quad \rightarrow \quad \boxed{R_{58} = 6,74 \text{ k}\Omega}$$

**Resistor adotado:**  $R_{58} = 6,8\text{k}\Omega / 1/8\text{W}$ .

*Dimensionamento do resistor  $R_{56}$ :*

$$R_{56} = \frac{R_{58}}{K_{ci}} = \frac{6,8 \cdot 10^3}{34,232} \quad \rightarrow \quad \boxed{R_{56} = 198,642\Omega}$$

**Resistor adotado:**  $R_{56} = 220\Omega / 1/8\text{W}$ .

c) Diagrama de bode:

A Fig. 9-18 apresenta o diagrama de Bode de módulo da função de transferência do conversor  $G_{IVC}(f)$ , do controlador de corrente  $C_i(f)$ , de todo o laço de controle  $H_i(f) = b_i \cdot C_i(f)$  e do sistema em laço aberto  $FTLA_i(f)$ . Observa-se que a frequência de corte é de 7kHz, conforme desejado, e o ganho do sistema em laço aberto no cruzamento por zero é de -20dB/dec, garantindo a estabilidade do sistema.

A Fig. 9-19 apresenta o diagrama de Bode de fase da função de transferência do conversor  $G_{IVC}(f)$ , do controlador de corrente  $C_i(f)$  e do sistema em laço aberto  $FTLA_i(f)$ . Observa-se que a fase do sistema em laço aberto para a frequência de cruzamento é de  $-70^\circ$ , garantindo a estabilidade do sistema com uma margem de fase de  $110^\circ$ .

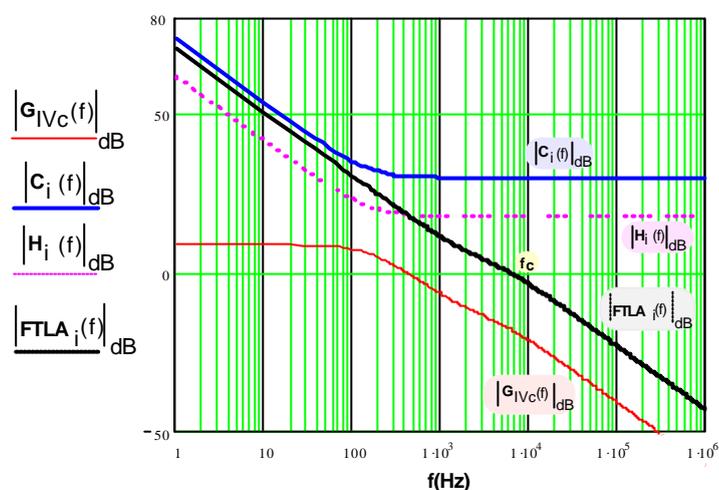


Fig. 9-18 - Diagrama de Bode de módulo do conversor, do compensador de corrente e do sistema em laço aberto.

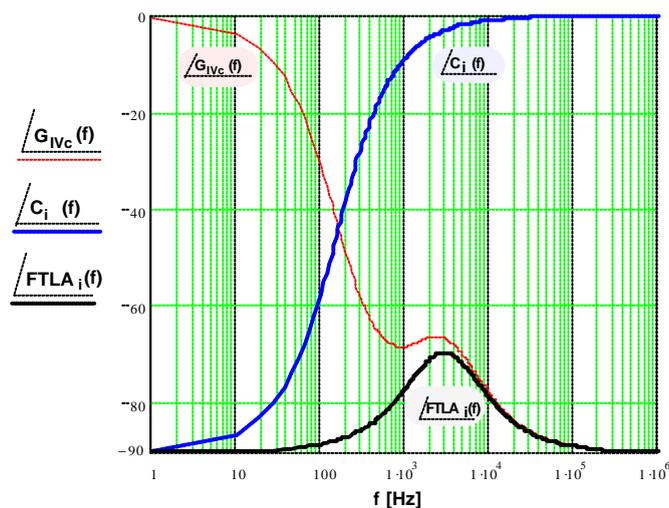


Fig. 9-19 - - Diagrama de Bode de fase do conversor, do compensador de corrente e do sistema em laço aberto.

## 9.6 PROJETO DOS CIRCUITOS DE SUPERVISÃO

Nesta seção será apresentado o projeto dos circuitos de supervisão da tensão de saída, da tensão de entrada e da temperatura no dissipador.

### 9.6.1 SUPERVISÃO DA TENSÃO DE SAÍDA

O circuito utilizado para adaptação da tensão é um circuito somador inversor, mostrado na Fig. 9-20.

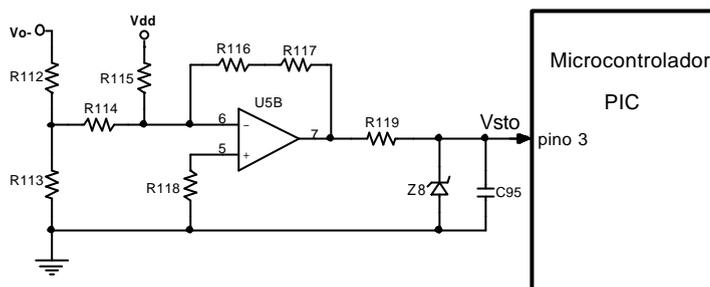


Fig. 9-20 – Circuito de supervisão da tensão de saída.

a) Dimensionamento dos resistores  $R_{112}$  e  $R_{113}$ :

Os resistores  $R_{112}$  e  $R_{113}$  formam um divisor de tensão que fornece uma tensão de 7,5V a partir da tensão de saída da UR.

Adotando-se  $R_{113} = 4,7k\Omega$ , calcula-se  $R_{112}$ .

$$R_{112} = \frac{R_{113} \cdot (V_{o_{\max}} - 7,5)}{7,5} = \frac{4,7 \cdot 10^3 \cdot (60 - 7,5)}{7,5} \quad \rightarrow \quad \boxed{R_{112} = 32,9k\Omega}$$

**Resistores adotados:**

- $R_{112} = 4,7k\Omega / 1/8W$ ;
- $R_{113} = 33k\Omega / 1/8W$ .

b) Dimensionamento dos resistores  $R_{114}$ ,  $R_{115}$ ,  $R_{116}$  e  $R_{117}$ :

Adotando-se  $R_{114} = R_{115} = 470k\Omega$ , calcula-se  $(R_{116} + R_{117})$ .

$$(R_{116} + R_{117}) = \frac{V_{sto}}{\left[ \frac{R_{113} \cdot V_{o_{\max}}}{R_{114} \cdot (R_{112} + R_{113})} - \frac{Vdd}{R_{115}} \right]} \quad \rightarrow \quad \boxed{(R_{116} + R_{117}) = 947,54k\Omega}$$

**Resistores adotados:**

- $R_{116} = 470k\Omega / 1/8W$ ;
- $R_{117} = 470k\Omega / 1/8W$ .

### 9.6.2 SUPERVISÃO DA TENSÃO DE ENTRADA

O diagrama elétrico do circuito de supervisão da tensão de entrada é apresentado na Fig. 9-21.

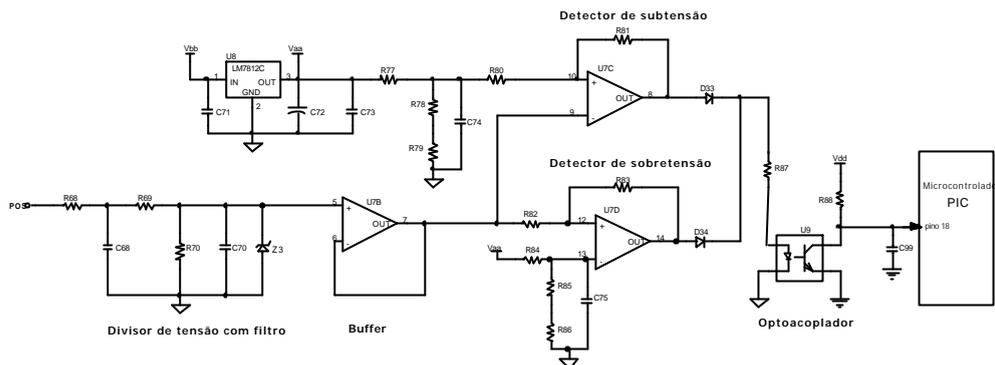


Fig. 9-21 - Circuito de supervisão da tensão de entrada.

a) Divisor de tensão e filtro:

**Dimensionamento dos resistores  $R_{68}$ ,  $R_{69}$  e  $R_{70}$ :**

De forma a obter uma tensão na entrada do amplificador *buffer* de aproximadamente 10V quando a tensão de entrada da rede estiver em seu valor máximo (264V eficaz), adotou-se os seguintes valores para os resistores  $R_{68}$ ,  $R_{69}$  e  $R_{70}$ :

**Resistores adotados:**

- $R_{68} = 270\text{k}\Omega / 1\text{W}$ ;
- $R_{69} = 18\text{k}\Omega / 1/8\text{W}$ ;
- $R_{70} = 12\text{k}\Omega / 1/8\text{W}$ .

**Dimensionamento dos capacitores  $C_{68}$  e  $C_{70}$ :**

Os capacitores  $C_{68}$  e  $C_{70}$  são dimensionados considerando uma frequência de corte  $f_c = 12\text{Hz}$ .

**Capacitância de  $C_{68}$ :**

$$C_{68} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot R_{69}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 12 \cdot 18 \cdot 10^3} \rightarrow \boxed{C_{68} = 736,8\text{nF}}$$

**Tensão máxima sobre o capacitor  $C_{68}$ :**

$$V_{C_{68}} = 0,9 \cdot V_{\text{posmax}} \cdot \frac{R_{69} + R_{70}}{R_{68} + R_{69} + R_{70}} = 0,9 \cdot 264 \cdot \frac{18 \cdot 10^3 + 12 \cdot 10^3}{270 \cdot 10^3 + 18 \cdot 10^3 + 12 \cdot 10^3} \rightarrow \boxed{V_{C_{68}} = 23,76\text{V}}$$

**Capacitor adotado:**  $C_{68} = 1\mu\text{F} / 25\text{V}$ .

**Capacitância de  $C_{70}$ :**

$$C_{70} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot R_{70}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 12 \cdot 12 \cdot 10^3} \rightarrow \boxed{C_{70} = 1,1\text{mF}}$$

**Tensão máxima sobre o capacitor  $C_{70}$ :**

$$V_{C_{70}} = 0,9 \cdot V_{\text{posmax}} \cdot \frac{R_{70}}{R_{68} + R_{69} + R_{70}} = 0,9 \cdot 264 \cdot \frac{12 \cdot 10^3}{270 \cdot 10^3 + 18 \cdot 10^3 + 12 \cdot 10^3} [0,1] \rightarrow \boxed{V_{C_{70}} = 9,504\text{V}}$$

**Capacitor adotado:**  $C_{70} = 1\mu\text{F} / 16\text{V}$ .

b) Detector de subtensão:

**Determinação da tensão de referência:**

$$V_{ref-subV} = 0,9 \cdot V_{inmin} \cdot \frac{R_{70}}{R_{68} + R_{69} + R_{70}} = 0,9 \cdot 89 \cdot \frac{12 \cdot 10^3}{270 \cdot 10^3 + 18 \cdot 10^3 + 12 \cdot 10^3} \rightarrow \boxed{V_{ref-sub} = 3,204V}$$

**Dimensionamento dos resistores  $R_{77}$ ,  $R_{78}$  e  $R_{79}$  (divisor resistivo):**

Adotando-se  $R_{77} = 4,7k\Omega$  e  $V_{aa} = 12V$  calcula-se ( $R_{78} + R_{79}$ ):

$$(R_{78} + R_{79}) = R_{77} \cdot \frac{V_{ref-subV}}{V_{aa} - V_{ref-subV}} = 4,7 \cdot 10^3 \cdot \frac{3,204}{12 - 3,204} \rightarrow \boxed{(R_{78} + R_{79}) = 1,71k\Omega}$$

**Resistores adotados:**

- $R_{77} = 4,7k\Omega / 1/8W$ ;
- $R_{78} = 1,5k\Omega / 1/8W$ ;
- $R_{79} = 220\Omega / 1/8W$ .

**Dimensionamento dos resistores  $R_{80}$  e  $R_{81}$  (histerese):**

Adotando-se  $R_{80} = 12k\Omega$  e considerando  $V_H = 300mV$  (valor obtido por simulação da ondulação de tensão na saída do circuito  $buffer = 200mV$ ), calcula-se  $R_{81}$ :

$$R_{81} = R_{80} \cdot \frac{V_{sat} - V_H}{V_H} = 12 \cdot 10^3 \cdot \frac{13 - 0,3}{0,3} \rightarrow \boxed{R_{81} = 508k\Omega}$$

**Resistores adotados:**

- $R_{80} = 12k\Omega / 1/8W$ ;
- $R_{81} = 470k\Omega / 1/8W$ ;

c) Detector de sobretensão:

**Determinação da tensão de referência:**

$$V_{ref-sobreV} = 0,9 \cdot V_{inmax} \cdot \frac{R_{70}}{R_{68} + R_{69} + R_{70}} = 0,9 \cdot 264 \cdot \frac{12 \cdot 10^3}{270 \cdot 10^3 + 18 \cdot 10^3 + 12 \cdot 10^3} \rightarrow \boxed{V_{ref-sobreV} = 9,504V}$$

**Dimensionamento dos resistores  $R_{84}$ ,  $R_{85}$  e  $R_{86}$  (divisor resistivo):**

Adotando-se  $R_{84} = 4,7k\Omega$  e  $V_{aa} = 12V$  calcula-se ( $R_{85} + R_{86}$ ):

$$(R_{85} + R_{86}) = R_{84} \cdot \frac{V_{ref-sobreV}}{V_{aa} - V_{ref-sobreV}} = 4,7 \cdot 10^3 \cdot \frac{9,504}{12 - 9,504} \rightarrow \boxed{(R_{85} + R_{86}) = 17,89k\Omega}$$

**Resistores adotados:**

- $R_{84} = 4,7k\Omega / 1/8W$ ;
- $R_{85} = 15k\Omega / 1/8W$ ;
- $R_{86} = 2,7k\Omega / 1/8W$ .

**Dimensionamento dos resistores  $R_{82}$  e  $R_{83}$  (histerese):**

Adotando-se  $R_{82} = 12k\Omega$  e considerando  $V_H = 200mV$  (valor obtido por simulação da ondulação de tensão na saída do circuito  $buffer = 100mV$ ), calcula-se  $R_{83}$ :

$$R_{83} = R_{82} \cdot \frac{V_{sat}}{V_H} = 12 \cdot 10^3 \cdot \frac{13}{0,2} \quad \rightarrow \quad \boxed{R_{83} = 780 \text{ k}\Omega}$$

**Resistores adotados:**

- $R_{82} = 12 \text{ k}\Omega / 1/8 \text{ W}$ ;
- $R_{83} = 820 \text{ k}\Omega / 1/8 \text{ W}$ .

### 9.6.3 SUPERVISÃO DA TEMPERATURA NO DISSIPADOR

Para medir a temperatura no dissipador foi utilizado o sensor de temperatura LM35 que fornece uma tensão de 10mV/°C com variação linear.

O circuito de supervisão da temperatura no dissipador é apresentado na Fig. 9-22.

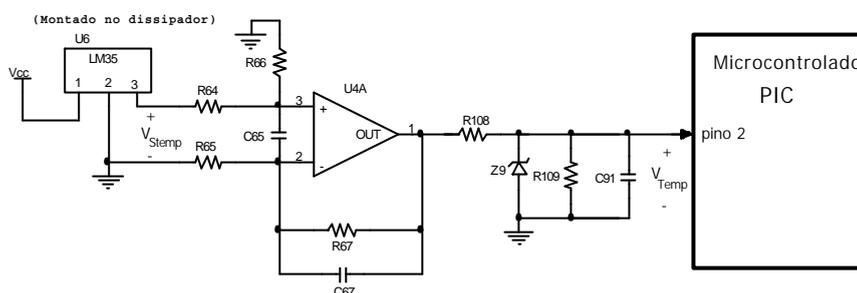


Fig. 9-22 - Circuito de supervisão da temperatura no dissipador.

**Dimensionamento dos resistores  $R_{64}$ ,  $R_{65}$ ,  $R_{66}$  e  $R_{67}$ :**

Sabendo-se que o ganho do amplificador diferencial deve ser igual a 5 para que com 100°C tenha-se 5V na tensão de saída, e adotando-se  $R_{65} = 2,2 \text{ k}\Omega$ , calcula-se  $R_{67}$ :

$$R_{67} = 5 \cdot R_{65} = 5 \cdot 2,2 \cdot 10^3 \quad \rightarrow \quad \boxed{R_{67} = 11 \text{ k}\Omega}$$

**Resistores adotados:**

- $R_{64} = R_{65} = 2,2 \text{ k}\Omega / 1/8 \text{ W}$ ;
- $R_{66} = R_{67} = 10 \text{ k}\Omega / 1/8 \text{ W}$ .

### 9.6.4 SUPERVISÃO DE LIMITAÇÃO DE CORRENTE

O circuito de supervisão de limitação de corrente de saída é apresentado na Fig. 9-23.

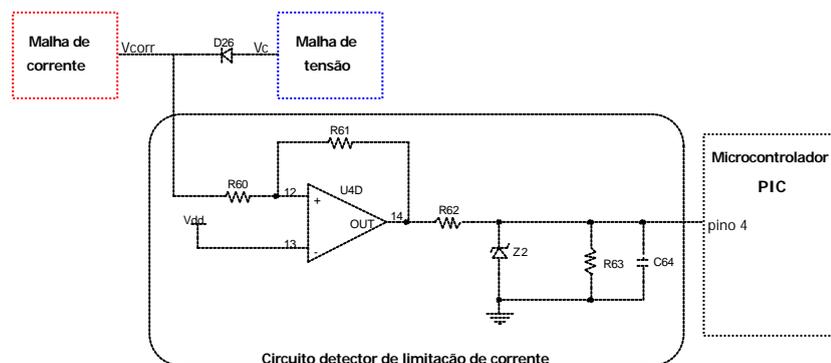


Fig. 9-23 - Circuito de supervisão de limitação de corrente.

**Dimensionamento dos resistores  $R_{60}$  e  $R_{61}$ :**

Os resistores  $R_{60}$  e  $R_{61}$  proporcionam uma histerese para o circuito comparador, arbitrando-se  $R_{60} = 12k\Omega$  e  $V_H = 100mV$ , calcula-se  $R_{61}$ :

$$R_{61} = R_{60} \cdot \frac{V_{sat}}{V_H} = 12 \cdot 10^3 \cdot \frac{13}{0,2} \quad \rightarrow \quad \boxed{R_{61} = 780k\Omega}$$

**Resistores adotados:**

- $R_{60} = 12k\Omega / 1/8W$ ;
- $R_{61} = 680k\Omega / 1/8W$ .

**9.7 PROJETO DO FILTRO DE EMI**

Nesta seção serão dimensionados os componentes que formam o filtro de EMI.

**9.7.1 ESPECIFICAÇÕES**

- Tensão nominal de entrada CA:  $V_{in_{nom}} = 220V$  ;
- Frequência da rede:  $f_r = 60Hz$  ;
- Potência de entrada:  $P_{in} = 686W$  ;
- Tensão de barramento CC:  $E = 400V$  ;
- Frequência de comutação do PFC:  $f_s = 140kHz$  ;
- Tempo de subida da tensão VDS do interruptor:  $t_r = 98ns$  ;
- Capacitância entre transistor e carcaça:  $C_{cc} = 50pF$  ;
- Nível máximo de tensão permitido nos terminais da rede artificial:  $V_{r_{dB}} = 54 dB/mV$  ;
- Resistores da rede artificial:  $R = 150\Omega$  .

**9.7.2 DETERMINAÇÃO DA AMPLITUDE DA 3ª HARMÔNICA (N = 3).**

$$V_n = \left| \frac{E}{2} \cdot \frac{1}{n^2 \cdot p^2 \cdot f_s \cdot t_r} \cdot \text{sen}\left(n \cdot \frac{p}{2}\right) \cdot \text{sen}(n \cdot p \cdot f_s \cdot t_r) - \frac{\text{sen}(n \cdot p)}{n \cdot p} - 1 \right|$$

$$V_3 = \left| \frac{400}{2} \cdot \frac{1}{3^2 \cdot 3,14^2 \cdot 140 \cdot 10^3 \cdot 98 \cdot 10^{-9}} \cdot \text{sen}\left(3 \cdot \frac{3,14}{2}\right) \cdot \text{sen}(3 \cdot 3,14 \cdot 140 \cdot 10^3 \cdot 98 \cdot 10^{-9}) - \frac{\text{sen}(3 \cdot 3,14)}{3 \cdot 3,14} - 1 \right| \rightarrow \boxed{V_3 = 22,162V}$$

**9.7.3 VERIFICAÇÃO DO NÍVEL DE INTERFERÊNCIA DE MODO COMUM PRODUZIDO SEM O FILTRO DE REDE.**

a) Reatância oferecida pelo capacitor  $C_{cc}$  para  $f_3$  ( $n = 3$ ):

$$X_{C_n} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot n \cdot f_s \cdot C_{cc}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 3 \cdot 140 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-12}} \quad \rightarrow \quad \boxed{X_{C_3} = 7.579k\Omega}$$

- b) Corrente parasita que circula através de  $C_{c3}$ , na frequência  $f_3$  ( $n = 3$ ):

$$i_{C_n} = \frac{V_n}{X_{C_n}} = \frac{22,162}{7,579 \cdot 10^3} \rightarrow \boxed{i_{C_3} = 2,924 \text{ mA}}$$

- c) Queda de tensão nos dois resistores da rede artificial em paralelo:

$$V_{R_n} = \frac{R}{2} \cdot i_{C_n} = \frac{150}{2} \cdot 2,924 \cdot 10^{-3} \rightarrow \boxed{V_{R_3} = 219 \text{ mV}}$$

$$V_{R_n} \text{ dB} = 20 \cdot \log\left(\frac{V_{R_n}}{1 \text{ m}}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{0,219}{1 \text{ m}}\right) \rightarrow \boxed{V_{R_3} \text{ dB} = 106,821 \text{ dB / mV}}$$

- d) Atenuação oferecida pelo filtro:

$$\Delta V_n \text{ dB} = V_{R_n} \text{ dB} - V_{r_{dB}} = 106,821 - 54 \rightarrow \boxed{\Delta V_n \text{ dB} = 52,821 \text{ dB / mV}}$$

#### 9.7.4 ESCOLHA DOS CAPACITORES $C_Y$ DE MODO COMUM

Em geral, adota-se o valor de 4,7nF para  $C_Y$ , a fim de limitar as correntes de fuga para o chassis (terra) e para proteger os usuários.

**Capacitor adotado:**  $C_Y$  = capacitor supressor Y de 4,7nF / 3000V<sub>ac</sub>.

#### 9.7.5 ESCOLHA DO INDUTOR $L_1$ PARA FILTRAR CORRENTES DE MODO COMUM.

- a) Reatância oferecida pelo capacitor  $C_Y$  para  $f_3$  ( $n = 3$ ):

$$X_{C_Y} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot n \cdot f_s \cdot 2 \cdot C_Y} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 3 \cdot 140 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 4,7 \cdot 10^{-9}} \rightarrow \boxed{X_{C_Y} = 40,317 \Omega}$$

- b) Determinação das tensões e corrente referenciadas no circuito equivalente (Fig. 7-12):

Os cálculos das tensões e correntes são realizados de forma a obter-se uma tensão máxima sobre os resistores da rede artificiais de 54dB/μV ( $V_o \text{ dB} = 54 \text{ dB / mV}$ ).

$$V_o = 1 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{\frac{V_o \text{ dB}}{20}} = 1 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{\frac{54}{20}} \rightarrow \boxed{V_o = 501,2 \text{ mV}}$$

$$i_o = \frac{2 \cdot V_o}{R} = \frac{2 \cdot 501,2 \cdot 10^{-6}}{150} \rightarrow \boxed{i_o = 6,682 \text{ mA}}$$

$$V_{ob} = X_{C_Y} \cdot i_{C_3} = 40,317 \cdot 2,924 \cdot 10^{-3} \rightarrow \boxed{V_{ob} = 118 \text{ mV}}$$

- c) Determinação da indutância de filtragem da corrente de modo comum:

$$L_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot n \cdot f_s} \cdot \frac{V_{ob}}{i_o} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 3 \cdot 140 \cdot 10^3} \cdot \frac{0,118}{6,682 \cdot 10^{-6}} \rightarrow \boxed{L_o = 6,685 \text{ mH}}$$

A indutância de cada enrolamento será a metade de  $L_o$ :

$$L_1 = \frac{L_o}{2} = \frac{6,685 \cdot 10^{-3}}{2} \rightarrow \boxed{L_1 = 3,343 \text{ mH}}$$

### 9.7.6 ESCOLHA DO CAPACITOR C<sub>x</sub>.

Seja  $i_{C_x}$  a corrente com frequência da rede de alimentação, e que circula em C<sub>x</sub>. O valor de  $i_{C_x}$  é limitado a 1% da corrente da fonte  $i_{in}$ .

$$i_{in} = \frac{P_{in}}{V_{in_{nom}}} = \frac{686}{220} \quad \rightarrow \quad \boxed{i_{in} = 3,118A}$$

$$i_{C_x} = 1\% \cdot i_{in} = 0,01 \cdot 3,118 \quad \rightarrow \quad \boxed{i_{C_x} = 31mA}$$

$$C_x = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_r} \cdot \frac{i_{C_x}}{V_{in_{nom}}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 60} \cdot \frac{31 \cdot 10^{-3}}{220} \quad \rightarrow \quad \boxed{C_x = 373,8nF}$$

**Capacitor adotado:** C<sub>x</sub> = capacitor supressor X2 de 330nF / 1200V.

### 9.7.7 ESCOLHA DOS INDUTORES L<sub>2</sub> E L<sub>3</sub> DE MODO DIFERENCIAL.

A queda de tensão  $\Delta V_L$  provocada pelos indutores L<sub>2</sub> e L<sub>3</sub> associados em série, deve ser menor ou igual a 1% da tensão de alimentação.

$$\Delta V_L = 1\% \cdot V_{in_{nom}} = 0,01 \cdot 220 \quad \rightarrow \quad \boxed{\Delta V_L = 2,2V}$$

$$L_2 + L_3 = \frac{\Delta V_L}{2 \cdot p \cdot f_s \cdot i_{in}} = \frac{2,2}{2 \cdot 3,14 \cdot 140 \cdot 10^3 \cdot 2,727} \quad \rightarrow \quad \boxed{L_2 + L_3 = 2,14mH}$$

Sendo as indutâncias de L<sub>2</sub> e L<sub>3</sub> iguais, tem-se:

$$L_2 = L_3 = \frac{(L_2 + L_3)}{2} = \frac{2,14 \cdot 10^{-3}}{2} \quad \rightarrow \quad \boxed{L_2 = L_3 = 1,07mH}$$

### 9.7.8 VALORES UTILIZADOS NO CIRCUITO IMPLEMENTADO NA PRÁTICA

Conforme comentado no Capítulo VII os valores teóricos obtidos acima servem apenas como um ponto de partida para o projeto do filtro de EMI. Os valores finais para este filtro são obtidos por experimentação. O filtro utilizado na prática é representado na Fig. 9-24.

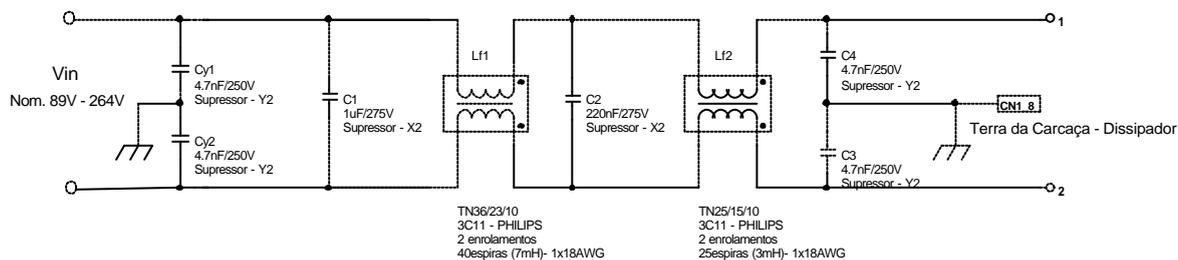


Fig. 9-24 – Filtro de EMI implementado.

Como filtro para correntes de modo diferencial foi utilizado o próprio indutor *Boost*.

## 9.8 PROJETO DAS FONTES AUXILIARES DA UR1

Nesta seção será realizado o dimensionamento dos componentes dos circuitos das fontes auxiliares da UR1.

### 9.8.1 PROJETO DA FONTE AUXILIAR 1 DA UR1

#### Metodologia de projeto:

a) Especificações:

#### Especificações de entrada:

- Tensão nominal :  $V_{in_{nom}} = 400V$  ;
- Tensão máxima:  $V_{in_{max}} = 404V$  ;
- Tensão mínima:  $V_{in_{min}} = 127V$  .

#### Especificações de saída:

- Tensão e corrente na saída 1:  $V_{o_1} = 20V$  e  $I_{o_1} = 200mA$  ;
- Tensão e corrente na saída 2:  $V_{o_2} = 15V$  e  $I_{o_2} = 200mA$  ;
- Tensão e corrente na saída 3:  $V_{o_3} = -15V$  e  $I_{o_3} = 100mA$  ;
- Tensão e corrente na saída 4:  $V_{o_4} = 5V$  e  $I_{o_4} = 100mA$  ;
- Ondulação de tensão na saída:  $\Delta V_o = 250mV$  .

#### Especificações gerais:

- Rendimento:  $h = 0,75$  ;
- Freqüência de comutação:  $f_s = 50kHz$  ;
- Razão cíclica máxima:  $D_{max} = 0,45$  ;
- Razão cíclica mínima:  $D_{min} = 0,20$  ;
- Temperatura ambiente:  $T_{amb} = 60^\circ C$  .

b) Cálculos preliminares:

#### Potência de saída:

$$P_{O(i)} = V_{O(i)} \cdot I_{O(i)}$$

→

$P_{O_1} = 4W$ $P_{O_2} = 3W$ $P_{O_3} = 1,5W$ $P_{O_4} = 0,5W$
--

A potência de saída total é dada pelo somatório das potências individuais de cada saída.

$$P_{O_{total}} = P_{O_1} + P_{O_2} + P_{O_3} + P_{O_4}$$

→

$P_{O_{total}} = 9W$
----------------------

#### Potência de entrada:

$$P_{in} = \frac{P_{O_{total}}}{h}$$

→

$P_{in} = 12W$
----------------

c) Projeto do conversor *Flyback*:

Dimensionamento do transformador (TR<sub>4</sub>):

**Parâmetros de cálculo:**

- Densidade de corrente máxima:  $J_{\max} = 400 [A/cm^2]$ ;
- Densidade de fluxo magnético máxima:  $B_{\max} = 0,2 [T]$ ;
- Fator de utilização da janela do núcleo:  $k_w = 0,4$ ;
- Fator de utilização do primário:  $k_p = 0,45$ ;
- Permeabilidade do ar:  $m_o = 4 \cdot \mu \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$ .

**Determinação do produtos de áreas AeAw e escolha do núcleo:**

$$AeAw = \frac{1,1 \cdot P_{in}}{k_p \cdot k_w \cdot J_{\max} \cdot f_s \cdot B_{\max}} \cdot 10^4 \quad \rightarrow \quad \boxed{AeAw = 0,183cm^4}$$

**Núcleo escolhido:** E25/13/07 – 3C90 – PHILIPS

$$(Ae = 0,52cm^2; Aw = 0,56cm^2; AeAw = 0,291cm^4).$$

**Dimensionamento do entreferro:**

$$d = \frac{2 \cdot m_o \cdot P_{o_{total}}}{h \cdot B_{\max}^2 \cdot Ae \cdot f_s} \cdot 10^7 \quad \rightarrow \quad \boxed{d = 0,29mm}$$

**Corrente de pico no primário:**

$$I_p = \frac{2 \cdot P_{o_{total}}}{h \cdot Vin_{\min} \cdot D_{\max}} \quad \rightarrow \quad \boxed{I_p = 420mA}$$

**Corrente eficaz no primário:**

$$I_{p_{ef_{\max}}} = I_p \cdot \sqrt{\frac{D_{\max}}{3}} \quad \rightarrow \quad \boxed{I_{p_{ef_{\max}}} = 180mA}$$

**Indutância do primário:**

$$L_p = \frac{Vin_{\min} \cdot D_{\max}}{I_p \cdot f_s} \quad \rightarrow \quad \boxed{L_p = 2,72mH}$$

**Número de espiras do primário:**

$$N_p = \frac{B_{\max} \cdot d}{m_o \cdot I_p} \quad \rightarrow \quad \boxed{N_p = 110espiras}$$

**Número de espiras dos secundários:**

Para cálculo do número de espiras dos secundários, será considerada uma queda de tensão de 1V nos diodos de saída ( $V_d = 1V$ ).

$$N_{s(i)} = N_p \cdot \frac{Vo_{(i)} + V_d}{Vin_{\min}} \cdot \frac{1 - D_{\max}}{D_{\max}} \quad \rightarrow \quad \begin{array}{l} \boxed{N_{s1} = 22espiras} \\ \boxed{N_{s2} = 16espiras} \\ \boxed{N_{s3} = 16espiras} \end{array}$$

Na saída de 5V (saída 4) será usado um regulador de tensão (7805), e será considerada uma queda de tensão de 3V ( $V_{reg}=3V$ ) entre os terminais de entrada e saída do regulador.

$$N_{s4} = N_p \cdot \frac{V_{o4} + V_d + V_{reg}}{V_{in_{min}}} \cdot \frac{1 - D_{max}}{D_{max}} \rightarrow \boxed{N_{s4} = 12 \text{ espiras}}$$

**Determinação do tempo de desmagnetização  $T_o$ :**

Corrente de pico na saída 1:

$$I_{s1} = \frac{N_p}{N_{s1}} \cdot I_p \rightarrow \boxed{I_{s1} = 2,1A}$$

Tempo de desmagnetização  $T_o$ :

$$T_o = \frac{2 \cdot I_{o1}}{I_{s1} \cdot f_s} \rightarrow \boxed{T_o = 3,81ms}$$

**Correntes de pico nos enrolamento secundários:**

$$I_{s(i)} = \frac{2 \cdot I_{o(i)}}{T_o \cdot f_s} \rightarrow \begin{array}{l} \boxed{I_{s1} = I_{s2} = 2,10A} \\ \boxed{I_{s3} = I_{s4} = 1,05A} \end{array}$$

**Corrente eficaz nos enrolamentos secundários:**

$$I_{s(i)_{ef_{max}}} = I_{s(i)} \cdot \sqrt{\frac{1 - D_{max}}{3}} \rightarrow \begin{array}{l} \boxed{I_{s1_{ef_{max}}} = I_{s2_{ef_{max}}} = 900mA} \\ \boxed{I_{s3_{ef_{max}}} = I_{s4_{ef_{max}}} = 450mA} \end{array}$$

**Indutância dos secundários:**

$$L_{s(i)} = \left( \frac{N_{s(i)}}{N_p} \right)^2 \cdot L_p \rightarrow \begin{array}{l} \boxed{L_{s1} = 108,9mH} \\ \boxed{L_{s2} = L_{s3} = 57,6mH} \\ \boxed{L_{s4} = 32,4mH} \end{array}$$

**Seção dos condutores:**

Enrolamento primário:

$$S_p = \frac{I_{p_{ef_{max}}}}{J_{max}} \rightarrow \boxed{S_p = 0,00045 \text{ cm}^2}$$

Enrolamentos secundários:

$$S_{s(i)} = \frac{I_{s(i)_{ef_{max}}}}{J_{max}} \rightarrow \begin{array}{l} \boxed{S_{s1} = S_{s2} = 0,002248 \text{ cm}^2} \\ \boxed{S_{s3} = S_{s4} = 0,001124 \text{ cm}^2} \end{array}$$

**Efeito pelicular sobre os enrolamentos (profundidade de penetração a 100°C):**

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \rightarrow \boxed{\Delta = 0,0335 \text{ cm}}$$

Considerando a profundidade de penetração calculada, tem-se que o máximo diâmetro de condutor necessário é dado por:

$$Diâmetro_{max} = 2 \cdot \Delta \rightarrow \boxed{Diâmetro_{max} = 0,067 \text{ cm}}$$

Os condutores elementares são escolhidos de forma que seu diâmetro seja menor ou igual ao máximo diâmetro calculado, logo este deve ter diâmetro menor que o fio 22AWG.

**Condutores adotados:**

Primário: 1 x 32AWG;      Secundário 1: 1 x 23AWG;      Secundário 3: 1 x 26AWG;  
 Secundário 2: 1 x 23AWG;      Secundário 4: 1 x 26AWG;

Dimensionamento do interruptor (Q<sub>17</sub>):**Tensão máxima:**

$$V_{S_{\max}} = Vin_{\max} \cdot \frac{1}{1 - D_{\max}} \rightarrow \boxed{V_{S_{\max}} = 734,54V}$$

**Corrente eficaz:**

$$I_{S_{\text{ef}}} = \frac{Vin_{\max}}{f_s \cdot L_p} \cdot \sqrt{\frac{D_{\max}^3}{3}} \rightarrow \boxed{I_{S_{\text{ef}}} = 517,4mA}$$

**Interruptor adotado:** IRFBF30

- $V_{DS_{\max}} = 900V$  ;
- $R_{DS(on)} = 5\Omega @100^\circ C$ ;
- $tr = 120ns$  ;
- $I_D = 2,3A @100^\circ C$ ;
- $R_{thjc} = 1^\circ C / W$  ;
- $tf = 140ns$  .

**Determinação das perdas:**

Perdas por condução:

$$P_{S_{\text{condução}}} = R_{DS(on)} \cdot I_{S_{\text{ef}}}^2 \rightarrow \boxed{P_{S_{\text{condução}}} = 1,338W}$$

Perdas por comutação:

Para cálculo das perdas por comutação no interruptor, será considerada a corrente de comutação igual à corrente de pico no primário:  $I_{com_{med}} = I_p$ .

$$P_{S_{\text{comutação}}} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{com_{med}} \cdot V_{S_{\max}} \rightarrow \boxed{P_{S_{\text{comutação}}} = 2,0W}$$

Perdas totais:

$$P_{S_{\text{totais}}} = P_{S_{\text{condução}}} + P_{S_{\text{comutação}}} \rightarrow \boxed{P_{S_{\text{totais}}} = 3,338W}$$

**Determinação da Rthda:**

- Temperatura ambiente  $\rightarrow T_{amb} = 60^\circ C$  ;
- Temperatura máxima de junção  $\rightarrow T_{j_{\max}} = 110^\circ C$  ;
- Resistência térmica cápsula-dissipador.  $\rightarrow R_{thcd} = 0,2^\circ C / W$  .

$$R_{thda_{\text{Flyback}}} = \frac{T_{j_{\max}} - T_{amb}}{P_{S_{\text{totais}}}} - R_{thjc} - R_{thcd} \rightarrow \boxed{R_{thda_{\text{Flyback}}} = 13,779^\circ C / W}$$

Dimensionamento dos capacitores de saída (C<sub>85</sub>, C<sub>87a</sub>, C<sub>87b</sub> e C<sub>88</sub>):**Determinação das capacitâncias:**

$$C_{O(i)} = \frac{I_{O(i)} \cdot D_{\max}}{f_s \cdot \Delta V_o} \rightarrow \boxed{\begin{array}{l} C_{O1} = C_{O2} = 7,2mF \\ C_{O3} = C_{O4} = 3,6mF \end{array}}$$

**Determinação da resistência série equivalente (RSE) dos capacitores de saída:**

$$RSE_{C_{d(i)}} = \frac{\Delta V_o}{I_{S(i)}} \rightarrow \boxed{\begin{array}{l} RSE_{C_{O1}} = RSE_{C_{O2}} = 119m\Omega \\ RSE_{C_{O3}} = RSE_{C_{O4}} = 238m\Omega \end{array}}$$

**Capacitores adotados:** C<sub>85</sub> = C<sub>87a</sub> = C<sub>87b</sub> = C<sub>88</sub> = 470µF/25V / RSE=210mΩ (EPCOS-B41826).

Dimensionamento dos diodos de saída (D<sub>37</sub>, D<sub>37a</sub>, D<sub>37b</sub> e D<sub>39</sub>):

**Corrente de pico:**

$$IDo_{(i)pk} = Is_{(i)} \quad \rightarrow \quad \begin{array}{l} IDo_{1pk} = IDo_{2pk} = 2,078A \\ IDo_{3pk} = IDo_{4pk} = 1,039A \end{array}$$

**Corrente eficaz:**

$$IDo_{(i)ef} = Is_{(i)} \cdot \sqrt{\frac{T_o \cdot f_s}{3}} \quad \rightarrow \quad \begin{array}{l} IDo_{1ef} = IDo_{2ef} = 526mA \\ IDo_{3ef} = IDo_{4ef} = 263mA \end{array}$$

**Corrente média:**

$$IDo_{(i)med} = Io_{(i)} \quad \rightarrow \quad \begin{array}{l} IDo_{1med} = IDo_{2med} = 200mA \\ IDo_{3med} = IDo_{4med} = 100mA \end{array}$$

**Tensão reversa:**

$$VDo_{(i)pk} = Vo_{(i)} + Vin_{max} \cdot \frac{N_{s(i)}}{N_p} \quad \rightarrow \quad \begin{array}{l} VDo_{1pk} = 100,8V \\ VDo_{2pk} = 73,8V \\ VDo_{3pk} = 73,8V \\ VDo_{4pk} = 49,10V \end{array}$$

A escolha dos diodos de saída deve levar em conta que estes operam em alta frequência, logo se torna necessário o uso de diodos do tipo *ultrafast*.

**Diodo escolhido:** D<sub>37</sub>=D<sub>37a</sub>=D<sub>37b</sub>=D<sub>39</sub>= MUR120.

d) Dimensionamento do circuito *snubber* (R<sub>98</sub>, C<sub>77</sub> e D<sub>36</sub>):

Capacitor *snubber* (C<sub>77</sub>):

$$C_{77} = \frac{D_{max} \cdot Ip}{f_s \cdot 1,05 \cdot V_{s_{max}}} \quad \rightarrow \quad \boxed{C_{77} = 4,7nF}$$

Resistor *snubber* (R<sub>98</sub>):

$$R_{98} = \frac{100 \cdot D_{min}}{3 \cdot f_s \cdot C_{77}} \quad \rightarrow \quad \boxed{R_{98} = 27k\Omega}$$

e) Dimensionamento dos Componentes externos ao CI 3844:

Sensor de corrente (R<sub>106</sub>):

**Dimensionamento do resistor shunt (R<sub>106</sub>):**

$$R_{106} = \frac{1}{Ip} \quad \rightarrow \quad \boxed{R_{106} = 2,38\Omega}$$

**Potência no resistor shunt:**

$$P_{R106} = R_{106} \cdot Ip_{ef_{max}}^2 \quad \rightarrow \quad \boxed{P_{R106} = 0,217W}$$

**Resistor adotado:** R<sub>106</sub> = 2,2Ω / 1W.

Oscilador ( $R_{103}$  e  $C_{83}$ ):

**Capacitor adotado:**  $C_{83} = 3,3nF$ .

$$R_{103} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1,72}{f_s \cdot C_{83}} \quad \rightarrow \quad \boxed{R_{103} = 5,2k\Omega}$$

**Resistor adotado:**  $R_{103} = 5,6k\Omega / 1/8W$ .

f) Dimensionamento do compensador:

- tensão de entrada nominal  $\rightarrow V_{in_{nom}} = 400V$  ;
- capacitância de saída  $\rightarrow C_o = 470\mu F$  ;
- resistência serie equivalente do capacitor de saída  $\rightarrow RSE = 210m\Omega$  ;
- indutância do enrolamento primário  $\rightarrow L_p = 2,72mH$  ;
- resistência de carga de saída  $\rightarrow R_o = \frac{V_o}{I_o} = 100\Omega$  ;
- frequência de comutação  $\rightarrow f_s = 50kHz$  :

Os parâmetros utilizados correspondem à saída de maior potência.

**Localização dos pólos e zeros do conversor:**

Frequência do zero:

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot p \cdot C_o \cdot RSE} \quad \rightarrow \quad \boxed{f_z = 1,61kHz}$$

Frequência do pólo:

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot p \cdot C_o \cdot R_o} \quad \rightarrow \quad \boxed{f_p = 3,38Hz}$$

**Localização do pólo do compensador:**

$$f_{p\_comp} = f_z \quad \rightarrow \quad \boxed{f_{p\_comp} = 1,61kHz}$$

**Localização da frequência de cruzamento do sistema:**

$$f_{c\_sistema} = \frac{f_s}{5} \quad \rightarrow \quad \boxed{f_{c\_sistema} = 10kHz}$$

**Determinação do ganho estático do controlador:**

$$K_{R_{flyback}} = \left| \frac{1}{G_{flyback}(f_c) \cdot \frac{1}{\frac{f_{c\_sistema}}{f_{p\_comp}} \cdot j + 1}} \right| \quad \rightarrow \quad \boxed{K_{R_{flyback}} = 27,23}$$

Dimensionamento dos componentes que compõem o compensador de tensão:

**Dimensionamento de  $C_{80}$  e  $R_{101}$ :**

**Capacitor adotado:**  $C_{80} = 220\text{pF}$ .

$$R_{101} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_z \cdot C_{80}} \quad \rightarrow \quad \boxed{R_{101} = 449,33\text{k}\Omega}$$

**Resistor adotado:**  $R_{101} = 470\text{k}\Omega$ .

**Dimensionamento de  $R_{100}$  e  $R_{99}$ :**

Sendo  $V_{ref} = 2,5\text{V}$  e  $V_{O1} = 20\text{V}$ , calcula-se  $R_{100}$ :

$$R_{100} = R_{101} \cdot \frac{1 + \frac{V_{ref}}{V_{O1} - V_{ref}}}{K_{R_{flyback}}} \quad \rightarrow \quad \boxed{R_{100} = 19,72\text{k}\Omega}$$

**Dimensionamento de  $R_{99}$ :**

$$R_{99} = \frac{R_{100} \cdot R_{101}}{K_{C_{flyback}} \cdot R_{100} - R_{101}} \quad \rightarrow \quad \boxed{R_{99} = 138,1\text{k}\Omega}$$

**Resistores adotados:**

- $R_{99} = 150\text{k}\Omega / 1/8\text{W}$ ;
- $R_{100} = 22\text{k}\Omega / 1/8\text{W}$ .

Diagrama de Bode:

A Fig. 9-25 apresenta o diagrama de Bode de módulo e fase do conversor *Flyback*  $G(f)$ , do controlador  $R(f)$  e do sistema em laço aberto  $FTLA(f)$ .

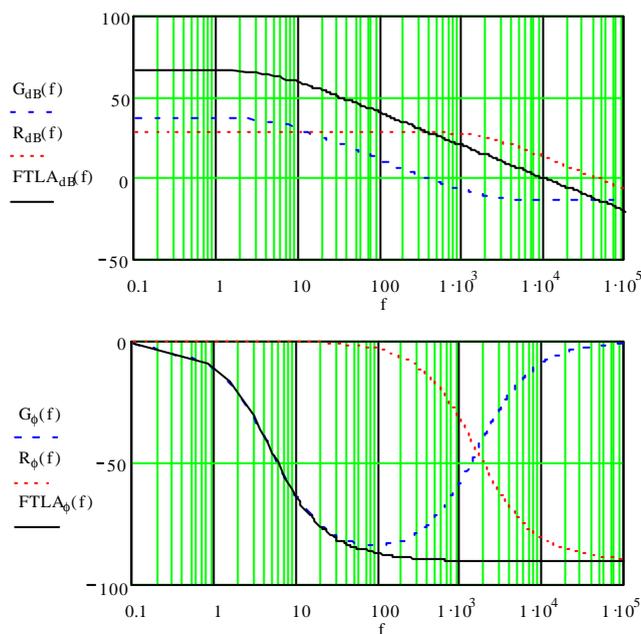


Fig. 9-25 - Diagrama de Bode de módulo e fase do conversor *Flyback*, do controlador e do sistema em laço aberto.

## 9.8.2 PROJETO DA FONTE AUXILIAR 2 DA UR1

### Metodologia de projeto:

a) Dimensionamento do regulador linear:

#### **Determinação da tensão do diodo zener:**

- tensão de saída do regulador linear  $\rightarrow V_{S_{reg-linear}} = 15V$  ;
- tensão base-emissor do transistor  $Q_{20} \rightarrow V_{BE} = 0,7V$  .

$$V_{Z_{10}} = V_{S_{reg-linear}} + V_{BE} \quad \rightarrow \quad \boxed{V_{Z_{10}} = 15,7V}$$

**Diodo zener adotado:** 15V / 1/2W.

#### **Dimensionamento do Resistor $R_{144}$ :**

- tensão mínima de saída da UR  $\rightarrow V_{O_{min}} = 45V$  ;
- tensão máximo de saída da UR  $\rightarrow V_{O_{max}} = 60V$  ;
- valor mínimo da corrente de polarização do diodo zener  $\rightarrow I_{Z_{10-min}} = 10mA$  .

Resistência de  $R_{144}$ :

$$R_{144} \leq \frac{V_{O_{min}} - V_{Z_{10}}}{I_{Z_{10-min}}} \quad \rightarrow \quad \boxed{R_{144} \leq 3,0k\Omega}$$

**Resistor adotado:**  $R_{144} = 2,7k\Omega$  / 1W.

Potência dissipada no resistor  $R_{144}$ :

$$P_{R_{144}} = \frac{(V_{O_{max}} - V_{Z_{10}})^2}{R_{144}} \quad \rightarrow \quad \boxed{P_{R_{144}} = 0,75W}$$

#### **Dimensionamento do Transistor $Q_{21}$ :**

Máxima tensão coletor-emissor:

$$V_{CE_{Q_{21}}} = V_{O_{max}} - V_{S_{reg-linear}} \quad \rightarrow \quad \boxed{V_{CE_{Q_{21}}} = 45V}$$

Corrente de coletor do transistor  $Q_{21}$ :

A corrente que circula pelo transistor  $Q_{21}$  é igual à corrente de alimentação do oscilador 555 ( $I_{oscilador} = 50mA$ ).

$$I_{C_{Q_{21}}} = I_{oscilador} \quad \rightarrow \quad \boxed{I_{C_{Q_{21}}} = 50mA}$$

Potência dissipada no transistor  $Q_{21}$ :

$$P_{Q_{21}} = (V_{O_{max}} - V_{S_{reg-linear}}) \cdot I_{oscilador} \quad \rightarrow \quad \boxed{P_{Q_{21}} = 2,25W}$$

**Transistor adotado:**  $Q_{21} = BD139$ .

b) Dimensionamento do conversor *Buck-Boost*:

- Máxima tensão de entrada do conversor *Buck-Boost* :  $V_{O_{max}} = 60V$  ;
- Mínima tensão de entrada do conversor *Buck-Boost* :  $V_{O_{min}} = 45V$  ;
- Tensão de saída:  $V_{xx} = 10V$  ;

- Corrente de saída:  $I_{O_4} = 100mA$ ;
- Ondulação da tensão de saída:  $\Delta V_o = 100mV$ ;
- Frequência de chaveamento:  $f_{s_{buck-boost}} = 40kHz$ ;
- Rendimento:  $\eta_{buck-boost} = 95\%$ .

Cálculos preliminares:

**Razão cíclica mínima:**

$$D_{\min} = \frac{V_{xx}}{V_{xx} + V_{O_{\max}}} \rightarrow \boxed{D_{\min} = 0,143}$$

**Razão cíclica máxima:**

$$D_{\max} = \frac{V_{xx}}{V_{xx} + V_{O_{\min}}} \rightarrow \boxed{D_{\max} = 0,18}$$

Para garantir a tensão de saída, mesmo com tensão de saída da UR mínima, será adotada a razão cíclica máxima.

**Potência de saída:**

$$P_o = V_{xx} \cdot I_{O_4} \rightarrow \boxed{P_o = 1W}$$

Determinação da indutância ( $L_{bb}$ ):

$$L_{bb} = \frac{V_{O_{\max}}^2 \cdot D_{\max}^2 \cdot \eta_{buck-boost}}{2 \cdot P_o \cdot f_{s_{buck-boost}}} \rightarrow \boxed{L_{bb} = 1,38mH}$$

Dimensionamento do interruptor ( $Q_{20}$ ):

**Tensão dreno-source máxima:**

$$V_{DS_{\max}} = V_{O_{\max}} \cdot \frac{1}{1 - D_{\max}} \rightarrow \boxed{V_{DS_{\max}} = 73,171V}$$

**Corrente de pico no interruptor:**

$$I_{Q_{20_{pk}}} = \frac{V_{O_{\max}} \cdot D_{\max}}{L_{bb} \cdot f_{s_{buck-boost}}} \rightarrow \boxed{I_{Q_{20_{pk}}} = 194,93mA}$$

**Corrente eficaz no interruptor:**

$$I_{Q_{20_{ef}}} = \frac{V_{O_{\max}}}{L_{bb} \cdot f_{s_{buck-boost}}} \cdot \sqrt{\frac{D_{\max}^3}{3}} \rightarrow \boxed{I_{Q_{20_{ef}}} = 47,75mA}$$

**Transistor adotado:**  $Q_{20} = IRF510$ .

Dimensionamento do diodo ( $D_{42}$ ):

**Corrente média no diodo:**

$$I_{D_{42_{med}}} = I_{O_4} \rightarrow \boxed{I_{D_{42_{med}}} = 100mA}$$

**Corrente eficaz no diodo:**

$$I_{D42_{ef}} = \sqrt{f_{S_{buck-boost}} \cdot \int_0^{1-D_{max}} \left( I_{Q20_{pk}} - \frac{V_{xx}}{L} \cdot t \right)^2 dt} \rightarrow \boxed{I_{D42_{ef}} = 116,14 mA}$$

**Diodo adotado:** D<sub>42</sub>= MUR120.

Dimensionamento do capacitor de saída:

$$C_o = \frac{I_{o4} \cdot D_{max}}{\Delta V_o \cdot f_{S_{buck-boost}}} \rightarrow \boxed{C_o = 4,5mF}$$

Como capacitor de saída do conversor *Buck-Boost* será utilizado o mesmo capacitor de saída da fonte auxiliar 1 (C<sub>87</sub>).

c) Dimensionamento do circuito de comando (oscilador 555):

**Determinação dos tempos em nível alto ( $t_{on}$ ) e em nível baixo ( $t_{off}$ ):**

$$t_{on} = \frac{D_{max}}{f_{S_{buck-boost}}} \rightarrow \boxed{t_{on} = 4,5ms}$$

$$t_{off} = \frac{1-D_{max}}{f_{S_{buck-boost}}} \rightarrow \boxed{t_{off} = 20,5ms}$$

**Dimensionamento do capacitor C<sub>122</sub> e dos resistores R<sub>140</sub> e R<sub>141</sub>:**

Adotando-se o capacitor C<sub>122</sub> = 1nF, calcula-se os resistores R<sub>140</sub> e R<sub>141</sub>:

$$R_{140} = \frac{t_{on}}{0,693 \cdot C_{122}} \rightarrow \boxed{R_{140} = 6,5k\Omega}$$

$$R_{141} = \frac{t_{off}}{0,693 \cdot C_{122}} \rightarrow \boxed{R_{141} = 29,6k\Omega}$$

**Resistores adotados:**

- R<sub>140</sub> = 5,6kΩ / 1/8W;
- R<sub>141</sub> = 33kΩ / 1/8W.

## 9.9 PROJETO DO DISSIPADOR

Neste projeto foi considerado um dissipador comum para todos os componentes de potência.

**Resistência térmica dissipador-ambiente total:**

$$\frac{1}{R_{thda_{total}}} = \frac{1}{R_{thda_{Dret}}} + \frac{1}{R_{thda_{Sb}}} + \frac{1}{R_{thda_{Db}}} + \frac{1}{R_{thda_{S_{FB}}}} + \frac{1}{R_{thda_{Do}}} + \frac{1}{R_{thda_{Flyback}}}$$

$$\frac{1}{R_{thda_{total}}} = \frac{1}{4,44} + \frac{1}{3,08} + \frac{1}{11,32} + \frac{1}{40,78} + \frac{1}{9,65} + \frac{1}{13,78} \rightarrow \boxed{R_{thda_{total}} = 1,19 \frac{^{\circ}C}{W}}$$

## **9.10 CONCLUSÃO**

Neste capítulo realizou-se o projeto de todos os circuitos que compõem a Unidade Retificadora, especificando os componentes necessários a montagem da mesma.

O projeto dos circuitos de supervisão e das fontes auxiliares da UR2 são similares aos projetos da UR1 apresentados neste capítulo.

Os esquemáticos completos das URs com os valores dos componentes são apresentados nos anexos A1 e B1.



## CAPÍTULO X

### RESULTADOS EXPERIMENTAIS

#### 10.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os principais resultados experimentais obtidos da Unidade Retificadora de  $-48\text{V}/10\text{A}$  implementada.

Foram projetadas e montadas duas Unidades Retificadoras.

O *layout* da primeira Unidade Retificadora, denominada UR1, foi projetado usando componentes convencionais do tipo PTH (*pin through hole*).

No *layout* da segunda Unidade Retificadora, denominada UR2, utilizou-se componentes convencionais PTH e componentes SMD (*surface mount device*). As Fig. 10-1 e Fig. 10-2 mostram as Unidades Retificadoras projetadas.

Os resultados experimentais obtidos das duas Unidades Retificadoras são similares, sendo assim serão apresentados apenas os resultados referentes a UR1.

O diagrama elétrico completo das URs são apresentados nos anexos A1 e B1.

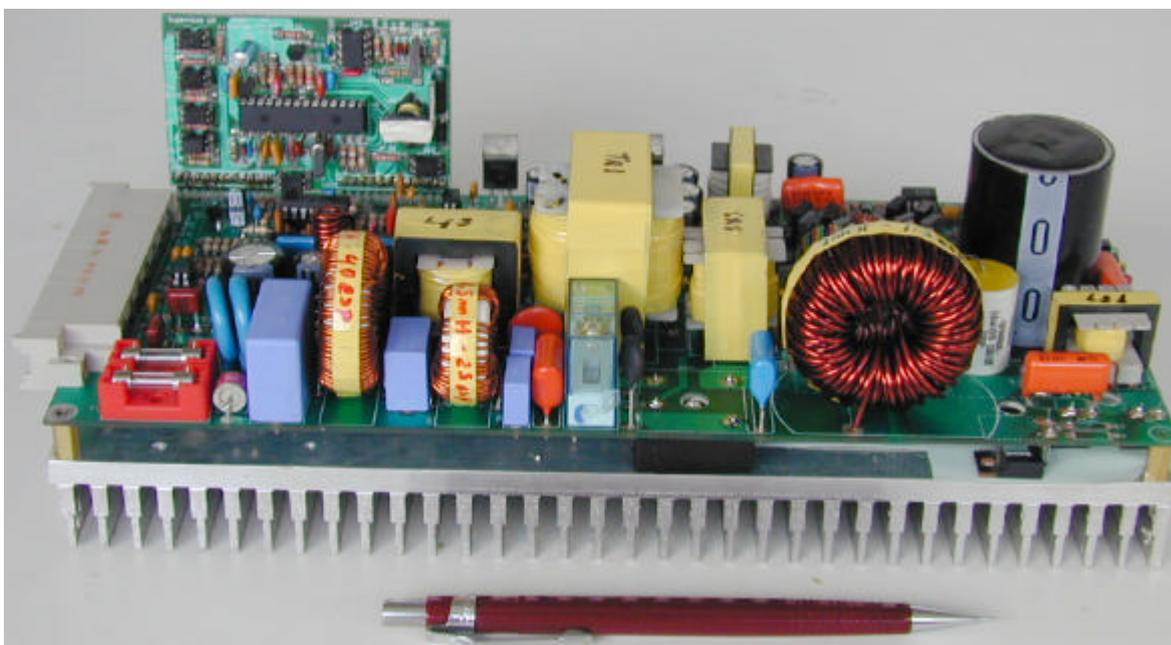


Fig. 10-1 – Unidade Retificadora 1 (UR1).

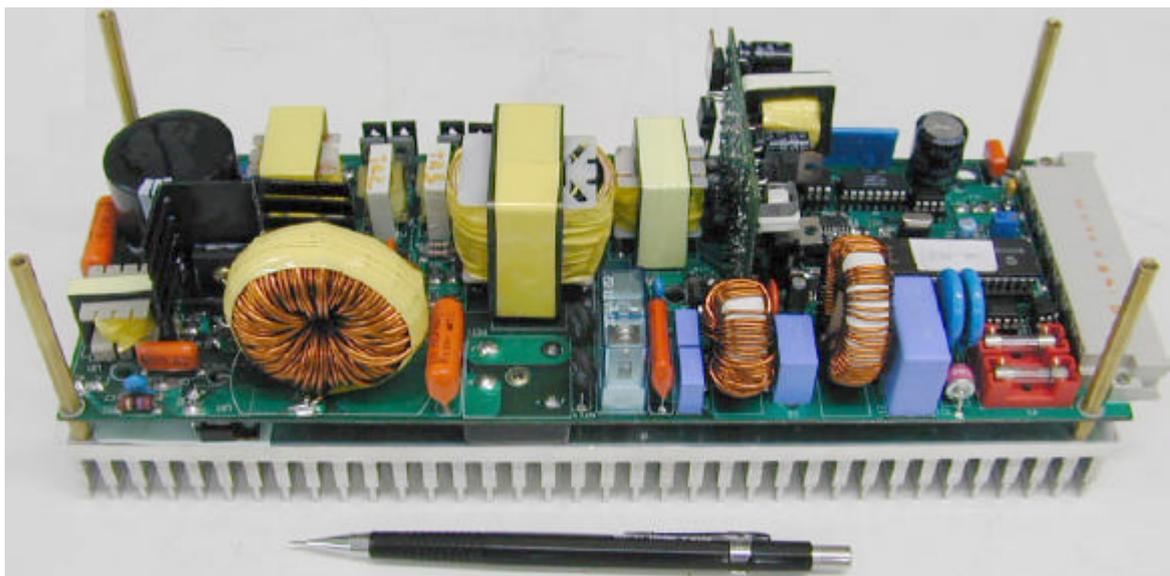


Fig. 10-2 - Unidade Retificadora 2 (UR2).

A seguir são apresentados os principais resultados experimentais obtidos nos ensaios realizados com a UR1.

## 10.2 CORRENTE DE PARTIDA

A Fig. 10-3 apresenta a corrente de partida da UR, mostrando a seqüência de acionamento da mesma. O ensaio foi realizado com tensão de entrada de 264V eficaz e corrente de saída nominal.

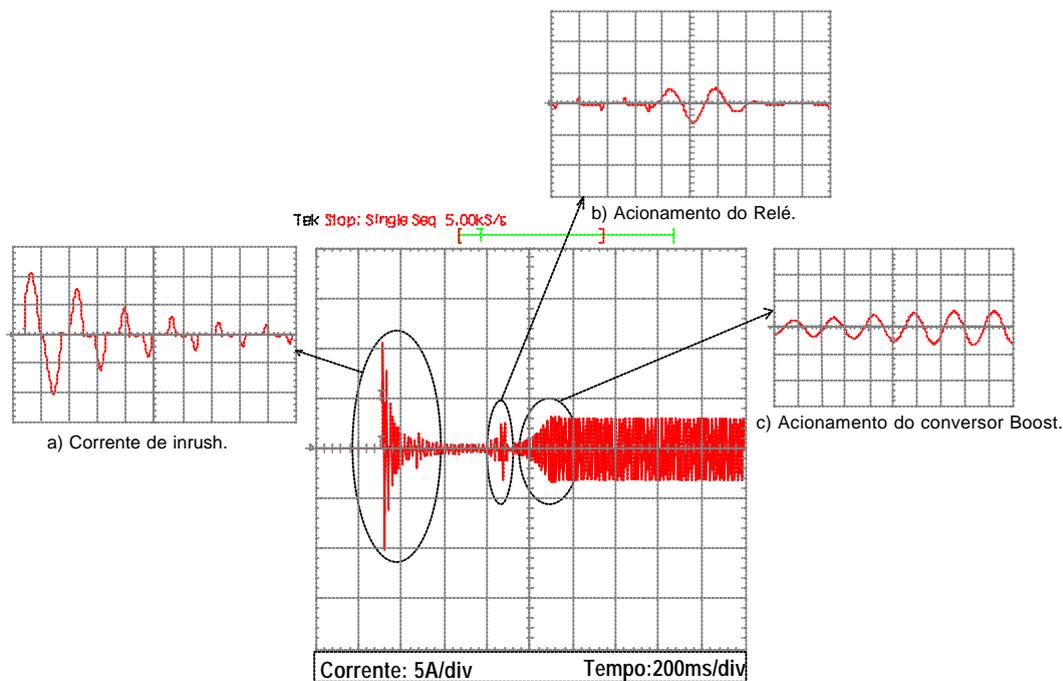


Fig. 10-3 – Corrente de partida da UR. a) Detalhe da corrente de *inrush*. b) Detalhe da corrente no acionamento do relé. c) Detalhe da corrente no acionamento do conversor *Boost*.

Verifica-se na Fig. 10-3 três etapas de operação. Na primeira etapa, quando a UR é ligada, o pico da corrente de partida para carregar o capacitor de entrada é limitado pelo resistor de *inrush*. Este pico de corrente é limitado em 12A. Após aproximadamente 600ms o relé é ligado, curto-circuitando o resistor de *inrush*, ocorrendo a segunda etapa de operação. Nesta etapa ocorre um pico de corrente que fornece a carga necessária ao completo carregamento do capacitor de barramento. A terceira etapa ocorre quando o conversor *Boost* é acionado, sendo que a corrente de entrada cresce até atingir o seu valor nominal. Ao término desta etapa tem-se a UR operando com corrente nominal e senoidal na entrada, proporcionado um elevado fator de potência.

### 10.3 INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA

Para que a UR atendesse aos níveis de interferência eletromagnética conduzida exigidos por norma (CISPR22A), foram realizados uma série de ensaios modificando o filtro de entrada. Os principais resultados destes ensaios que levaram ao enquadramento da UR na norma CISPR22A são apresentados a seguir. Os níveis de interferência eletromagnética mostrados são valores médios.

Em todos os ensaios utilizou-se o indutor *Boost* como filtro para as correntes de modo diferencial.

#### 10.3.1 INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA CONDUZIDA SEM FILTRO DE EMI.

A Fig. 10-4 apresenta o nível de interferência eletromagnética conduzida nos terminais de entrada da UR sem o filtro de entrada (filtro de EMI).

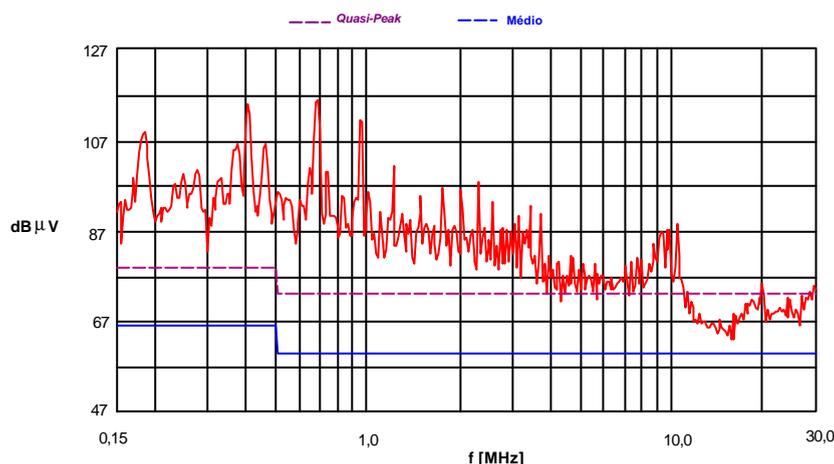


Fig. 10-4 – Interferência eletromagnética sem filtro de EMI (apenas com capacitores Y: C<sub>3</sub> e C<sub>4</sub>).

Verifica-se que o nível de interferência está bem acima dos níveis de *quasi-peak* e médio exigidos por norma. Desta forma torna-se necessário o uso de um filtro de EMI na entrada da UR.

Vale ressaltar que o resultado mostrado na Fig. 10-4 inclui o indutor *Boost* como filtro para as correntes de modo comum e os capacitores C<sub>Y</sub> (C<sub>3</sub> e C<sub>4</sub>).

### 10.3.2 INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA CONDUZIDA COM FILTRO DE EMI CALCULADO.

A Fig. 10-5 apresenta o resultado obtido com a inclusão do filtro de EMI calculado.

Verifica-se que os níveis de interferência foram bastante atenuados. Entretanto, ainda não atende ao limite de valor médio dado por norma.

Como pode ser visto na Fig. 10-5, a maior parte das harmônicas que ultrapassaram o limite de valor médio dado por norma estão concentradas na faixa de frequência de 150kHz a 1MHz. Para esta faixa de frequência as correntes de modo diferencial são as que mais contribuem para o aumento do nível de interferência eletromagnética [38].

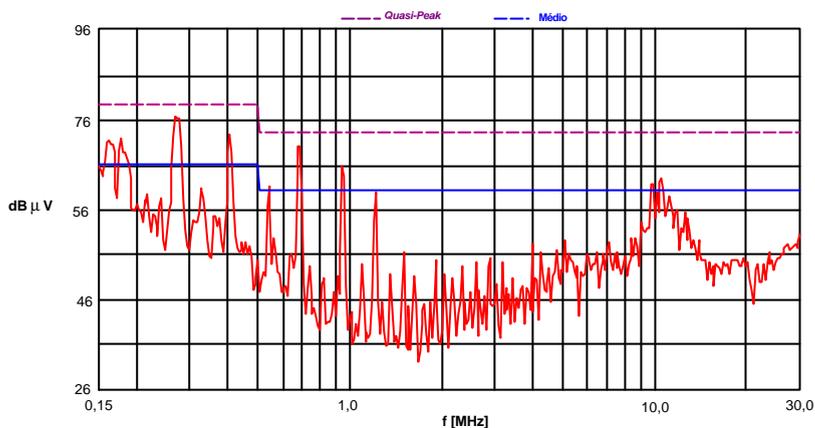


Fig. 10-5 – Interferência eletromagnética com filtro de EMI calculado  
(indutor de modo comum:  $L_{f1} + L_{f2} = 3\text{mH}$ ).

### 10.3.3 INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA CONDUZIDA COM FILTRO DE EMI AJUSTADO EXPERIMENTALMENTE

Geralmente para atenuar os níveis de interferência mostrados na Fig. 10-5 aumenta-se o indutor de modo diferencial. Porém, neste caso, por se estar usando como indutor diferencial o indutor *Boost*, optou-se por modificar o indutor de modo comum, que apresenta uma maior eficiência na atenuação de ruídos na faixa de frequência de 1MHz a 30MHz, mas também contribui na atenuação de ruídos em frequências abaixo de 1MHz.

A Fig. 10-6 apresenta o resultado obtido modificando o indutor de modo comum de 3mH para 9,15mH. Observa-se a redução do nível de interferência na faixa de frequência de 150kHz a 1MHz estando este abaixo do nível médio exigido por norma.

Verifica-se que ainda não se atende ao limite de valor médio para as altas frequências e que houve um aumento no nível de interferência na faixa de frequência de 20MHz a 30MHz. Isto se deve ao aumento da capacitância entre espiras do indutor de modo comum, pois para aumentar a indutância deste, teve-se que sobrepor espiras, o que provoca o aumento de capacitâncias parasitas.

Para reduzir a capacitância entre espiras deve-se evitar sobreposição de camadas no enrolamento do indutor de modo comum.

A redução da amplitude das harmônicas de tensão na faixa de frequência de 150kHz a 1MHz deve-se às não idealidades do indutor de modo comum, pois a diferença entre os dois enrolamentos que formam este indutor e a indutância de dispersão deste, atuam como uma indutância de modo diferencial.

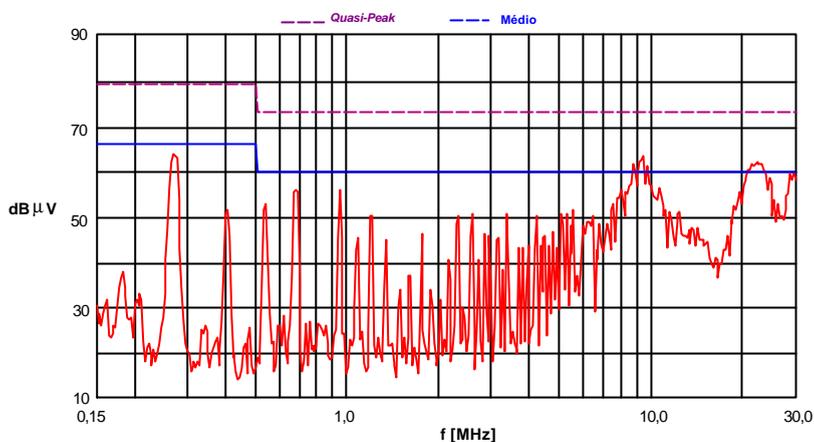


Fig. 10-6 – Interferência eletromagnética com filtro de EMI ajustado  
(indutor de modo comum:  $L_{f1} + L_{f2} = 9,15\text{mH}$ )

### 10.3.4 INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA CONDUZIDA COM FILTRO DE EMI AJUSTADO EXPERIMENTALMENTE E COM CAPACITORES $C_Y$ NA ENTRADA.

A Fig. 10-7 apresenta o resultado obtido com a inclusão de capacitores  $C_Y$  ( $C_{Y1}$  e  $C_{Y2}$ ) nos terminais de entrada da UR.

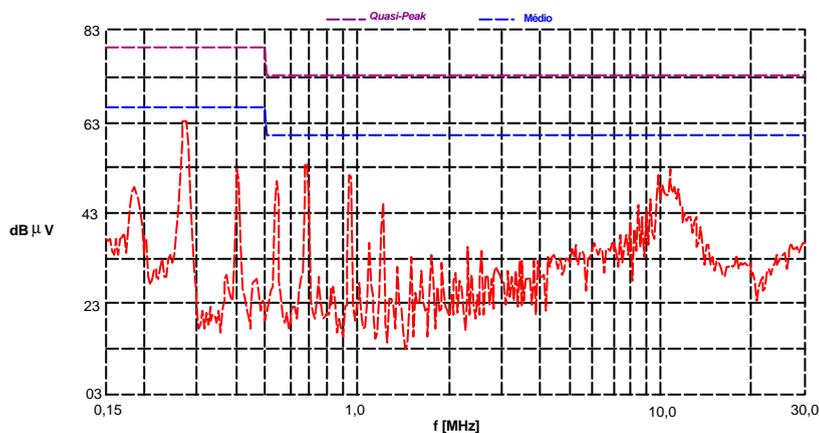


Fig. 10-7 - Interferência eletromagnética com filtro de EMI ajustado e com capacitores  $C_Y$  nos terminais de entrada da UR (indutor de modo comum :  $L_{f1} + L_{f2} = 9,15\text{mH}$ ).

Observa-se que a adição destes capacitores provoca uma redução do ruído na faixa de frequência de 20MHz a 30MHz, fazendo com que o nível de interferência eletromagnética conduzida atenda às especificações exigidas por norma.

## 10.4 PRÉ-REGULADOR COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA (BOOST)

A seguir serão apresentados os resultados experimentais obtidos dos ensaios realizados com o conversor do estágio de entrada (pré-regulador *Boost*).

Serão mostrados os resultados para os níveis extremos de tensão de entrada, verificando a tensão e corrente de entrada e a comutação do interruptor.

Para os casos de tensão de entrada nominal serão analisadas as formas de onda da tensão e corrente de entrada, verificando o atendimento aos níveis de THD e FP especificados por norma.

### 10.4.1 ENSAIO DO CONVERSOR BOOST COM TENSÃO DE ENTRADA DE 264V.

A Fig. 10-8a apresenta a forma de onda da tensão e corrente de entrada para uma tensão de entrada de 264V e corrente de entrada de 1,97A (potência nominal). Para obter o valor de 264V de entrada, foi aplicada a tensão entre duas fases o que provoca a deformação da tensão de entrada conforme visto na Fig. 10-8a. Apenas para fazer uma comparação é apresentada na Fig. 10-8b a forma de onda com tensão entre fase e neutro de 256V (tensão máxima na saída do Varivolt).

Verifica-se na Fig. 10-8 que a corrente de entrada é senoidal e em fase com a tensão de entrada, proporcionando um elevado fator de potência e baixa taxa de distorção harmônica.

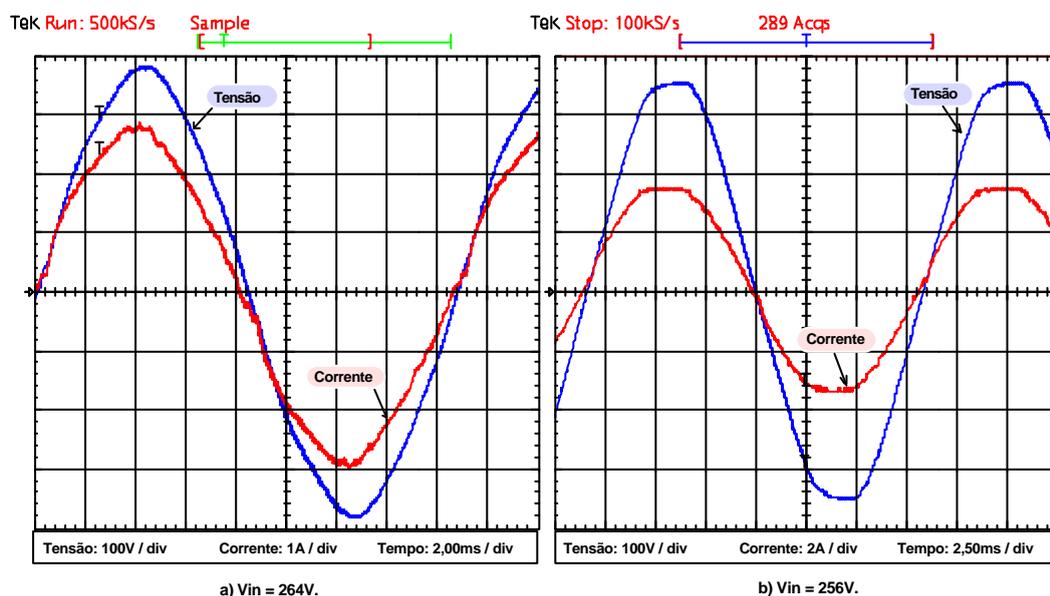


Fig. 10-8 – Tensão e corrente de entrada: a)  $V_{in} = 264V$  e  $I_{in} = 1,97A$ . b)  $V_{in} = 256V$  e  $I_{in} = 2,55A$ .

A Fig. 10-9 apresenta a comutação do interruptor *Boost*. Observa-se a atuação do circuito *snubber* limitando a derivada de corrente na entrada em condução do interruptor e, conseqüentemente, reduzindo as perdas por comutação.

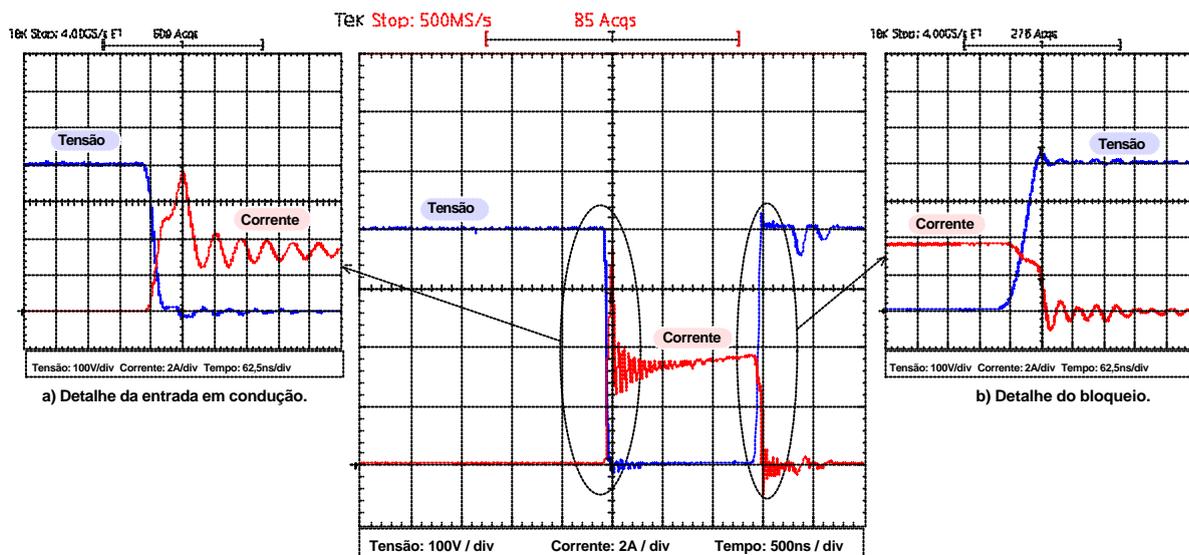


Fig. 10-9 – Comutação do interruptor *Boost* com tensão de entrada de 256V:

a) Detalhe da entrada em condução. b) Detalhe do bloqueio.

#### 10.4.2 ENSAIO DO CONVERSOR BOOST COM TENSÃO DE ENTRADA DE 220V E CORRENTE NOMINAL.

A Fig. 10-10 apresenta a forma de onda da tensão e corrente de entrada para tensão de entrada de 220V e corrente de 2,95A (tensão e corrente nominais).

Verifica-se que a corrente de entrada é senoidal e está em fase com a tensão de entrada, o que proporciona um elevado fator de potência e uma baixa taxa de distorção harmônica.

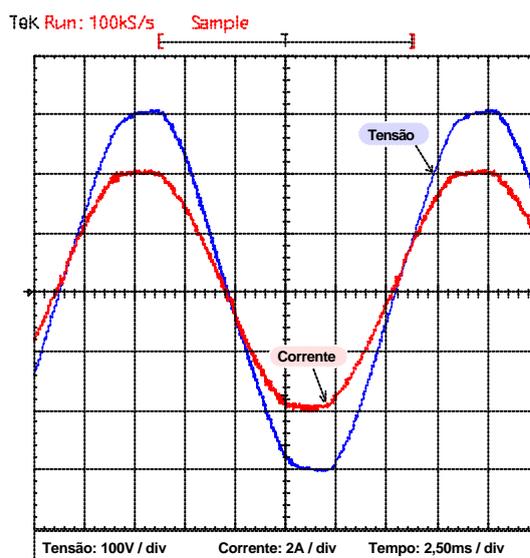


Fig. 10-10 - Tensão e corrente de entrada ( $V_{in} = 220V$  e  $I_{in} = 2,95A$ ).

Na Tabela 10-1 tem-se a análise da tensão e corrente de entrada realizada através do programa *WaveStar*. O fator de potência é de 0,998 e a taxa de distorção harmônica total da corrente de entrada é de 2,46%, atendendo às especificações exigidas por norma.

As Fig. 10-11 e Fig. 10-12 mostram a análise harmônica da tensão e corrente de entrada. As amplitudes individuais das harmônicas da corrente de entrada atendem às especificações dadas pela norma IEC 6100-3-2.

**Tabela 10-1** – Análise da tensão e corrente de entrada utilizando o programa *WaveStar*.

Tensão de entrada:	221V	THD da tensão:	2,31%	$\varphi$ :	-4,52°
Corrente de entrada:	2,31A	THD da corrente:	2,46%	Potência aparente:	632VA
Potência ativa:	631W	Fator de Potência	0,998	Potência reativa:	41,5VAR

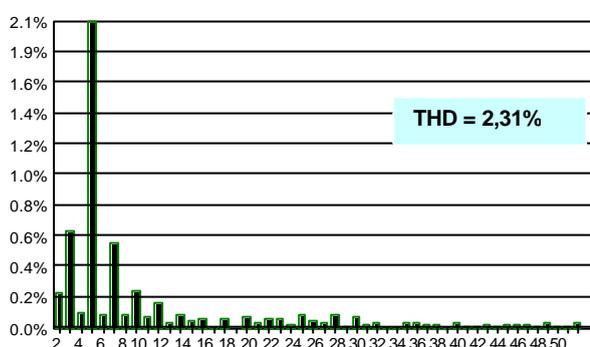


Fig. 10-11 - Harmônicas da tensão de entrada para lo nominal.

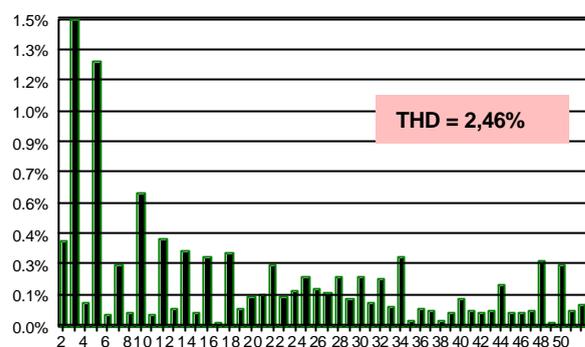
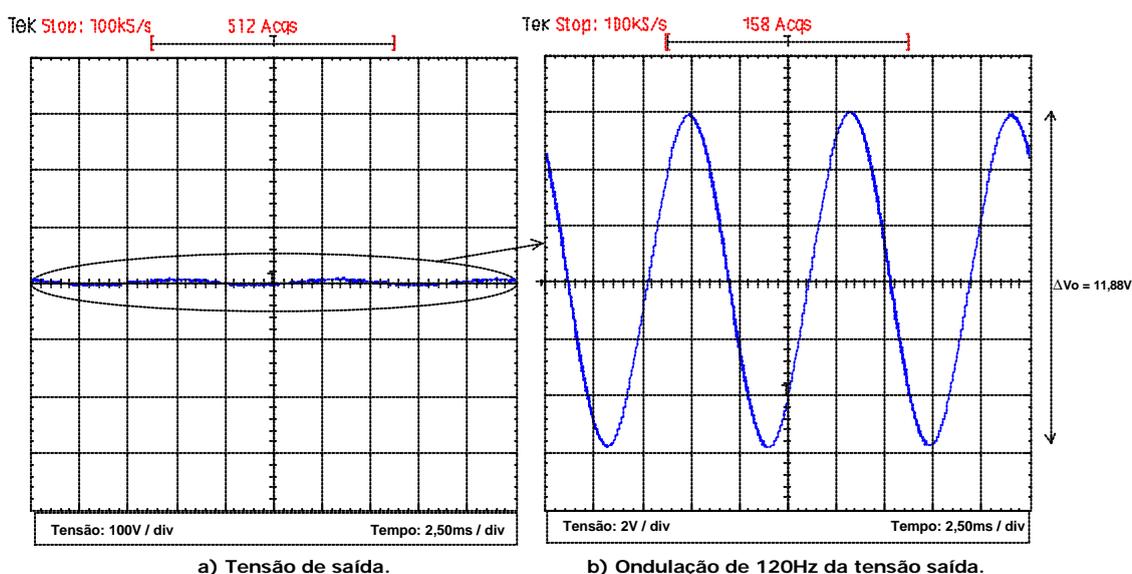


Fig. 10-12 - Harmônicas da corrente de entrada para lo nominal.

A Fig. 10-13 apresenta a aquisição realizada da tensão de saída. Obteve-se uma ondulação de 120Hz da tensão de saída com uma amplitude pico a pico de 11,88V. Este valor está um pouco acima do projetado, no entanto, não prejudica o funcionamento do circuito.



a) Tensão de saída.

b) Ondulação de 120Hz da tensão saída.

Fig. 10-13 – Tensão de saída do conversor Boost:

a) Tensão de saída ( $V_o = 400V$ ). b) Ondulação de 120Hz na tensão de saída ( $\Delta V_o = 11,88V$ ).

### 10.4.3 ENSAIO DO CONVERSOR BOOST COM TENSÃO DE ENTRADA DE 220V E 50% DA CORRENTE NOMINAL

Por norma também deve ser atendido um fator de potência maior que 0,97 para a condição de tensão nominal de 220V e com 50% da corrente nominal.

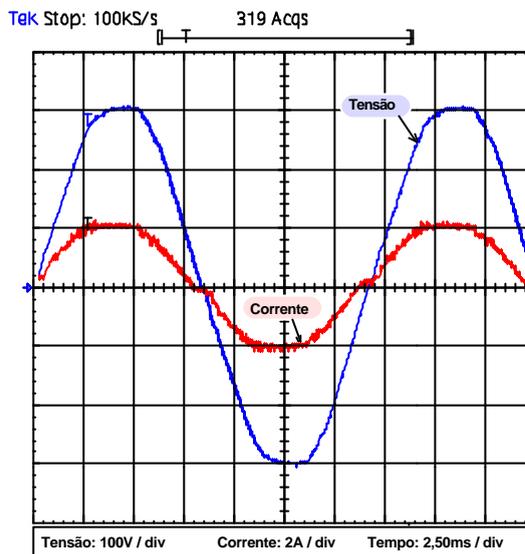


Fig. 10-14 - Tensão e corrente de entrada ( $V_{in} = 220V$  e  $I_{in} = 1,512A$ ).

A Fig. 10-14 apresenta a forma de onda da tensão e corrente de entrada, verifica-se para este caso uma pequena distorção da corrente de entrada próximo a passagem por zero.

A Tabela 10-2 mostra a análise da tensão e corrente de entrada realizada através do programa *WaveStar*. Observa-se que o fator de potência para este caso (0,992) é um pouco menor que no caso de carga nominal (0,998), porém ainda atende as especificações de norma.

Tabela 10-2 – Análise da tensão e corrente de entrada no *WaveStar*.

Tensão de entrada:	220V	THD da tensão:	2,87%	$\phi$ :	-7,35°
Corrente de entrada:	1,5A	THD da corrente:	5,89%	Potência aparente:	330VA
Potência ativa:	328W	Fator de Potência	0,992	Potência reativa:	41,6VAR

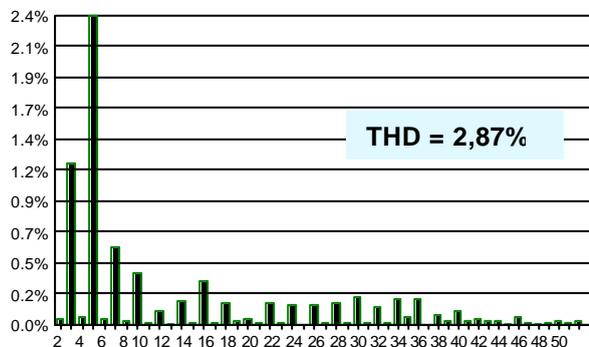


Fig. 10-15 – Harmônicas da tensão de entrada para 50% de  $I_o$  nominal.

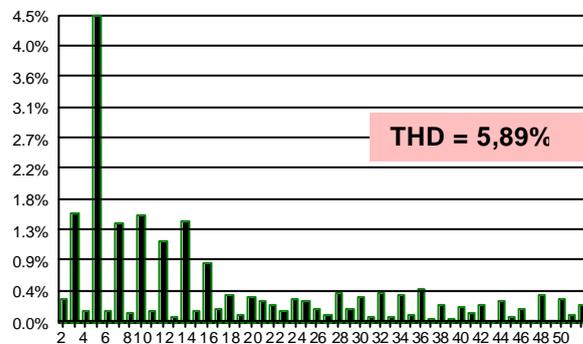


Fig. 10-16 - Harmônicas da corrente de entrada para 50% de  $I_o$  nominal.

Com relação a análise do espectro harmônico da tensão e corrente de entrada apresentada nas Fig. 10-15 e Fig. 10-16, observa-se que a amplitude das harmônicas de corrente atendem à norma IEC 61000-3-2.

#### 10.4.4 ENSAIO DO CONVERSOR BOOST COM TENSÃO DE ENTRADA DE 110V.

A Fig. 10-17 apresenta a forma de onda da tensão e corrente de entrada com tensão de entrada de 110V e corrente nominal.

A Tabela 10-3 mostra a análise da tensão e corrente de entrada realizada através do programa *WaveStar* e nas Fig. 10-18 e Fig. 10-19 são apresentadas a análise harmônica da tensão e corrente de entrada.

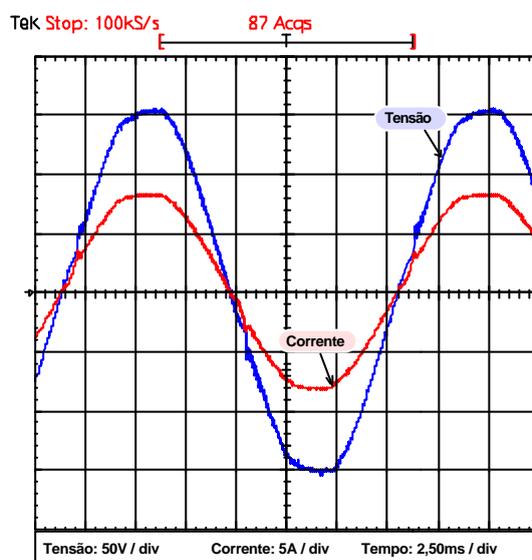


Fig. 10-17 - Tensão e corrente de entrada ( $V_{in} = 110V$  e  $I_{in} = 5,99A$ ).

Tabela 10-3 – Análise da tensão e corrente de entrada no WaveStar.

Tensão de entrada:	110V	THD da tensão:	2,5%	$\varphi$ :	-1,34°
Corrente de entrada:	5,93A	THD da corrente:	2,53%	Potência aparente:	654VA
Potência ativa:	653W	Fator de Potência	0,999	Potência reativa:	15,1VAR

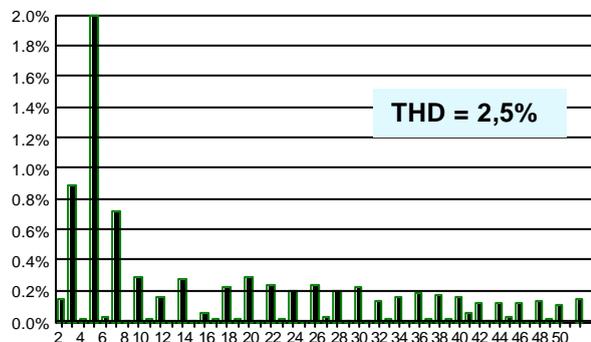


Fig. 10-18 - Harmônicas da tensão de entrada para  $I_o$  nominal.

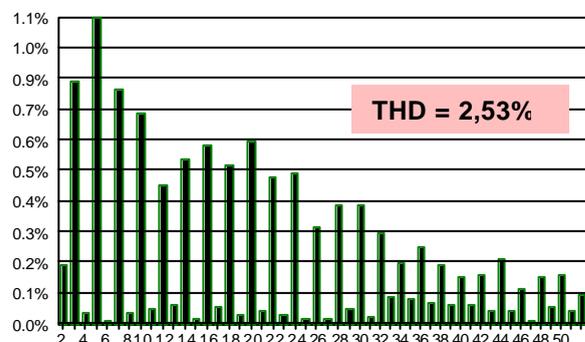


Fig. 10-19 - Harmônicas da corrente de entrada para  $I_o$  nominal.

Para tensão de entrada de 110V, assim como para a tensão de entrada de 220V, tem-se o atendimento das especificações de fator de potência e taxa de distorção harmônica exigida por norma. Neste caso obteve-se uma fator de potência de 0,999, um pouco maior do que na condição de 220V.

#### 10.4.5 ENSAIO DO CONVERSOR BOOST COM TENSÃO DE ENTRADA DE 89V.

A Fig. 10-20 apresenta a forma de onda da tensão e corrente de entrada para uma tensão de entrada de 89V (menor tensão permitida) e corrente nominal. Assim como nos casos anteriores a forma de onda da corrente é senoidal e em fase com a tensão de entrada, garantindo um elevado fator de potência.

Analisando a forma de onda mostrada na Fig. 10-20 verifica-se uma pequena distorção da corrente de entrada, conhecida como efeito “cúspide”. Isto se deve ao elevado valor de indutância *Boost* requerido para garantir a especificação de ondulação de corrente para a condição de 220V. Esta distorção não é significativa, além do que, este é um caso extremo de funcionamento da UR, pois normalmente ela não irá operar nesta condição.

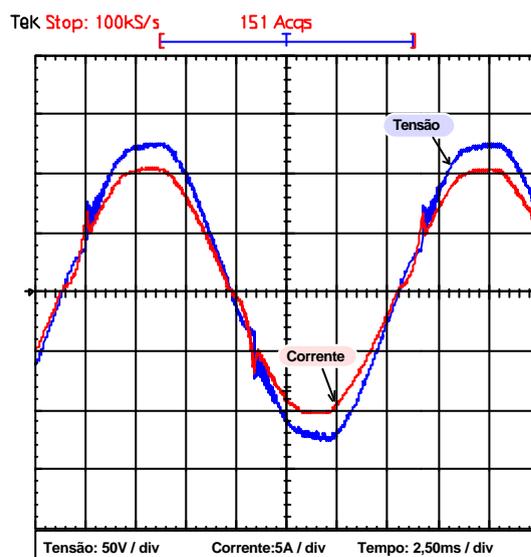


Fig. 10-20 - Tensão e corrente de entrada ( $V_{in} = 89V$  e  $I_{in} = 7,46A$ ).

A Fig. 10-21 apresenta a comutação do interruptor *Boost*, mostrando em detalhe a entrada em condução e o bloqueio do interruptor. Para a tensão de entrada de 89V tem-se o pior caso de esforços de corrente no conversor.

Verifica-se na Fig. 10-21 a atuação do *snubber* limitando a derivada da corrente na entrada em condução do interruptor, fazendo com que o pico de corrente, provocado pela recuperação reversa do diodo *Boost*, não ocorra no instante em que a tensão no interruptor ainda é máxima.

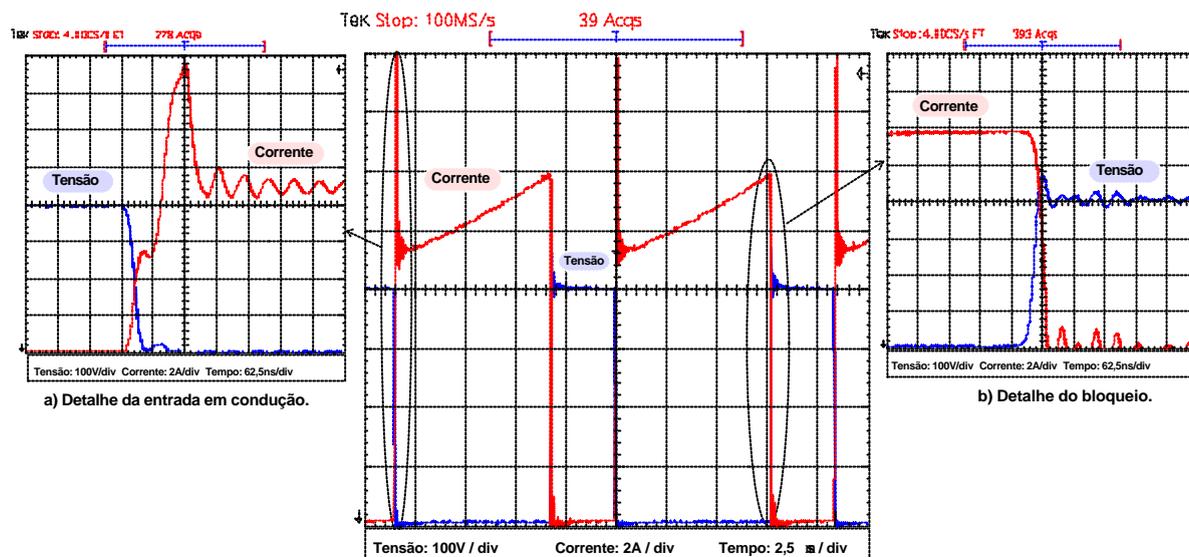


Fig. 10-21 - Comutação do interruptor Boost com tensão de entrada de 89V:

a) Detalhe da entrada em condução. b) Detalhe do bloqueio.

#### 10.4.6 REGULAÇÃO DINÂMICA.

A Fig. 10-22 apresenta a resposta dinâmica da tensão de saída para uma variação de carga de aproximadamente 150W. Verifica-se que a tensão de saída permanece praticamente constante, com um pequeno transitório mostrado na Fig. 10-22b.

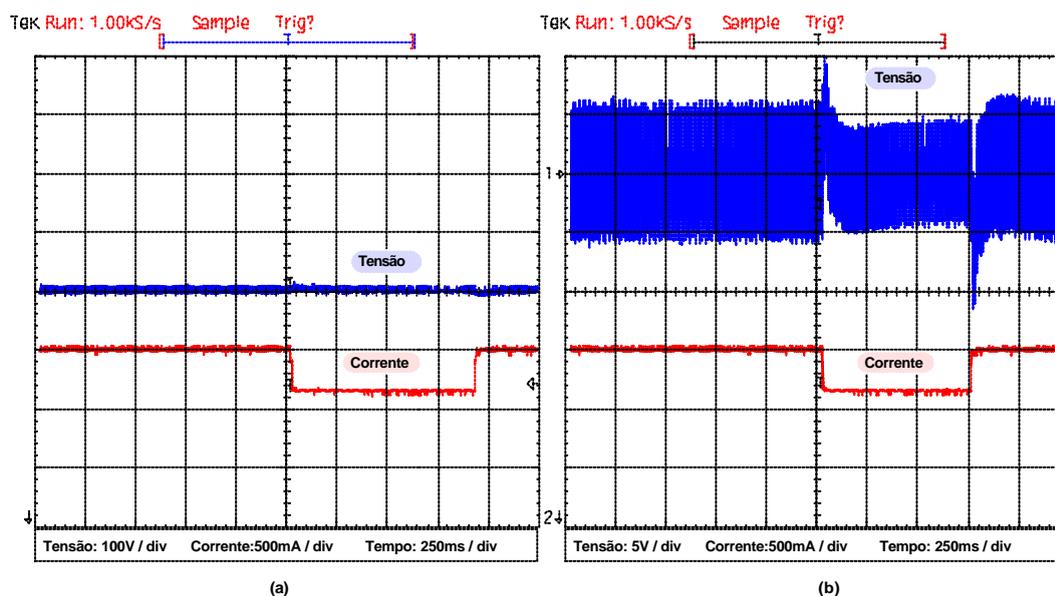


Fig. 10-22 - Regulação de carga: Tensão e corrente de saída

(variação de carga  $P_o$ : 613W para 470W).

A Fig. 10-23 mostra a resposta dinâmica da tensão de saída frente a variação da tensão de entrada. Observa-se que a tensão de saída permanece constante para uma variação da tensão de entrada de 140V a 256V eficazes.

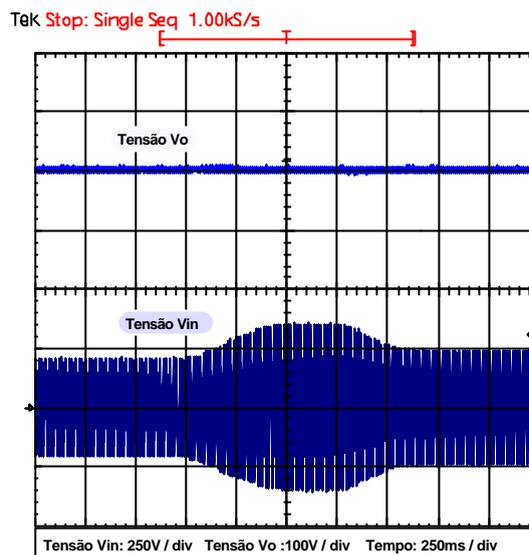


Fig. 10-23 – Regulação de linha: Tensão de entrada e de saída  
(variação da tensão de entrada de 140V a 256V).

#### 10.4.7 CURVAS DE RENDIMENTO DO CONVERSOR *BOOST*(PFC).

A Fig. 10-24 apresenta a curva de rendimento do conversor *Boost* para tensão de entrada de 220V e 110V. Para 220V o rendimento máximo é de 96,6% e para 110V o rendimento máximo é de 94,1%. Em ambos os casos o rendimento máximo ocorre com potência nominal.

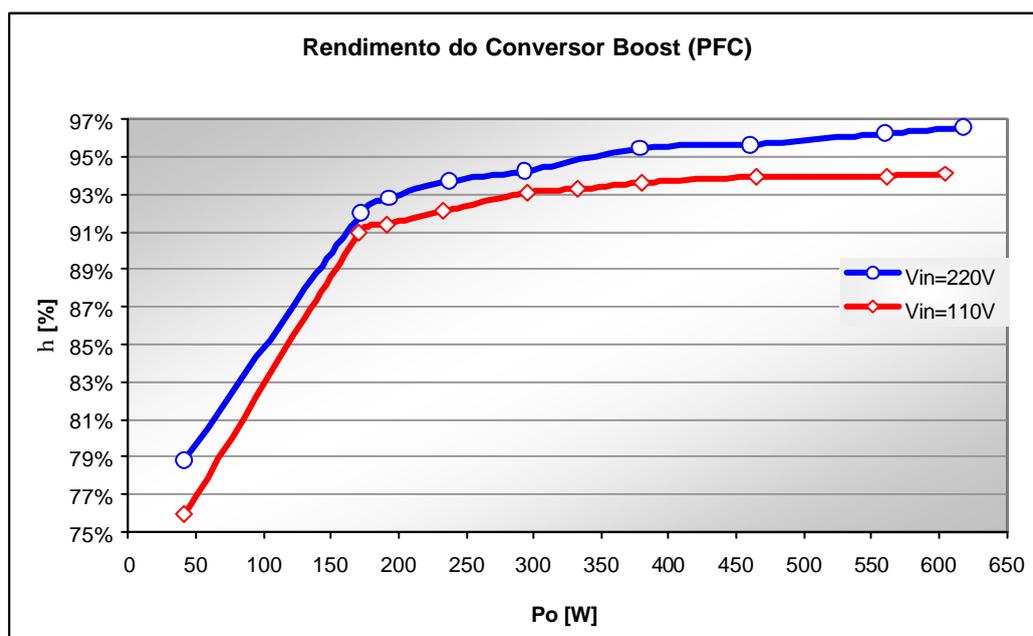


Fig. 10-24 – Rendimento do conversor *Boost* incluindo a fonte auxiliar.

Na curva de rendimento apresentada na Fig. 10-24 está sendo considerada a energia consumida pela fonte auxiliar para alimentar os circuito de controle e supervisão, o que explica o decréscimo acentuado do rendimento com a redução da potência. Sem carga na saída do conversor *Boost* tem-se uma potência de entrada de 9W, que representa a potência consumida pela fonte auxiliar. Descontando-se a potência consumida pela fonte auxiliar, obtém-se a curva de rendimento do conversor *Boost* apresentada na Fig. 10-25. Observa-se um rendimento máximo de 98% para a condição de 220V e potência nominal e de 95,9% para a condição de 110V e 50% de potência de saída.

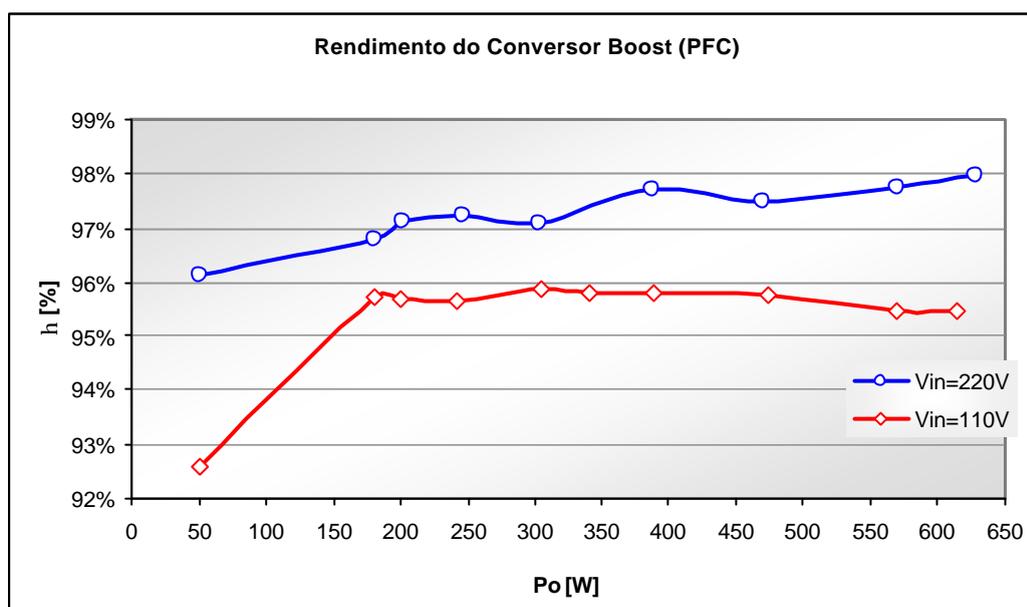


Fig. 10-25 – Rendimento do conversor *Boost* descontando a potência consumida pela fonte auxiliar.

## 10.5 CONVERSOR CC-CC *FB-ZVS-PWM-PS*

A seguir são apresentados os principais resultados dos ensaios realizados com o conversor *FB-ZVS-PWM-PS*. Serão apresentadas as formas de onda da tensão e corrente nos interruptores durante a comutação, a tensão no ponto  $V_{ab}$  e corrente no indutor ressonante, tensão de saída e ondulação da tensão de saída. Os resultados apresentados são para a condição de tensão de saída de 54,2V e carga nominal.

Também serão apresentados ensaios de regulação dinâmica. Sendo analisada a resposta da malha de tensão e corrente de saída.

A função de transferência do conversor *FB-ZVS-PWM-PS* obtida experimentalmente será apresentada.

Para melhor entender o ruído psfométrico, foi levantada a função de transferência de um medidor de ruído psfométrico (Psfômetro).

Será apresentada a curva de rendimento deste conversor, de forma a verificar a contribuição das perdas deste para o rendimento total da UR.

### 10.5.1 COMUTAÇÃO DO INTERRUPTOR DE POTÊNCIA

A Fig. 10-26 apresenta a comutação do interruptor do braço não crítico do conversor. Verifica-se que a comutação é suave sob tensão nula (ZVS).

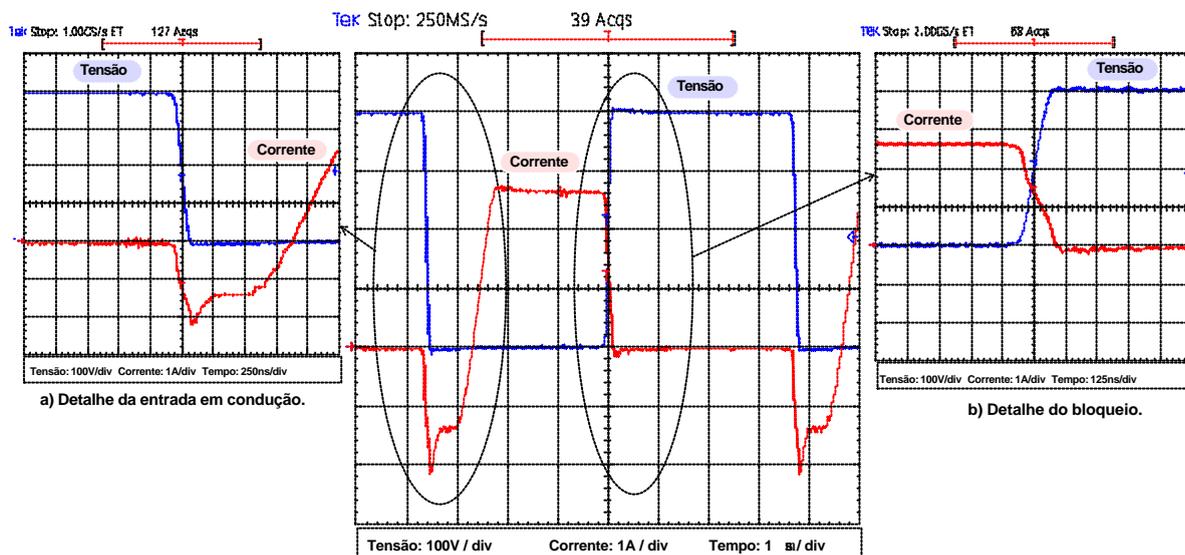


Fig. 10-26 - Comutação do interruptor do braço não crítico:

a) Detalhe da entrada em condução. b) Detalhe do bloqueio.

A Fig. 10-27 apresenta a comutação do interruptor do braço crítico do conversor. Verifica-se que a comutação deste braço é mais crítica com existência de oscilações na corrente durante a entrada em condução do interruptor, pois esta comutação ocorre sem auxílio da corrente de carga, sendo a comutação realizada através da ressonância entre os capacitores *dreno-source* dos MOSFETs e o indutor ressonante  $L_r$ .

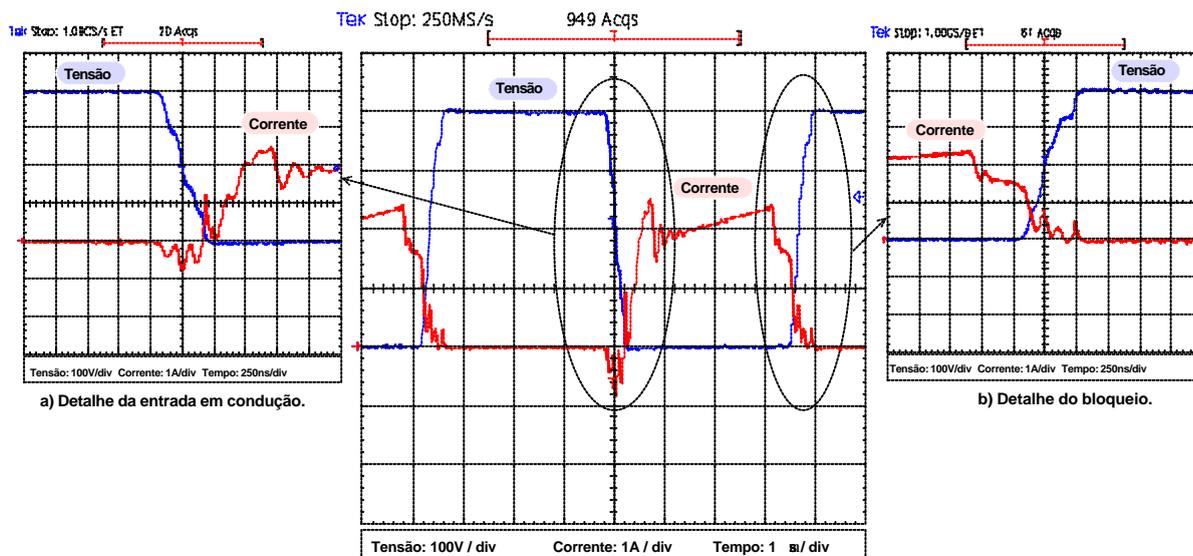


Fig. 10-27 – Comutação do interruptor do braço crítico:

a) Detalhe da entrada em condução. b) Detalhe do bloqueio.

### 10.5.2 TENSÃO V<sub>AB</sub> E CORRENTE NO INDUTOR RESSONANTE L<sub>r</sub>

A Fig. 10-28 apresenta a forma de onda da tensão V<sub>ab</sub> e da corrente no indutor L<sub>r</sub>. Percebe-se a derivada finita da corrente no indutor ressonante que provoca a redução da razão cíclica efetiva.

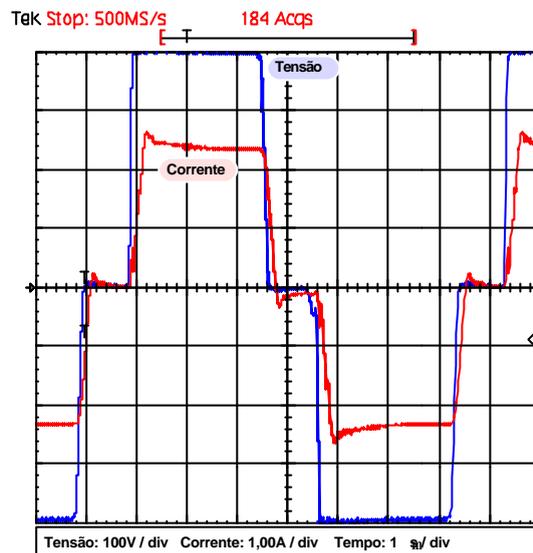


Fig. 10-28 – Tensão V<sub>ab</sub> e corrente no indutor ressonante L<sub>r</sub>.

### 10.5.3 TENSÃO DE SAÍDA

A Fig. 10-29 apresenta a ondulação da tensão de saída.

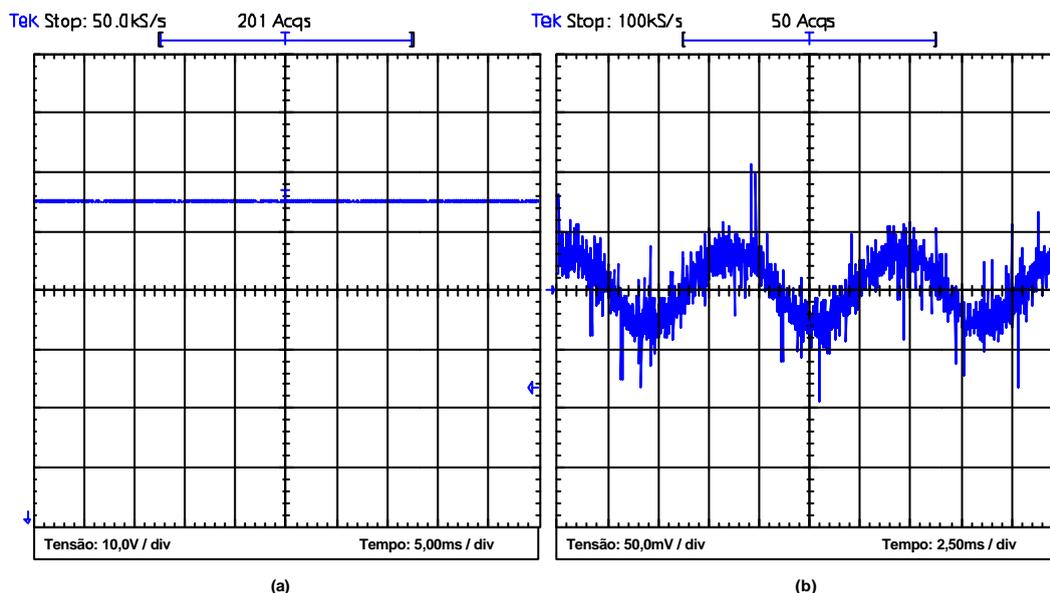


Fig. 10-29 – Tensão de saída:

a) Tensão de saída V<sub>o</sub> = 54,2V. b) Detalhe da ondulação da tensão de saída  $\Delta V_{op-p} \cong 80mV$ .

Obeve-se uma ondulação da tensão de saída de pico a pico de aproximadamente 80mV, este valor satisfaz as especificações dadas por norma. Valores menores de ondulação foram obtidos aumentando a velocidade da malha de tensão, porém, aumenta-se o nível de ruídos:

sonoro, psfométrico e de rádio frequência. Além de em alguns casos não obter regulação da tensão de saída para toda a faixa de operação (vazio até à plena carga).

#### 10.5.4 RESPOSTA DINÂMICA DA MALHA DE TENSÃO

A Fig. 10-30 apresenta a resposta dinâmica da tensão de saída para um degrau de carga de 50% da corrente nominal. Na Fig. 10-30a observa-se que para uma variação da corrente de saída de 8,4A para 3,4A, obteve-se um desvio da tensão de saída de 3,4V e um tempo de resposta de 17ms. Para uma variação da corrente de saída de 3,4A para 8,4A observa-se na Fig. 10-30b um desvio da tensão de saída de 492mV com tempo de resposta de 4ms.

Os valores de desvio e tempo de resposta obtidos satisfazem as especificações dadas por norma.

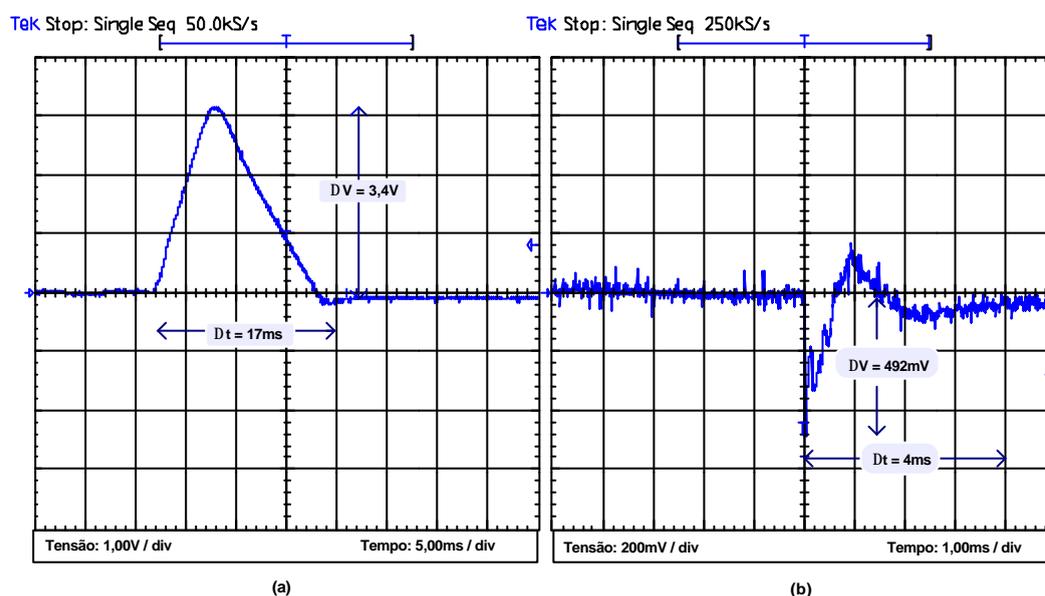


Fig. 10-30 – Resposta da malha de tensão para um degrau de carga de 50% da corrente nominal:

a)  $I_o = 8,4A \rightarrow 3,4A$ . b)  $I_o = 3,4A \rightarrow 8,4A$ .

#### 10.5.5 RESPOSTA DINÂMICA DA MALHA DE CORRENTE

A Fig. 10-31 apresenta a resposta dinâmica da corrente de saída. Para realização do ensaio a UR deve estar na condição de limitação de corrente. Aplicando-se uma sobrecarga na saída de forma a variar a tensão de saída de 55V para 42V, obteve-se um desvio da corrente de 3,4A com um tempo de resposta de 8,4ms, conforme pode ser observado na Fig. 10-31b.

Na condição de sobrecarga e realizando uma retirada de carga de forma que a tensão de saída variasse de 42V para 55V, obteve-se um desvio da corrente de saída de 2.36A com um tempo de resposta de 8ms, mostrado na Fig. 10-31b.

A medição da corrente foi realizada no terminal de saída da UR, desta forma os picos de corrente observados nas Fig. 10-31a e Fig. 10-31b são devido à descarga dos capacitores de saída.

Foram realizados testes de curto-circuito, aumentando-se a carga na saída até a condição de curto-circuito e a corrente de saída ficou limitada no seu valor nominal.

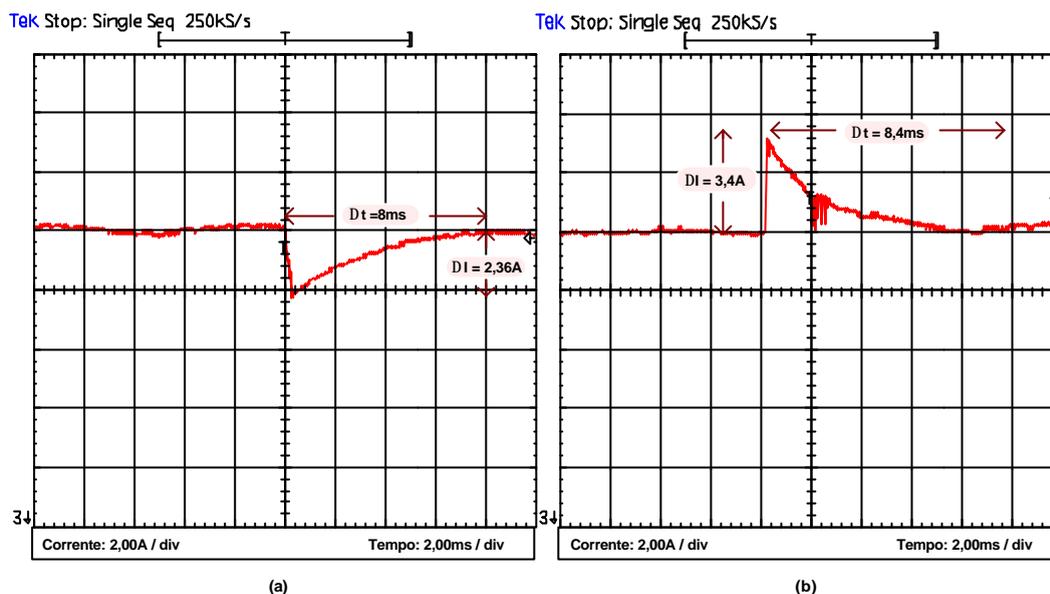


Fig. 10-31 – Resposta da malha de corrente na situação de sobrecarga:

a)  $V_o = 42V \rightarrow 55V$ . b)  $V_o = 55V \rightarrow 42V$ .

### 10.5.6 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CONVERSOR *FB-ZVS-PWM-PS*

A Fig. 10-32 apresenta a curva da função de transferência do conversor obtida experimentalmente. O ensaio para obtenção desta curva foi realizado com carga nominal.

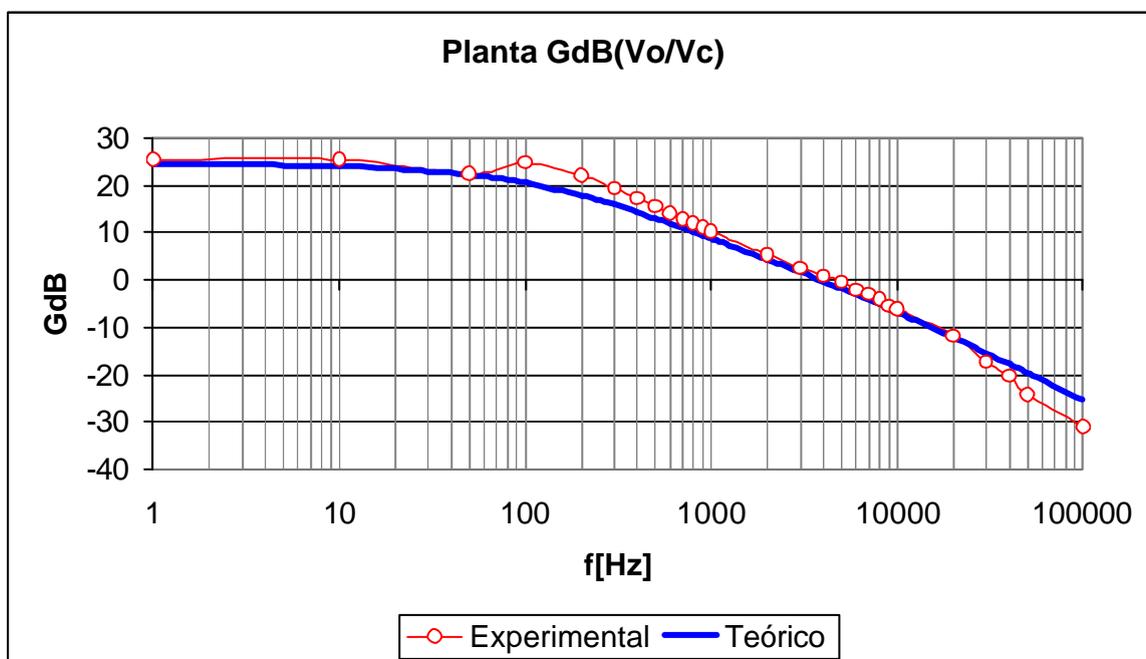


Fig. 10-32 – Diagrama de Bode de módulo da função de transferência  $G_{V_{Vc}}(f)_{dB}$  do conversor *FB-ZVS-PWM-PS* : Curva experimental e teórica.

Observa-se que a função de transferência teórica se aproxima da função de transferência experimental, validando o modelo utilizado. A frequência de corte medida foi de 4kHz.

### 10.5.7 OBTENÇÃO DA CURVA PSOFOMÉTRICA

O Psofômetro é um instrumento usado para medir o efeito auditivo provocado pelo ruído existente na tensão de saída da UR (ruído psfométrico). É constituído por uma rede de impedâncias (filtro) que pondera a amplitude das harmônicas do ruído na tensão de saída conforme a sensibilidade do ouvido humano.

O peso considerado para cada harmônica é estabelecido pelo Comitê Consultivo Internacional de Telefonia (CCIF), designado como CCIF-1951.

Com o objetivo de obter um maior entendimento a respeito do ruído psfométrico foi obtida experimentalmente a função de transferência de um equipamento de medição de ruído psfométrico (Psofômetro). A Fig. 10-33 apresenta a função de transferência do Psofômetro analisado (Psofômetro Digital – PMP-20 BN876/02 – WGB - Eletrônica de Precisão Ltda.). Verifica-se que a frequência mais crítica é de 1kHz, onde se tem a menor atenuação do ruído psfométrico. Observa-se ainda que a faixa de frequência significativa para o ruído psfométrico encontra-se entre 100Hz e 5kHz.

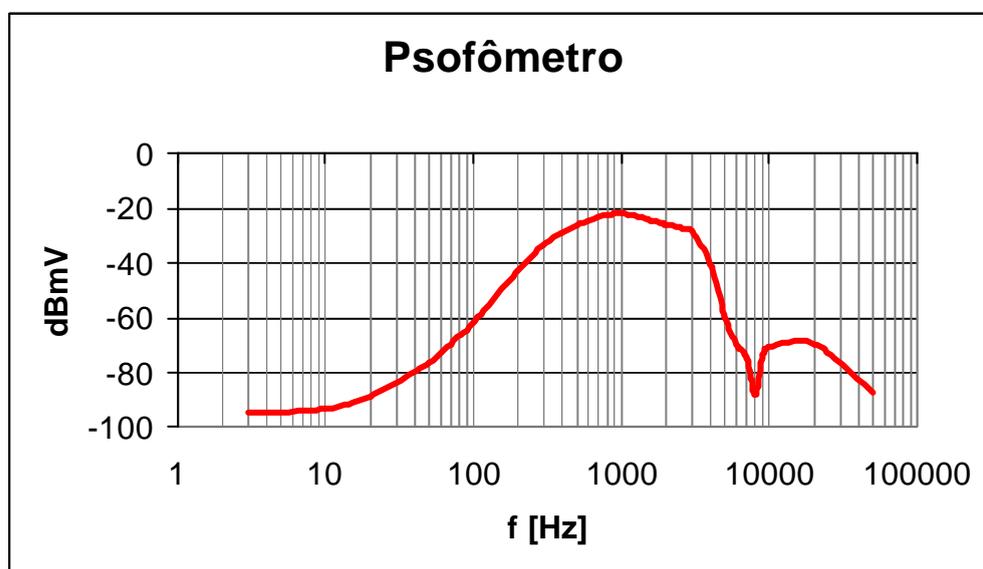


Fig. 10-33 – Curva de resposta de um Psofômetro.

Nos ensaios realizados o melhor resultado obtido para o ruído psfométrico medido foi de  $-48\text{dB}\mu\text{V}$  que de acordo com a Tabela apresentada no Anexo C corresponde a  $3,09\text{mV}$  psfométrico. Este valor está muito distante do valor de  $1\text{mV}$  psfométrico ( $57,80\text{dB}\mu\text{V}$ ) exigido por norma.

### 10.5.8 RENDIMENTO DO CONVERSOR FB-ZVS-PWM-PS

A Fig. 10-34 apresenta a curva de rendimento do conversor FB-ZVS-PWM-PS. Observa-se que com a redução da potência de saída o rendimento diminui, isto se deve ao aumento das perdas por comutação nos interruptores do braço crítico, que começam a se tornar relevantes.

Obteve-se um rendimento para a potência nominal de 92,9%. O rendimento máximo obtido foi de 93,1%.

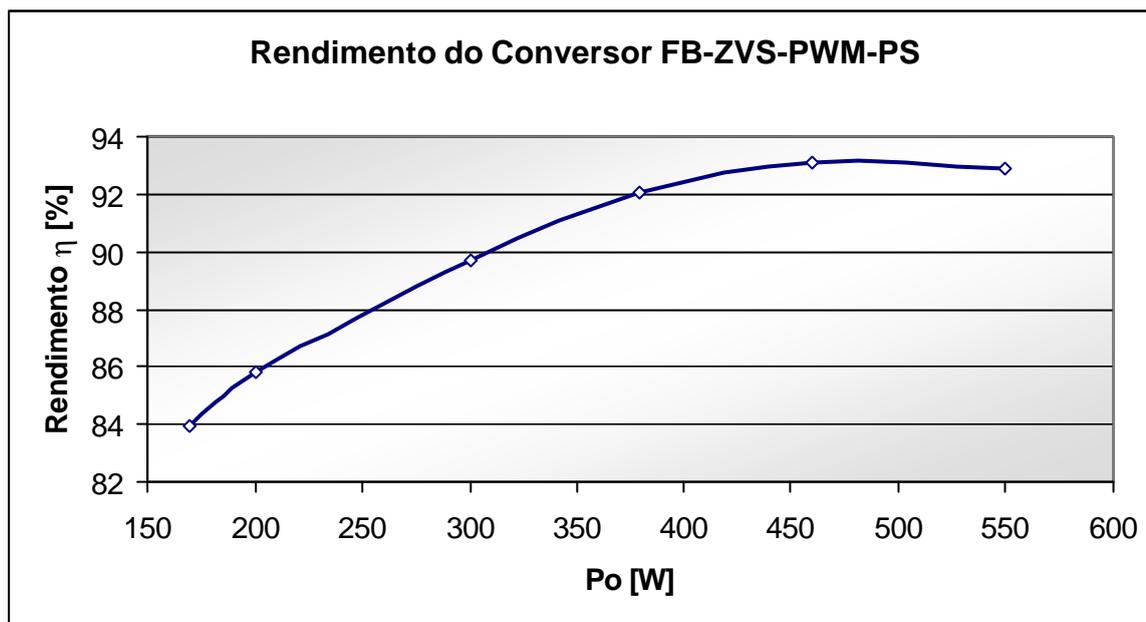


Fig. 10-34 – Rendimento do conversor FB-ZVS-PWM-PS.

### 10.6 RENDIMENTO DA UNIDADE RETIFICADORA E ENSAIO TÉRMICO

A Fig. 10-35 apresenta a curva de rendimento total da UR.

O rendimento máximo obtido para tensão de entrada de 220V foi de 89,3%, sendo que para uma variação de 50% a 100% de carga, o rendimento se manteve acima de 86%.

Com tensão de entrada de 110V o maior rendimento obtido foi de 87,5% para uma carga um pouco abaixo da potência nominal.

A queda do rendimento para potências mais baixas é devido à energia necessária para alimentação dos circuitos de comando e supervisão.

O rendimento foi obtido após a Unidade Retificadora atingir o regime térmico. A temperatura nos principais componentes da UR é apresentada na Fig. 10-36.

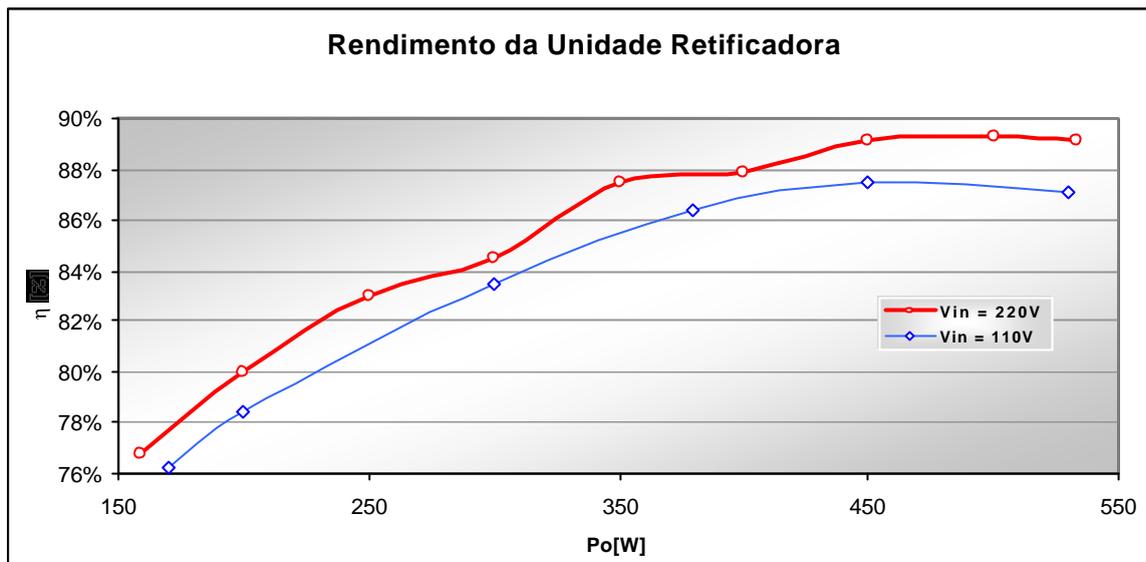


Fig. 10-35 – Rendimento da Unidade Retificadora para tensão de entrada de 220V e 100V.

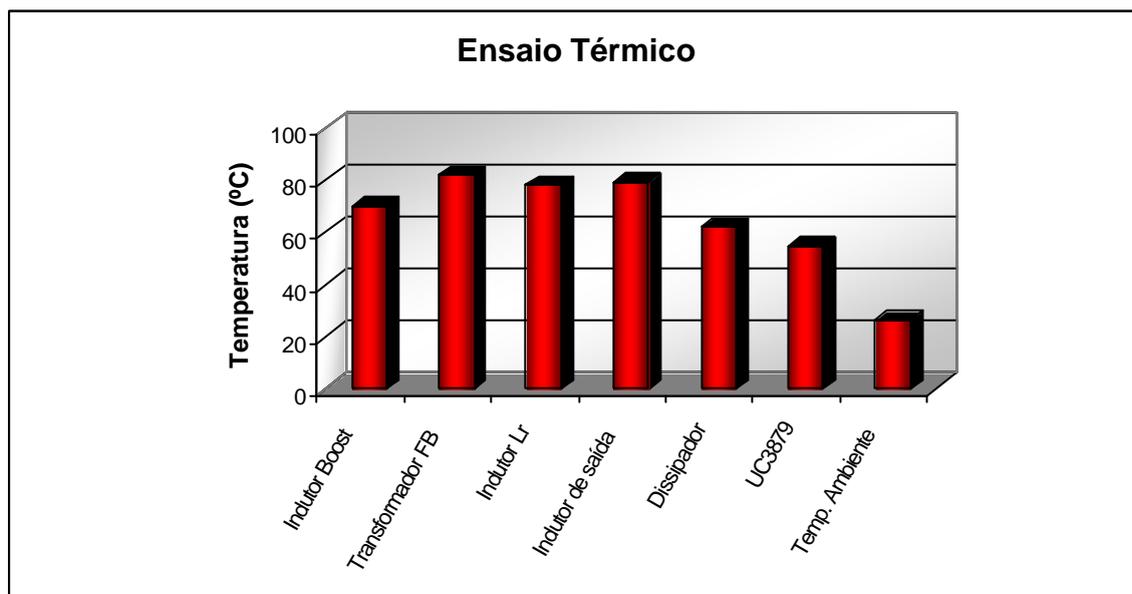


Fig. 10-36 - Ensaio térmico.

## 10.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os principais resultados experimentais obtidos dos ensaios realizados na UR1.

O emprego do conversor *Boost* como pré-regulador com elevado fator de potência permitiu atender às especificações de fator de potência e taxa de distorção harmônica da corrente

de entrada exigidos por norma. Além de proporcionar uma tensão de saída de 400V regulada, reduzindo os esforços de corrente no conversor CC-CC FB-ZVS-PWM-PS.

Para toda a faixa de operação da tensão de entrada (89V a 264V) obteve-se uma excelente conformidade da corrente de entrada com a tensão de entrada, proporcionando um fator de potência praticamente unitário e uma baixa distorção harmônica da corrente de entrada.

Com relação à comutação do interruptor *Boost* verificou-se a atuação do circuito *snubber*, reduzindo as perdas por comutação de forma a proporcionar um elevado rendimento (acima de 96%).

A respeito do conversor CC-CC constatou-se que o braço com comutação crítica perde a característica de comutação suave do tipo ZVS com potência de saída abaixo de 90% da potência nominal, fazendo com que as perdas por comutação tornem-se significativas, reduzindo o rendimento do conversor.

A pequena faixa de comutação suave do braço crítico deve-se ao circuito de grampeamento utilizado.

O braço não-crítico possui comutação suave para toda a faixa de operação de carga.

O rendimento máximo do conversor FB-ZVS-PWM-PS foi de 93,1%.

Quanto ao circuito de controle do conversor FB-ZVS-PWM-PS, verificou-se que aumentando a resposta dinâmica da malha de controle (frequência de cruzamento maior), reduz-se a ondulação da tensão de saída, entretanto, aumenta-se o nível de ruído psofométrico.

A ondulação de 120Hz inerente na tensão de saída da UR, contribui para o aumento do ruído psofométrico, porém a componente harmônica mais significativa para o aumento do ruído psofométrico é a de 1kHz (ver Fig. 10-33). Sendo assim, deve-se ter um compromisso no projeto da malha de controle de forma a manter uma baixa ondulação de 120Hz e também filtrar ruídos na faixa de frequência de 1kHz. Realizou-se ajustes no controlador de tensão, reduzindo a banda passante (controlador mais lento) de forma a filtrar as harmônicas na faixa de 100Hz a 5kHz. Também foi introduzido um pequeno indutor de modo comum no circuito de saída. Observou-se que a partir de um certo ponto o ajuste da malha de controle não contribuía mais para a redução do ruído psofométrico. O melhor resultado alcançado para o ruído psofométrico foi de  $-48\text{dB}\mu\text{V}$  ( $3,09\text{mV}$  psofométrico), obtido com a UR2.

A malha de corrente atendeu a sua função de limitar a corrente de saída no caso de uma eventual sobrecarga ou curto-circuito. No entanto, esta se apresentou muito ruidosa (ruído sonoro).

Alguns ajustes nos valores dos componentes das malhas de controle dos conversores Boost e FB-ZVS-PWM-PS e acréscimo de pequenos capacitores para filtragem de ruídos foram necessários para obter um melhor resultado.

Através da obtenção experimental da função de transferência do conversor FB-ZVS-PWM-PS e comparação como a função de transferência teórica, pode-se validar o modelo utilizado.

A UR apresentou um excelente rendimento, obtendo-se um rendimento acima de 86% para 60% a 100% de potência de saída.

## CAPÍTULO XI

### RECOMENDAÇÕES DE LAYOUT

#### 11.1 INTRODUÇÃO

A necessidade de compactação dos circuitos levou ao uso de placas de circuito impresso (PCI) cada vez mais densas. A proximidade entre componentes e circuitos em uma PCI provoca problemas de interferência que conseqüentemente causam ruídos indesejáveis ao funcionamento do equipamento.

O projeto do *layout* da PCI deve levar em conta aspectos elétricos, tais como: níveis de tensão entre trilhas (distâncias de segurança), níveis de corrente, sentidos de circulação de corrente (correntes de modo comum ou diferencial), campos eletromagnéticos gerados, frequência de operação e susceptibilidade a ruído dos circuitos e componentes utilizados, etc.

Também devem ser considerados aspectos mecânicos: tamanho dos componentes, área e altura máxima da placa, facilidades na montagem, disposição dos componentes de ajustes e sinalizações, disposição de dissipadores ou dispositivos de refrigeração, furação da placa, disposições dos conectores de entrada e saída de sinais e de medições, etc.

Um outro fator a ser considerado é o número de camadas que constituem a placa de circuito impresso (simples face, dupla face ou multicamadas) e o material que a constitui (fenolite, fibra de vidro, teflon, resina epóxi, etc.).

Um projeto bem estudado do *layout* de uma PCI pode levar o mesmo tempo do projeto de todo o circuito elétrico, visto a complexidade e a quantidade de parâmetros que envolvem o projeto da PCI. Entretanto esta pode ser a diferença entre o funcionamento ou não do projeto.

Neste capítulo serão apresentadas algumas considerações para o projeto do *layout* de placas de circuito impresso. Muitas das considerações aqui apresentadas são empíricas, baseadas em resultados experimentais.

Também serão apresentados *layouts* das URs projetadas, realizando uma breve explanação a respeito dos mesmos.

#### 11.2 ESTUDO PRELIMINAR

Antes de iniciar o projeto da PCI deve-se realizar um estudo preliminar identificando os seguintes itens:

- Circuitos de potência e sinal;
- Circuitos ou componentes mais susceptíveis a ruído;

- Circuitos ou componentes que mais emitem ruídos (magnéticos e interruptores de potência);
- Níveis de corrente e tensão nos principais circuitos (circuitos de potência);
- Peculiaridade dos circuitos;
- Aquecimento dos componentes;
- Disposição de dissipadores;
- Disposição de conectores;
- Disposição de pontos de medidas, sinalizações e ajuste;
- Pontos de fixação da PCI;
- Área e altura disponível para a PCI.

### **11.3 NÚMERO DE FACES DA PCI**

O número de camadas da placa de circuito impresso depende dos requisitos de projeto e da compactação exigida. Verifica-se que PCI para aplicações em eletrônica de potência possuem em sua maioria uma ou duas faces.

O uso de placas multicamadas, com planos de terras e de potência, reduzem os níveis de interferência eletromagnética e facilitam o projeto. Entretanto, PCIs com mais de duas faces agregam valores significativos no projeto.

### **11.4 DISPOSIÇÃO DO FILTRO DE EMI**

O filtro de EMI deve ser o primeiro circuito a ser disposto na PCI, devendo ser posicionado bem próximo aos terminais de entrada da UR. Os capacitores  $C_Y$  de entrada podem ser soldados diretamente nos terminais de entrada da UR de forma a reduzir o caminho para circulação de corrente de modo comum. A ligação com o terra deve ser curta e conectada à carcaça do equipamento.

### **11.5 CIRCUITO DE POTÊNCIA DOS CONVERSORES**

O segundo circuito a ser disposto na PCI são os circuitos de potência dos conversores. A trilha que conecta o barramento CC ao interruptor de potência deve ser muito curta e grossa de forma a reduzir indutâncias parasitas que provocam sobretensões nos interruptores. A comutação dos interruptores comandados (MOSFETs) e diodos de potência, provocam transientes de tensão e corrente que são as principais fontes de interferência nos circuitos da UR. Deve-se, portanto, evitar que trilhas ligadas a estes componentes possuam caminhos longos, que circulem pela PCI ou que estejam muito próximos de circuitos susceptíveis a ruído (circuitos de sinais).

A Fig. 11-1 apresenta em destaque os caminhos mais críticos de circulação de corrente nos circuitos de potência, os quais devem possuir trilhas o mais curtas possíveis e com espessura de acordo com a circulação de corrente.

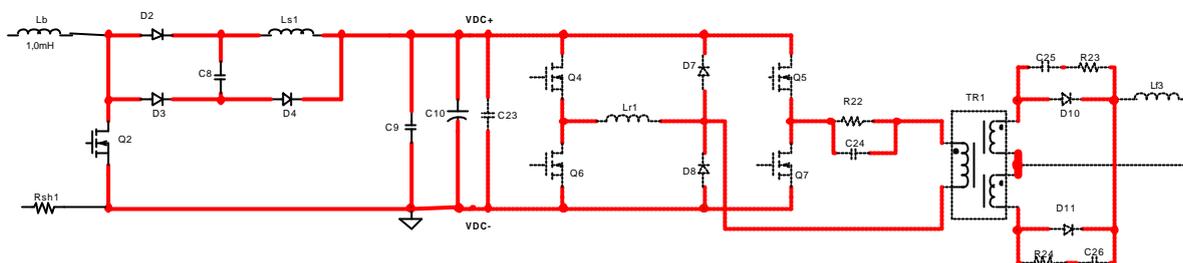


Fig. 11-1 – Caminhos críticos de circulação de corrente nos circuitos de potência.

Outra preocupação que se deve ter com os circuitos de potência é com respeito à característica térmica. Deve-se identificar quais componentes irão ter maior elevação de temperatura e dispô-los de forma a favorecer a troca de calor com o ambiente e evitar proximidades entre os mesmo que possam dificultar a dissipação do calor.

Os semicondutores de potência fixados no dissipador devem possuir facilidade para sua fixação, sendo normalmente desejado que estes estejam próximos a borda da PCI de forma a facilitar sua manipulação.

A disposição dos componentes magnéticos deve ser cautelosa, pois os campos magnéticos emitidos por estes causam sérios problemas de interferência no circuito. Logo, deve-se evitar a passagem de trilhas de sinal próximas a estes componentes ou por baixo destes. Estes componentes devem estar o mais afastado possível dos circuitos de controle.

## 11.6 DISTÂNCIA ENTRE TRILHAS E ESPESSURA DA TRILHA

Deve-se realizar um levantamento dos pontos críticos do circuito com relação à tensão e corrente, de forma a dimensionar as distâncias entre trilhas e espessura da trilha.

Os principais pontos a serem verificados com relação à distância entre trilhas são com relação aos circuitos de potência e entre circuitos de isolamento (distância entre primário e secundário). Conforme o nível de tensão nestes circuitos deve-se manter uma distância de isolamento de segurança definida no capítulo 1 desta dissertação.

Deve-se também verificar os pontos mais críticos com relação à circulação de corrente. Estes pontos normalmente são os circuitos de saída, onde se tem correntes mais elevadas. A espessura da trilha está relacionada com a corrente circulante, comprimento da trilha e elevação de temperatura especificada. Usualmente mantêm-se as distâncias entre trilhas especificadas e preenche-se o máximo possível dos espaços livres com cobre de forma a reduzir a impedância da trilhas.

Além das distâncias entre trilhas a norma de segurança IEC 950, prevê também uma distância mínima livre de trilhas na borda da placa (4mm).

A espessura das trilhas também influencia na susceptibilidade a ruídos. Trilhas muito longas e finas funcionam como verdadeiras antenas transmissoras e receptores de ruídos de rádio frequência. Considerando os efeitos de radiofrequência, quanto mais fina uma trilha, mais sintonizado será o sinal que esta irá captar, ou seja, haverá uma amplificação maior para o ruído de radiofrequência. Por outro lado, trilhas grossas possuem a característica de captar um espectro de frequência mais distribuído, com amplitudes menores.

## 11.7 INDUTÂNCIAS PARASITAS E DE ACOPLAMENTO

O acoplamento indutivo (magnético) entre dois condutores causa tensões induzidas parasitas. Como  $X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$ , as interferências eletromagnéticas de tensão geradas aumentam com o aumento da frequência.

Dois fios ou trilhas de 2mm de diâmetro separados de 1cm, apresentam aproximadamente 10nH/cm de indutância parasita [38].

## 11.8 CAPACITÂNCIAS PARASITAS E DE ACOPLAMENTO

As capacitâncias parasitas e de acoplamento estão presentes em vários componentes e é através delas que podem surgir conexões não desejadas e não previstas entre dois pontos de um circuito. Estes acoplamentos capacitivos criam caminhos para as correntes parasitas. Os acoplamentos capacitivos de um circuito (resistores, indutores, capacitores e principalmente semicondutores) variam de componente para componente e com o *layout* utilizado.

Dois fios ou trilhas com 2mm de diâmetro e separados de 1cm apresentam, aproximadamente, uma capacitância de acoplamento de 0,1pF/cm [38].

As capacitâncias parasitas entre os semicondutores e o dissipador são os principais caminhos para a circulação das correntes de modo comum.

## 11.9 CIRCUITOS DE CONTROLE E COMANDO

Os circuitos de controle e comando são os circuitos mais vulneráveis à interferência. Desta forma deve-se ter uma atenção especial ao *layout* destes circuitos. A seguir são apresentadas algumas recomendações para reduzir o nível de ruídos nestes circuitos, sendo que estas estão relacionadas em ordem de relevância:

- As trilhas que conduzem o sinal de controle devem ser muito curtas;
- As trilhas que conduzem os sinais de amostra de tensão e/ou corrente também devem ser muito curtas;
- A fonte de alimentação tem uma grande contribuição para a geração de ruídos nos circuitos de controle e supervisão. As trilhas de alimentação destes circuitos devem ser

curtas e mais grossas que as trilhas usadas nas transmissões de sinais. Deve-se usar pequenos capacitores de desacoplamento (100nF) conectados bem próximos aos terminais de alimentação dos circuitos integrados que compõem o circuito de comando e controle. As trilhas que levam a alimentação para os CIs não devem passar próximas aos componentes magnéticos de potência nem aos interruptores de potência.

- Estes circuitos devem estar o mais afastado possível dos componentes magnéticos de potência;
- Uso de plano de terra de forma a fornecer um caminho de baixa impedância para as correntes de modo comum;
- A alimentação dos circuitos do *driver* de comando deve partir de um ponto separado da alimentação dos circuitos de sinal.
- Nos terminais de entrada de circuitos de alta impedância como amplificadores operacionais e similares, deve-se usar trilhas curtas.

Nem sempre é possível atender todas as considerações citadas acima, sendo necessário dar prioridade às de maior relevância.

### **11.10 TRILHAS DE MODO COMUM E DE MODO DIFERENCIAL**

Devido ao conceito de correntes de modo comum e de modo diferencial, é usual o uso dos termos: trilhas de modo comum e trilhas de modo diferencial. Esta denominação refere-se simplesmente ao sentido em que se deslocam as correntes (de ida e retorno) nas trilhas.

Nas trilhas de modo comum os campos se anulam na parte interna aos fios e se somam na área externa aos fios, enquanto que nas trilhas de modo diferencial os campos se anulam na parte externa e se somam na área interna aos fios. Observa-se (qualitativamente) que o ambiente circundante das trilhas é mais afetado por trilhas de modo comum (campo intenso no espaço externo aos fios) do que por trilhas de modo diferencial (campo intenso no espaço interno aos fios), fato este que evidencia a recomendação de se utilizar trilhas de modo diferencial [38].

### **11.11 UTILIZAÇÃO DE CABOS AÉREOS E PLACAS AUXILIARES**

Deve-se evitar ao máximo o uso de cabos aéreos e placas auxiliares. Estes são grandes fontes de interferência eletromagnética. Caso não haja outra solução, recomenda-se o uso de blindagens nestes elementos (cabos blindados e placas metálicas para blindagem das placas auxiliares).

### **11.12 TRILHAS COM ÂNGULO DE 90°**

Recomenda-se o uso de trilhas com ângulos maiores que 90° ou curvas (circular), de forma a reduzir os níveis de interferência eletromagnética. Esta consideração é empírica.

### 11.13 COMPONENTES SMD

Os componentes SMD proporcionam uma maior compactação das placas de circuito impresso, por serem menores e ainda ocuparem somente uma superfície da placa. Estes componentes são menos susceptíveis à interferência eletromagnética dos circuitos. Pois os terminais dos componentes convencionais funcionam como antenas para o ruídos de radiofrequência.

### 11.14 INTERLIGAÇÃO ENTRE PLANOS DE TERRA

Os planos de terra de sinal e potência devem ser interligados em um único ponto por uma trilha fina. Recomenda-se a ligação desta trilha próxima a um capacitor de filtragem e distante dos interruptores de potência.

### 11.15 ANÁLISE DOS LAYOUTS IMPLEMENTADOS

A seguir serão apresentados os *layouts* implementados para as URs projetadas.

#### 11.15.1 LAYOUT DA PCI DA UNIDADE RETIFICADORA 1 (UR1)

As Fig. 11-2 e Fig. 11-3 apresentam o *layout* da PCI da UR1. Este *layout* foi projetado usando componentes convencionais (PTH) e placa dupla fase em fenolite.

O *layout* é constituído de 386 componentes, com 1.034 *pads* e 31 vias.

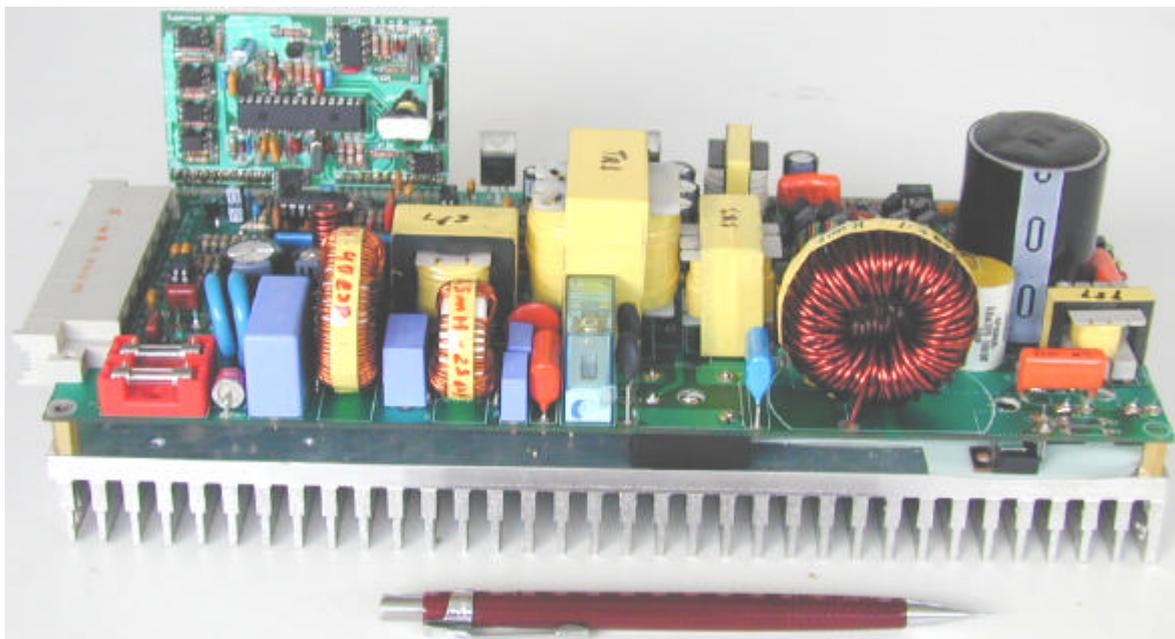


Fig. 11-2 – *Layout* da UR1: Vista lateral.

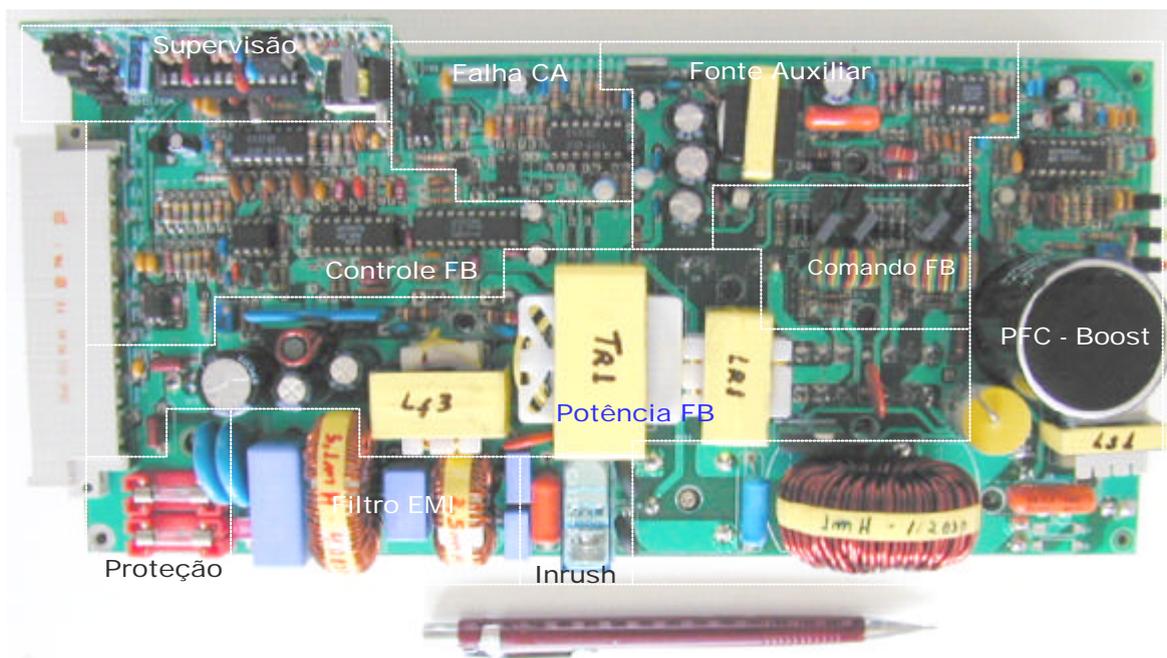


Fig. 11-3 – Layout da PCI da UR1: Vista superior.

As especificações de comprimento, largura e altura desta UR são:

- Comprimento: 270mm;
- Largura: 125 mm;
- Altura (incluindo o dissipador): 89mm.

Observa-se na Fig. 11-3 a disposição dos circuitos que constituem a UR1. Verifica-se que o filtro de EMI está bem próximo aos terminais de entrada, sendo que o capacitor  $C_y$  de entrada está conectado diretamente aos terminais de entrada por baixo da placa. Outra característica é o capacitor de barramento estar bem próximo aos interruptores do conversor CC-CC e o circuito no primário do conversor CC-CC (interruptores, transformador e indutores) também estarem bem próximos, ou seja, as ligações entre estes componentes são muito curtas, reduzindo indutâncias parasitas e conseqüentemente diminuindo o nível de interferência eletromagnética.

Percebe-se também que o circuito de comando (*driver*) do conversor *FB-ZVS-PWM-PS* encontra-se muito próximo aos terminais de comando dos interruptores de potência.

O circuito de controle está posicionado próximo aos terminais de saída da UR de forma a possuir um caminho curto para as trilhas que conduzem os sinais de amostra de corrente e tensão.

Os circuitos integrados UC3907 e UC3879 que formam a malha de controle estão bem próximos um do outro, reduzindo o comprimento das trilhas do circuito de controle.

As trilhas de alimentação dos circuitos de controle, comando e supervisão são curtas e grossas.

Os circuitos de comando, controle e supervisão possuem um plano de terra.

Verifica-se que a UR possui uma placa auxiliar. Nesta placa estão contidos os circuitos de supervisão que operam com sinais digitais (menos susceptíveis a ruídos). Foi utilizada uma placa metálica de blindagem conectada ao plano de terra deste circuito.

O *layout* mostrado na Fig. 11-3 apresentou excelentes resultados. No entanto, ainda apresenta alguns problemas citados a seguir:

- O transformador e os indutores ressonante e de saída do conversor FB estão muito próximos, dificultando a dissipação do calor gerado por estes;
- Não atende as especificações de distâncias de segurança exigidas pela norma IEC 950;
- Não apresenta facilidades para fixação dos semicondutores de potência ao dissipador (semicondutores não estão dispostos nas extremidades da placa).

### 11.15.2 LAYOUT DA PCI DA UNIDADE RETIFICADORA 2 (UR2) – PRIMEIRO PROTÓTIPO

As Fig. 11-4 e Fig. 11-5 apresentam o *layout* do primeiro protótipo da UR2. Este primeiro protótipo foi projetado utilizando componentes convencionais (PTH) e placa dupla face.



Fig. 11-4 – *Layout* do primeiro protótipo da UR2: Vista lateral.

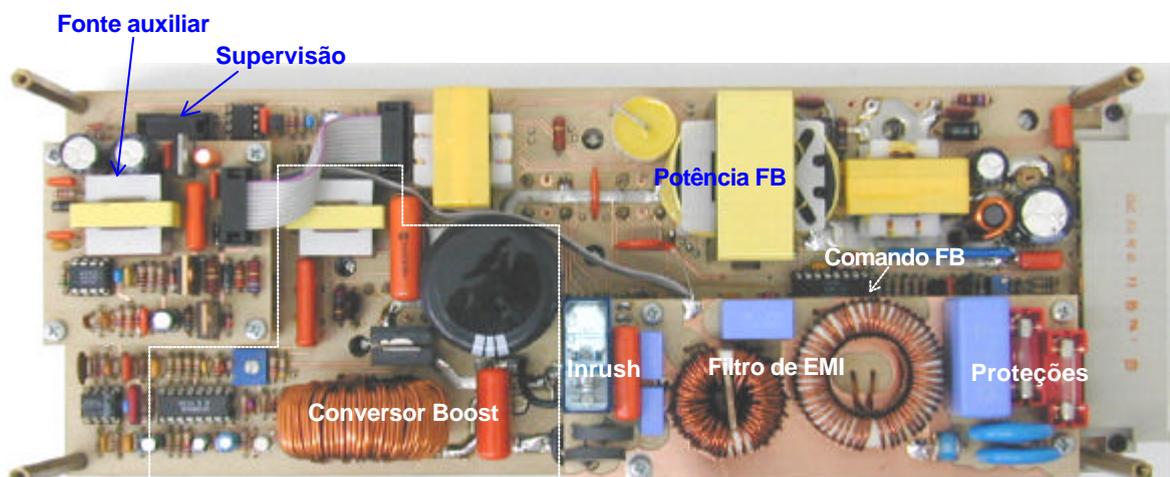


Fig. 11-5 - *Layout* do primeiro protótipo da UR2: Vista superior.

Verificam-se vários problemas no projeto da PCI, citados a seguir:

- Duas placas auxiliares;
- Não existe malha de terra;
- Cabos sem blindagem atravessando toda a placa;
- Fonte auxiliar muito distante do circuito de controle e comando do conversor FB, com trilhas circulando por toda a placa e passando próximas aos circuitos de potência e magnéticos;
- Não atende as especificações de distâncias de segurança exigidas pela norma IEC 950;
- Dificuldade na realização de medições e testes.

Este primeiro protótipo apresentou uma série de problemas de ruídos. Não sendo possível realizar ensaios em malha fechada do conversor FB. Foram realizados apenas os ensaios do conversor *Boost*, com alguns problemas de ruído, da fonte auxiliar e do conversor FB em malha aberta.

### 11.15.3 LAYOUT DA PCI DA UNIDADE RETIFICADORA 2 (UR2) – SEGUNDO PROTÓTIPO

As Fig. 11-6 e Fig. 11-7 apresentam o *layout* do segundo protótipo da UR2. Este protótipo utiliza componentes SMD para os circuitos de baixa potência e PTH para os circuitos de potência. O *layout* é projetado utilizando placa dupla face.

O diagrama elétrico do circuito é apresentado no anexo 2.

A PCI possui 389 componentes.

Na Fig. 11-7 tem-se a disposição dos circuito que compõem a UR.

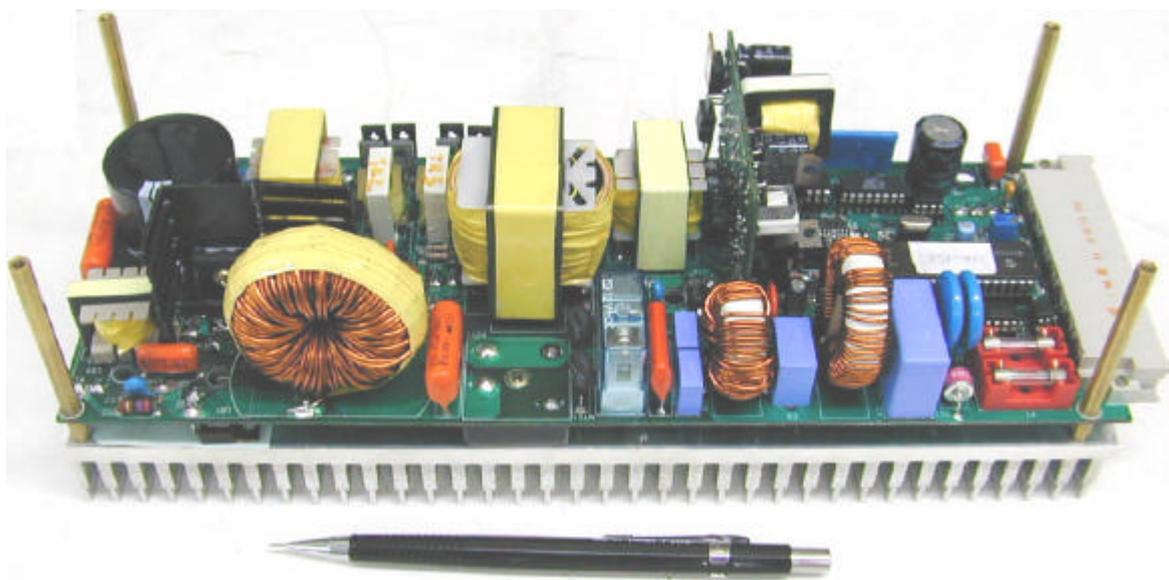


Fig. 11-6 - *Layout* do segundo protótipo da UR2: Vista lateral.

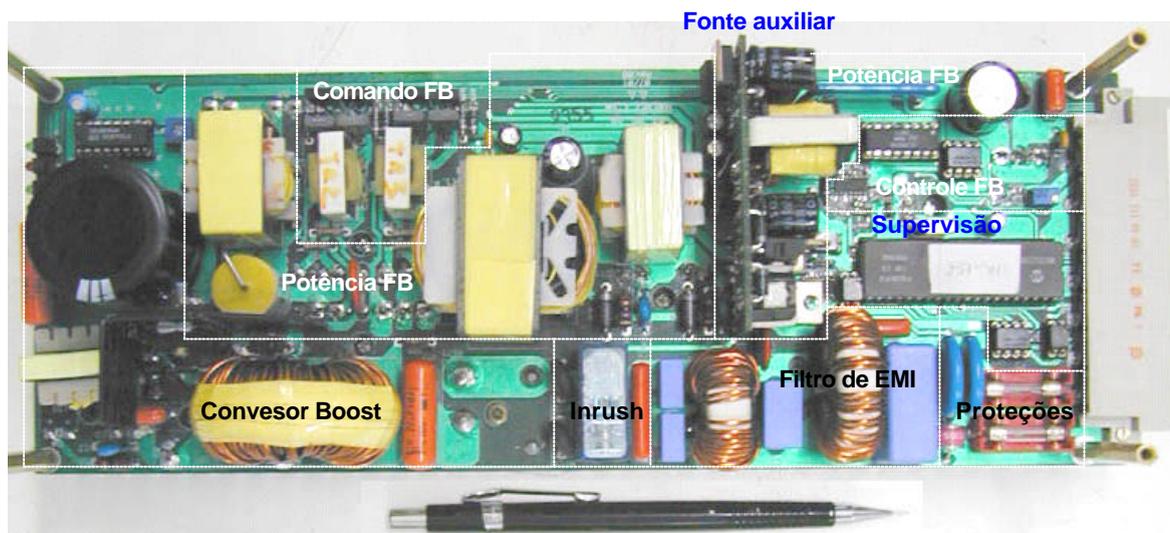


Fig. 11-7 - *Layout* do segundo protótipo da UR2: Vista superior.

Este *layout* apresentou excelentes resultados com pouco nível de ruído. Sendo possível a realização de todos os testes necessários.

Os problemas encontrados neste *layout* são:

- Não atende as especificações de distâncias de segurança exigidas pela norma IEC 950;
- A fonte auxiliar é montada em uma placa auxiliar conectada a placa principal. Esta placa serve como blindagem para o circuito de comando e controle do conversor FB contra interferências eletromagnéticas geradas no circuito de potência do conversor FB (principalmente geradas pelo transformador). Entretanto, o transformador da fonte auxiliar (apesar de possuir uma potência menor) está muito próximo aos circuitos de controle do conversor FB podendo causar interferência nestes;
- O *layout* não apresenta facilidades para fixação dos semicondutores de potência no dissipador (não estão localizados na borda da placa).

#### 11.15.4 LAYOUT DA PCI DA UNIDADE RETIFICADORA 2 (UR2) – TERCEIRO PROTÓTIPO

As Fig. 11-8 e Fig. 11-9 apresentam o *layout* do terceiro protótipo da UR2. Assim como no protótipo anterior, este utiliza componentes em SMD para os circuitos de baixa potência e PTH para os circuitos de potência. O *layout* é projetado utilizando placa dupla face.

Na Fig. 11-9 tem-se a disposição dos circuitos que compõem a UR.

Este *layout* apresenta as seguintes características:

- Atendimento às especificações de distâncias de segurança exigidas pela norma IEC 950;
- Facilidades para fixação dos semicondutores de potência ao dissipador. Sendo que a maioria dos semicondutores de potência estão localizados na extremidade da placa e os que não estão possuem um orifício retangular para facilitar a colocação das presilhas de fixação;

- O circuito de controle do conversor FB é montado em uma placa auxiliar com blindagem metálica. A utilização desta placa facilita os testes na etapa de projeto;
- Orifícios na placa para facilitar a dissipação de calor dos transformadores;
- Foram utilizados filtros de modo comum na trilhas que levam alimentação até o circuito de controle do FB, pois a fonte auxiliar encontra-se muito distante deste circuito com trilhas longas;
- Também foi utilizado um pequeno filtro de modo comum nos terminais de saída da UR de forma a reduzir o ruído na tensão de saída.



Fig. 11-8 - *Layout* do terceiro protótipo da UR2: Vista lateral.

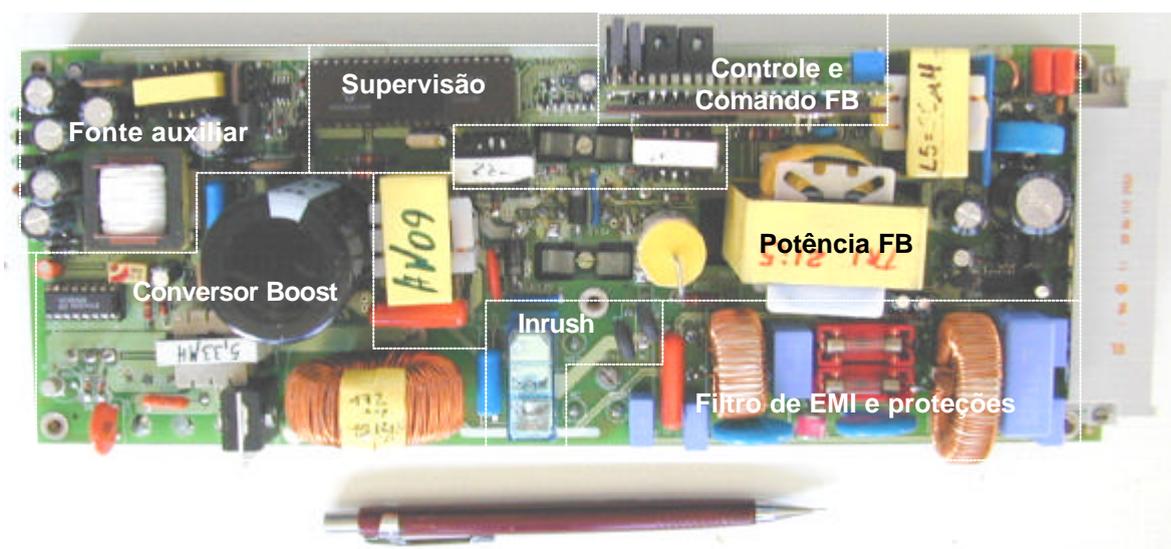


Fig. 11-9 - *Layout* do terceiro protótipo da UR2: Vista superior.

Este *layout* ainda está em fase de testes. Verificou-se baixo nível de ruído, porém ainda não atende ao requisito de 1mV de ruído psfométrico na tensão de saída.

## 11.16 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas algumas recomendações para o projeto do *layout* da placa de circuito impresso.

Percebe-se que o projeto da PCI de uma Unidade Retificadora para telecomunicações é bastante complexo. O projetista deve possuir informações tanto de características elétricas como mecânicas do projeto.

As restrições de volume, a operação em alta frequência e a complexidade dos circuitos envolvidos fazem com que o projeto da placa torne-se um verdadeiro desafio.

Em projetos de PCIs usadas em eletrônica de potência, principalmente em fontes para telecomunicações, devem ser atendidos os seguintes requisitos:

- Alta densidade de potência (compactação);
- Baixo nível de interferência eletromagnética;
- Atendimento às distâncias mínimas de segurança;
- Facilidades de montagem, testes, ajustes e manutenção;

Um bom projetista deve ter sobretudo criatividade para conseguir atender a todos os requisitos citados acima.

Os principais problemas encontrados nos projetos dos *layouts* das URs foram com relação a interferência entre os circuitos. Esta provoca ruídos nos circuitos de comando (mais susceptíveis) que impossibilitam o funcionamento da UR. Técnicas de projeto de *layout* foram estudadas e aplicadas, reduzindo os níveis de ruídos na PCI. Percebe-se que um projeto bem elaborado do *layout* da PCI pode evitar uma série de problemas relacionados à interferência eletromagnética.

No projeto do *layout* da UR1 foram levados em conta as recomendações citadas neste capítulo e obteve-se sucesso. Porém, neste projeto não se considerou as especificações de distâncias mínimas de segurança exigidas pela norma IEC 950.

No *layout* do primeiro protótipo da UR2 não foram consideradas as recomendações de projeto de *layout* apresentadas. Como consequência teve-se sérios problemas de ruído, impossibilitando a operação do conversor FB em malha fechada.

A principal diferença entre o *layout* do segundo e terceiro protótipo da UR2, está no atendimento às especificações de distâncias mínimas de segurança dadas por norma. O segundo *layout* não atende a esta especificação.

Nos dois últimos *layouts* foram utilizados componentes do tipo SMD de forma a tornar viável o projeto da PCI com as dimensões especificadas. O uso de componentes SMD também torna o projeto mais imune à interferência eletromagnética, pois estes componentes são menos susceptíveis a interferências, já que não possuem terminais que atravessam a placa como os componentes convencionais, os quais funcionam como antenas captadoras de ruído.

Apesar das tentativas para reduzir o ruído psfométrico na saída, não se conseguiu atender às especificações exigidas por norma.

## CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho foi apresentado o estudo, projeto e resultados experimentais de duas Unidades Retificadoras de -48V/10A para aplicação em sistemas de telecomunicações.

Apresentou-se as principais características exigidas pelas normas TELEBRÁS, IEC61000-3-2 e IEC950 para projeto de URs. O atendimento a estas normas credencia o equipamento a ser competitivo nos mercados nacional e internacional. Observa-se que as especificações abrangem vários aspectos da UR, como por exemplo: funcionalidade, segurança, qualidade, consumo de energia, interferência, aspectos mecânicos, facilidades de montagem e testes, etc. Percebe-se que o atendimento de todas as especificações dadas por norma torna o projeto da UR bastante complexo, envolvendo vários assuntos estudados na engenharia elétrica e em especial na eletrônica de potência.

Dentre as características que devem possuir os conversores utilizados na UR, destacam-se: elevado rendimento, baixo nível de interferência eletromagnética e pequeno peso e volume. Para atender a estes requisitos, os conversores devem apresentar comutação suave, de forma a permitir a operação em elevada frequência, proporcionando peso e volume reduzidos com um elevado rendimento. A tensão sobre os interruptores não deve ser muito elevada (no máximo 500V), reduzindo os níveis de interferência eletromagnética e possibilitando o uso de interruptores do tipo MOSFETs, que permitem a operação em elevada frequência.

Com o objetivo de obter um elevado fator de potência e baixa distorção harmônica da corrente de entrada, utilizou-se como estágio de entrada o pré-regulador *Boost*, operando a 100kHz em condução contínua e controlado por valores médios instantâneos de corrente. Este conversor proporciona um elevado fator de potência e uma corrente de entrada senoidal com baixa taxa de distorção harmônica, além de garantir uma tensão de saída regulada. Adotou-se uma tensão de 400V no barramento de saída deste conversor, possibilitando o uso de interruptores MOSFETs e reduzindo os esforços de corrente no estágio CC-CC de saída. A operação do conversor *Boost* com tensão universal na entrada (89V a 264V), causa maiores esforços de corrente nos componentes deste conversor, visto que para a tensão de 89V a corrente de entrada é praticamente três vezes maior que a corrente para a tensão nominal (220V). Os controladores mais indicados para a aplicação em questão, conforme estudo realizado na literatura da área, são: controlador avanço-atraso de fase para a malha de corrente e controlador proporcional integral com filtro para a malha de tensão *feedback*.

Os resultados experimentais obtidos dos ensaios realizados com o conversor *Boost*, mostram uma excelente conformidade da corrente de entrada com a tensão de entrada,

apresentando um elevado fator de potência e baixos níveis de distorção harmônica da corrente de entrada para toda a faixa de operação (89V a 264V), atendendo às especificações dadas por norma. Com relação a comutação do interruptor *Boost*, verificou-se a atuação do circuito *snubber*, reduzindo as perdas por comutação, de forma a proporcionar um rendimento acima de 96%.

Realizou-se um estudo comparativo entre os conversores *Forward* com grampeamento ativo, Meia Ponte com comando assimétrico, Três Níveis com grampeamento do ponto neutro e *FB-ZVS-PWM-PS*. Dentre estes conversores o *FB-ZVS-PWM-PS* apresentou as melhores características para ser aplicado como estágio de saída da UR.

Do estudo realizado a respeito do conversor *FB-ZVS-PWM-PS*, tem-se as seguintes observações:

- A utilização da indutância ressonante para promover a comutação suave provoca uma perda de razão cíclica efetiva e aumenta a circulação de corrente reativa no circuito, aumentando as perdas por condução;
- A indutância ressonante provoca um amortecimento na resposta do conversor *FB-ZVS-PWM-PS*. Quanto maior esta indutância maior é o amortecimento.
- A indutância ressonante somada à indutância de dispersão do transformador e à corrente de recuperação reversa dos diodos de saída, causam problemas de sobretensões nestes. Para limitar a tensão sobre os diodos de saída utilizou-se um circuito grampeador pelo lado primário. Este circuito apresenta uma maior eficiência, uma vez que a energia de grampeamento é regenerada para o barramento CC.
- O indutor de saída reduz a ondulação na corrente após o retificador de saída e, conseqüentemente, tem-se uma redução das perdas por condução totais do conversor, com um significativo aumento do rendimento;
- O conversor possui um braço de comutação crítica, sendo que esta comutação ocorre quando os diodos retificadores de saída estão curto-circuitados, sendo disponível apenas a energia armazenada no indutor ressonante para realizar a carga e descarga dos capacitores em paralelo com os interruptores deste braço.

Com respeito ao controle do conversor *FB-ZVS-PWM-PS*, utilizou-se o controle em modo tensão, com duas malhas de controle em paralelo: malha de tensão e corrente. A malha de tensão atua desde a vazio até a plena carga, mantendo a tensão de saída regulada com baixos níveis de ondulação e baixo tempo de resposta dinâmica. A malha de corrente atua apenas no caso de sobrecarga ou curto-circuito na saída, regulando a corrente de saída em seu valor nominal.

Do estudo realizado para a escolha dos controladores a serem usados nas malhas de tensão e corrente, tem-se que o controlador mais indicado para a malha de tensão é o controlador proporcional integral derivativo e, para a malha de corrente, o controlador proporcional integral.

Com relação aos resultados experimentais o conversor *FB-ZVS-PWM-PS* apresentou um rendimento máximo de 93,1%. Com a redução da corrente de saída as perdas por comutação tornam-se significativas, reduzindo o rendimento do conversor.

As especificações de resposta dinâmica e estática especificadas por norma foram atendidas.

A utilização do circuito integrado UC3879 em substituição ao UC3875, resolveu os problemas de temperatura e instabilidades encontrados no UC3875. Após a utilização do UC3879 neste projeto, outros projetos foram desenvolvidos no INEP usando este CI, apresentando excelentes resultados. Com isso, sugere-se a utilização do UC3879 em substituição ao UC3875.

Também se realizou o projeto e implementação dos circuitos de supervisão e das fontes auxiliares. Apesar de não serem apresentados resultados dos ensaios realizados com os circuitos de supervisão e fontes auxiliares, estes atenderam as especificações exigidas por norma. Apenas a parte de comunicação serial que não foi completamente testada.

Foram apresentados resultados experimentais dos ensaios de interferência eletromagnética. Analisou-se a influência dos capacitores  $C_y$  e do indutor de modo comum na atenuação dos ruídos de rádio frequência. Através do ajuste do indutor de modo comum e do acréscimo de capacitores  $C_y$  na entrada do circuito do filtro de EMI, obteve-se o atendimento aos limites de interferência eletromagnética conduzida especificados pela norma CISPR22A.

No projeto do *layout* da placa de circuito impresso de fontes chaveadas para aplicação em sistemas de telecomunicações, deve-se tomar uma série de cuidados especiais, pois a complexidade dos circuitos envolvidos, a compactação desejada e a operação em alta frequência, provocam sérios problemas de interferência, que podem inviabilizar o funcionamento do projeto. Sendo assim, apresentou-se algumas recomendações para o projeto do *layout* da PCI, visando a redução de interferência eletromagnética no circuito.

A utilização de conversores com comutação suave (ou com circuitos de auxílio à comutação) permitiu a operação com elevadas frequências de comutação (100kHz e 140kHz). A limitação da frequência de comutação deve-se às perdas nos elementos magnéticos (núcleos dos transformadores e indutores).

O rendimento máximo da UR foi de 89,3% com tensão de entrada de 220V.

Verificou-se a complexidade do projeto de uma UR com atendimento às normas de equipamentos para telecomunicações.

O projeto realizado atendeu praticamente todas as especificações exigidas por norma, com exceção à especificação de ruído psfométrico. Apesar de não ser atendido este requisito, constatou-se algumas características que através de um estudo mais aprofundado pode-se chegar aos níveis exigidos por norma para o ruído psfométrico:

- A principal harmônica que contribui para o ruído psfométrico está na frequência de 1kHz;
- A velocidade da malha de controle altera os níveis de ruído psfométrico. Sendo que a partir de um certo ponto o aumento da velocidade da malha de controle aumenta os níveis de ruído psfométrico;
- A redução do nível de ondulação de 120Hz da tensão de saída nem sempre reduz o nível de ruído psfométrico. Neste sentido deve-se realizar um estudo do filtro de saída com o intuito de verificar a sua contribuição para a atenuação do ruído psfométrico.

***Principais contribuições do trabalho apresentado:***

- Introdução das normas de equipamentos para telecomunicações;
- Projeto completo de todos os circuitos que compõem uma Unidade Retificadora com atendimento às normas nacional TELEBRÁS e internacionais IEC61000-3-2 e IEC950;
- Desenvolvimento de um conversor pré-regulador *Boost*, operando com tensão universal e apresentando um elevado nível de compactação;
- Introdução do circuito integrado UC3879 em substituição ao UC3875;
- Análise do filtro de interferência eletromagnética;
- Obtenção experimental da função de transferência do conversor FB-ZVS-PWM-PS e da função de transferência do Psofômetro (medidor de ruído psfométrico);
- Análise do controle do conversor *FB-ZVS-PWM-PS* em malha fechada, com controle de tensão e corrente, e compartilhamento equalizado da corrente de saída;
- Recomendações para projeto do *layout* da placa de circuito impresso, visando a redução de interferência eletromagnética.
- Utilização de componentes SMD no projeto da UR2.

***Principais problemas encontrados:***

- Problemas de ruídos, devido a operação em elevada frequência e a compactação exigida;
- Projeto da placa de circuito impresso de forma a atender às especificações de volume e distâncias de segurança especificadas;
- Atendimento às especificações de ruído psfométrico;
- Atendimento às especificações de EMI.

Contudo, observa-se que existe uma grande “distância” entre um protótipo e um produto final que deva atender a rígidas especificações dadas por norma.

***Sugestões:***

- Estudo aprofundado do ruído psfométrico: características, causas e formas de atenuação;
- Análise do filtro de saída do conversor *FB-ZVS-PWS-PS*, observando sua contribuição na atenuação do ruído psfométrico;
- Verificar a possibilidade de reduzir os estágios que compõem a malha de controle da tensão de saída do conversor *FB-ZVS-PWM-PS*, tornando-a menos susceptível a ruídos;
- Estudo da implementação dos circuitos de controle, comando e supervisão de forma digital, usando DSP, reduzindo volume e ruídos;
- Verificação da melhor frequência de comutação dos conversores da UR, de forma a reduzir os níveis de interferência eletromagnética e otimizar volume e rendimento.



# **ANEXOS**



## ANEXO A1 – DIAGRAMAS ELÉTRICOS DA UR1

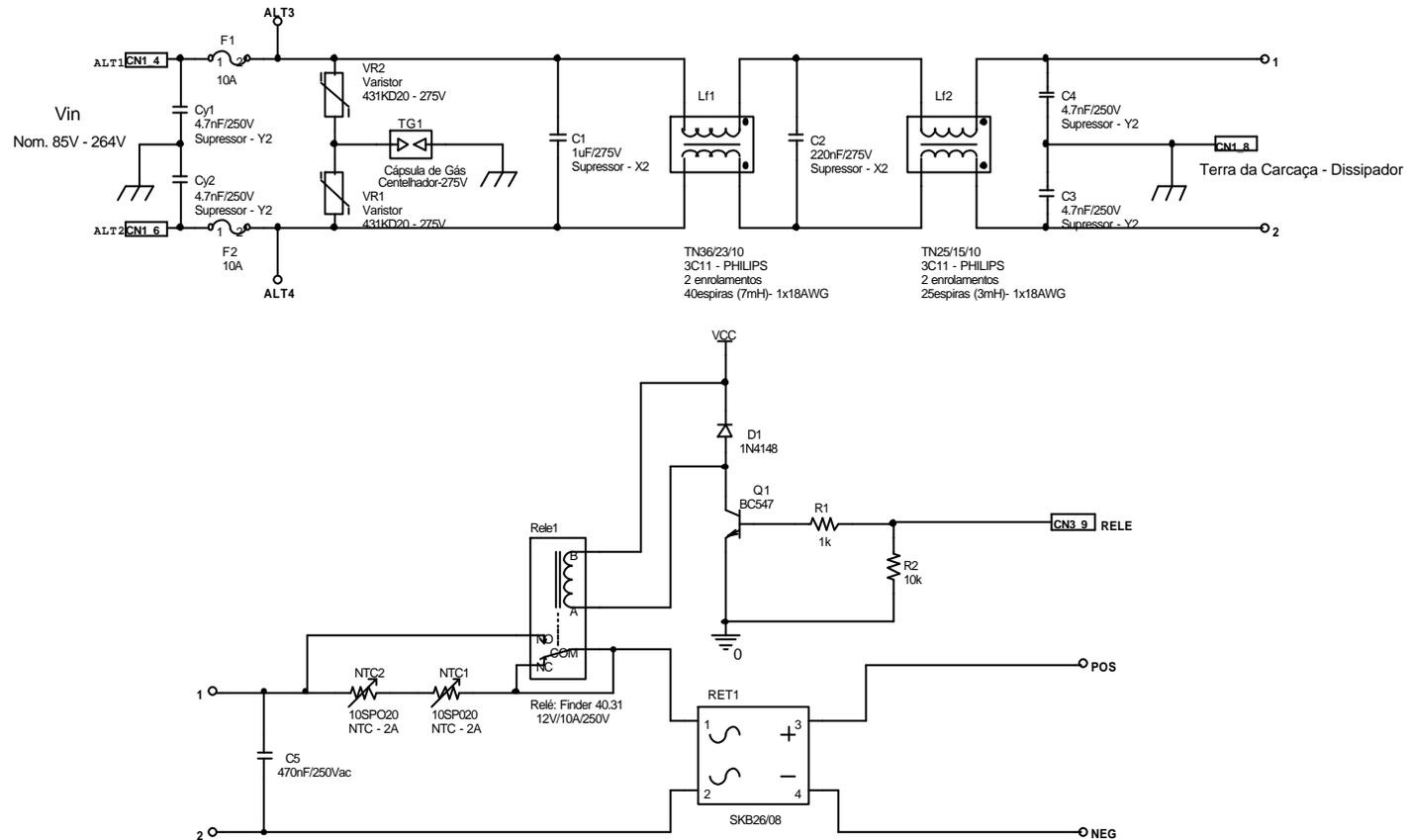


Fig. A1 - Esquemático do circuito de entrada: Filtro de EMI e retificador.

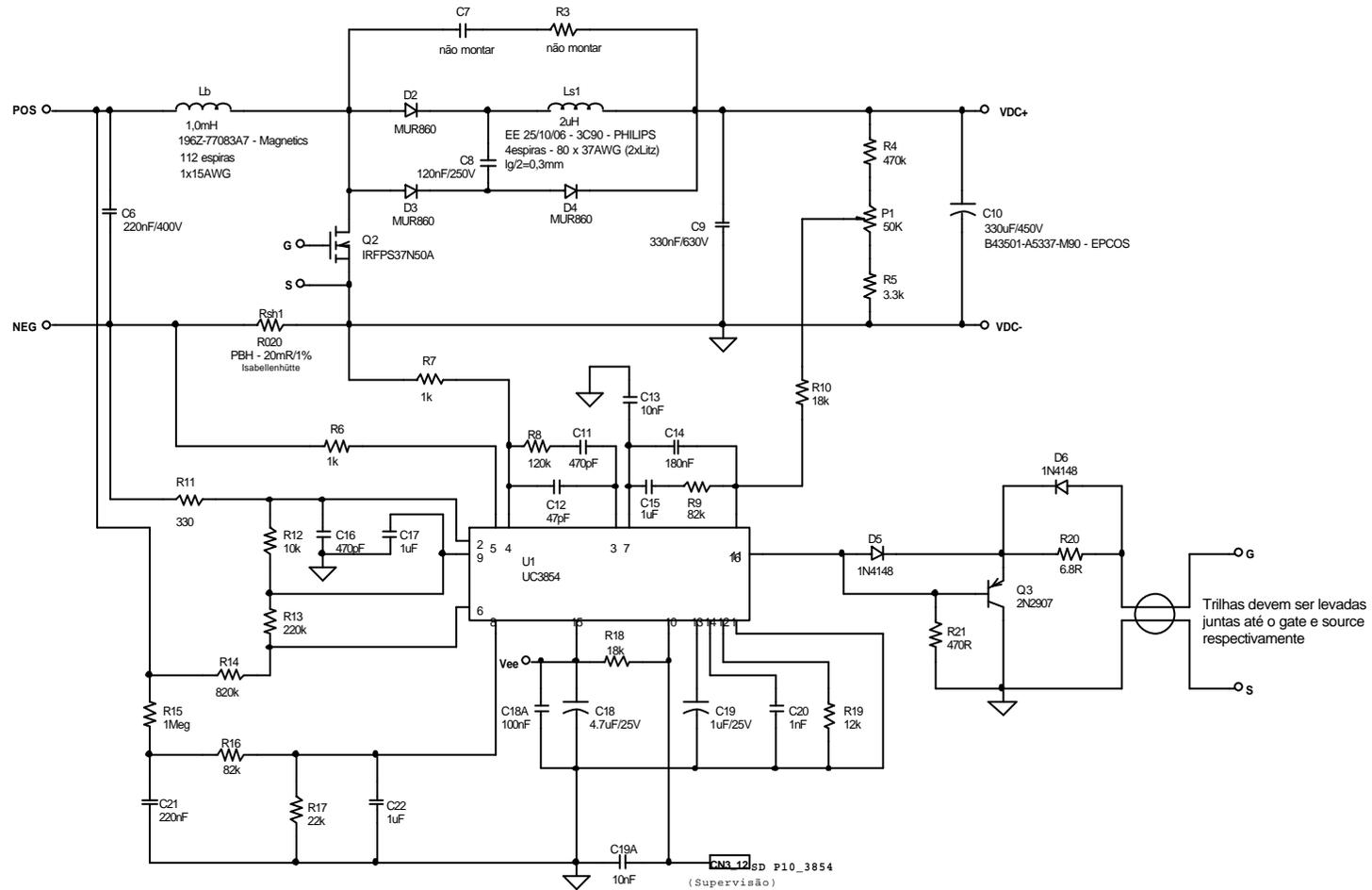


Fig. A2 - Esquemático do circuito pré-regulador Boost: Potência e comando.

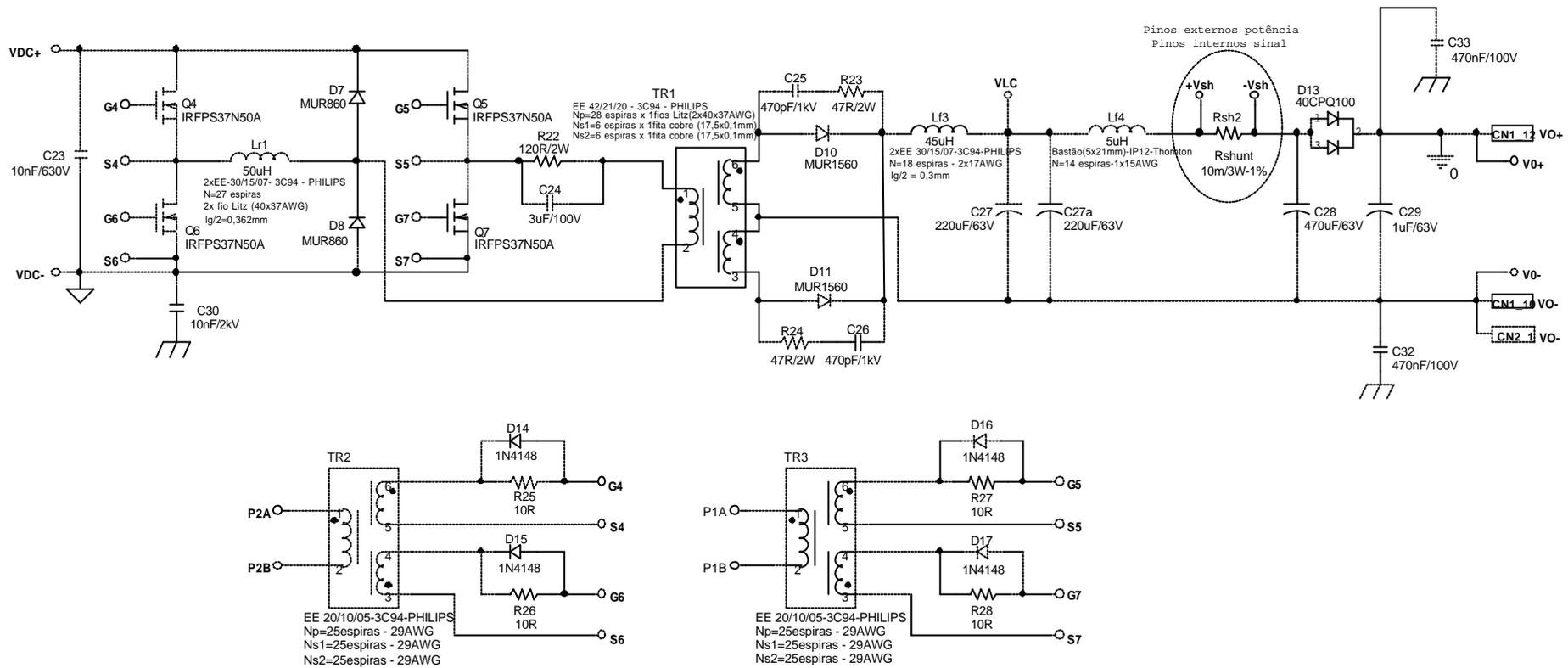


Fig. A3 - Esquemático do circuito de potência do conversor *FB-ZVS-PWM-PS*.



Sensor de falha de rede de alimentação CA.  
(Subtensão/Sobretensão/Falta de rede)

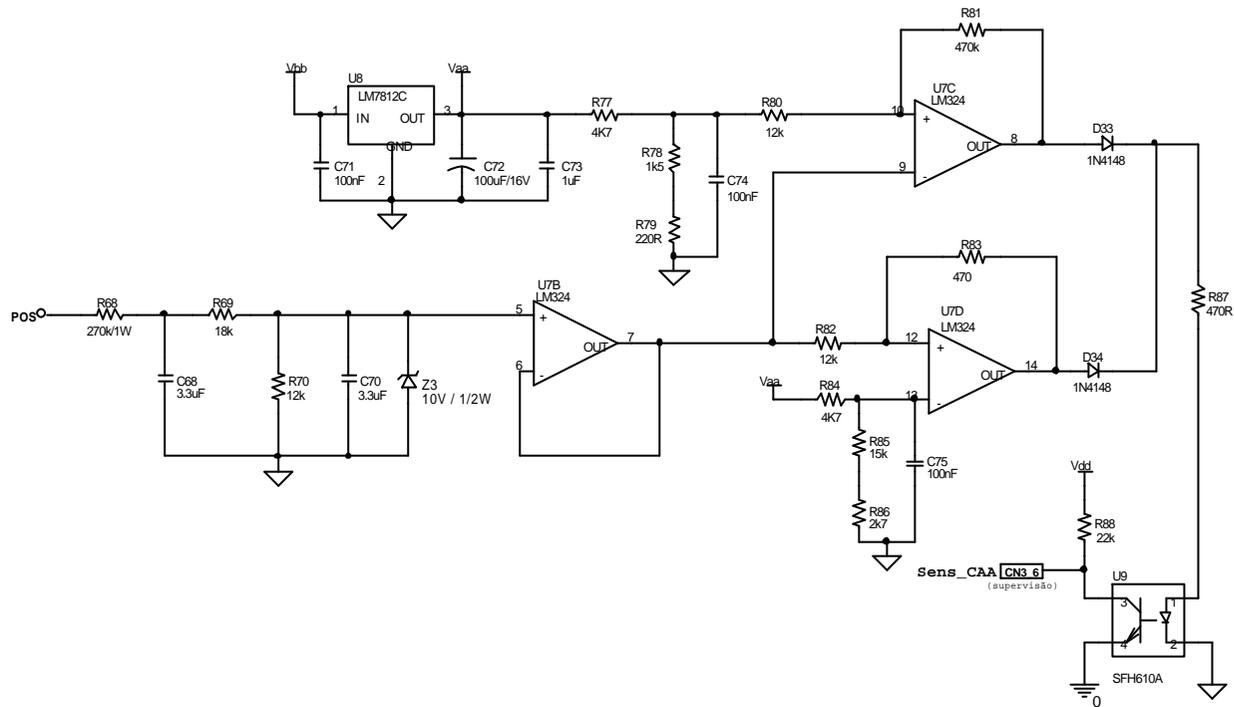


Fig. A5 - Esquemático do circuito de supervisão de falha CA.

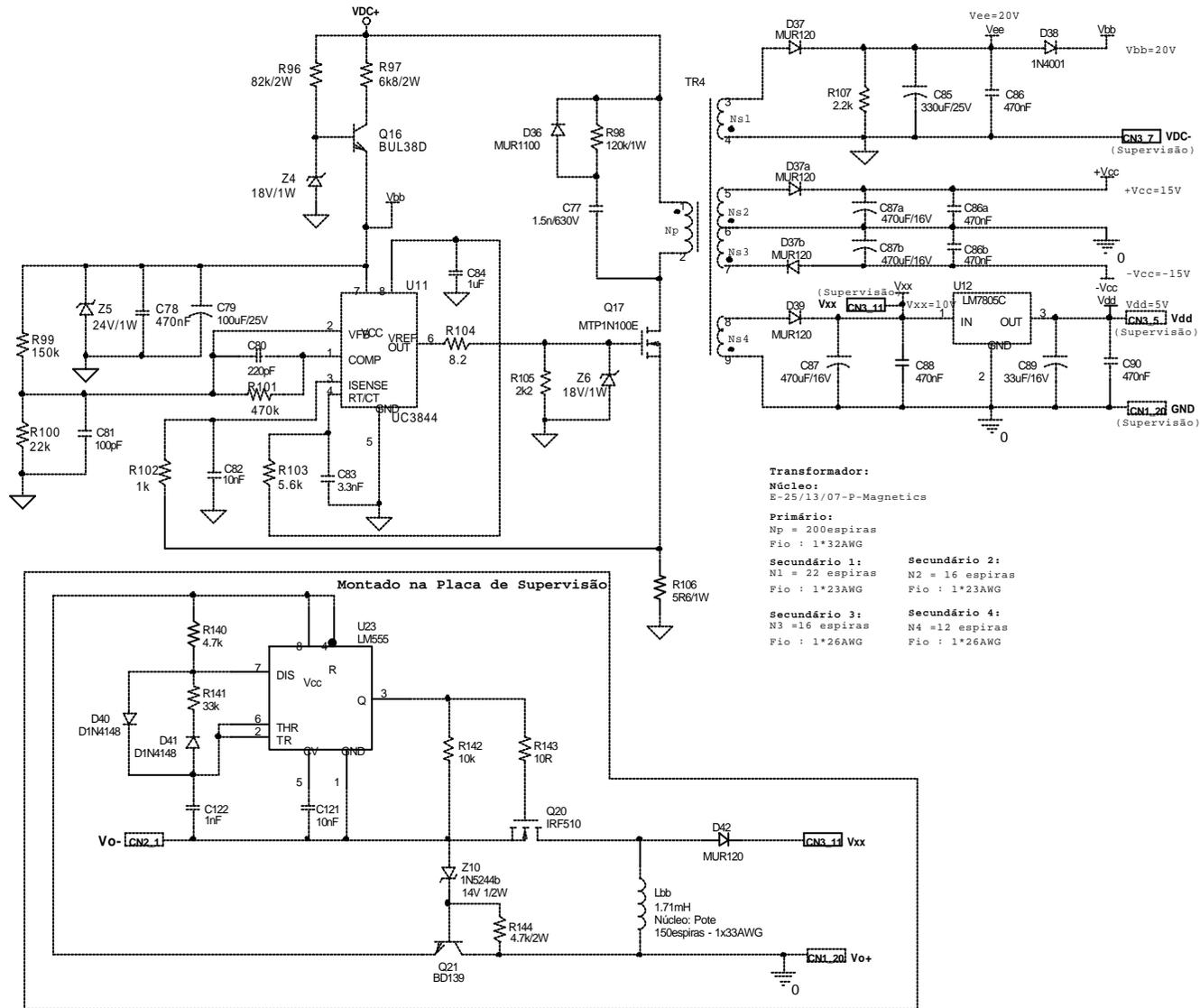


Fig. A6 - Esquemático dos circuitos das fontes auxiliares.

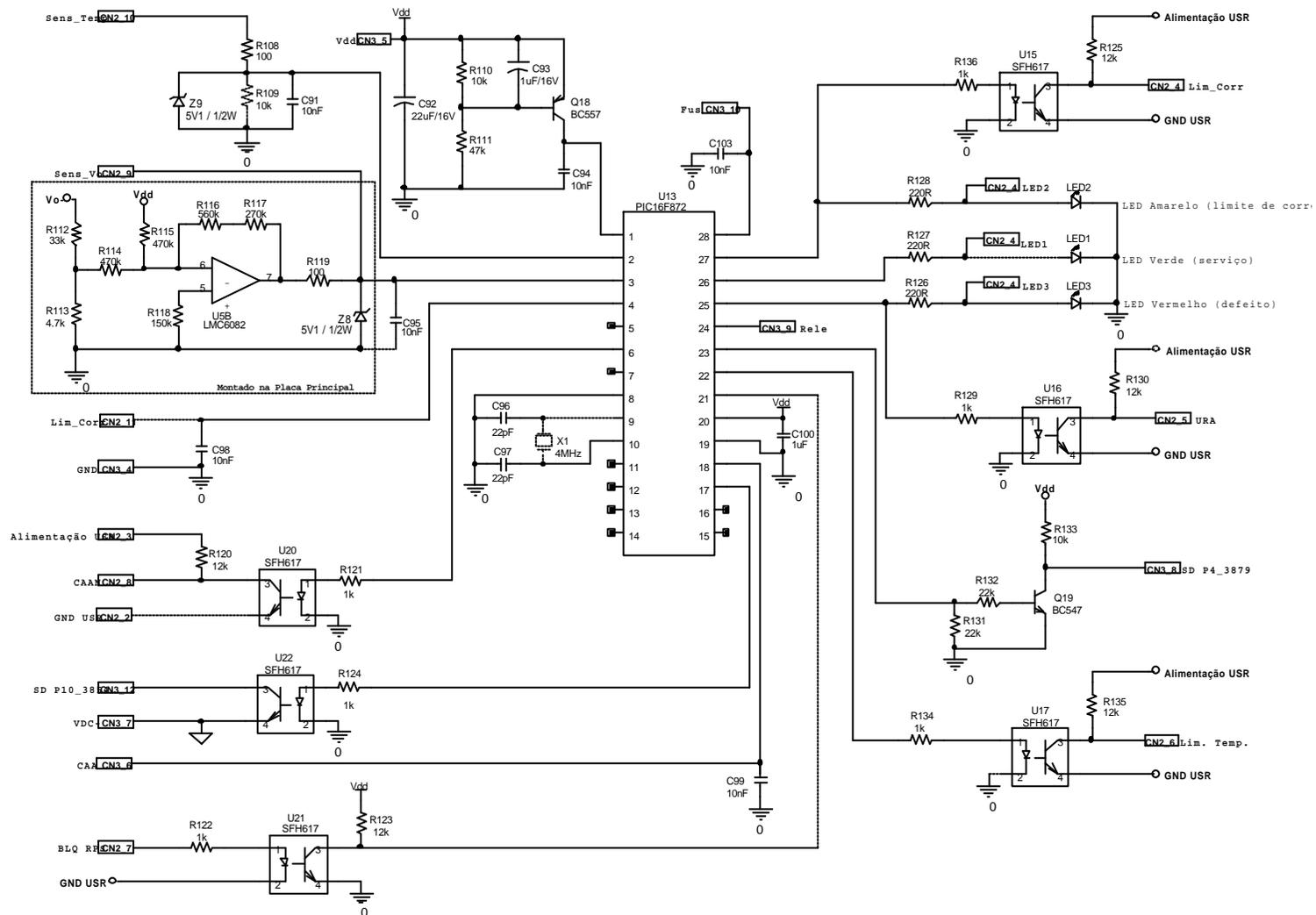


Fig. A7 – Esquemático do circuito de supervisão.

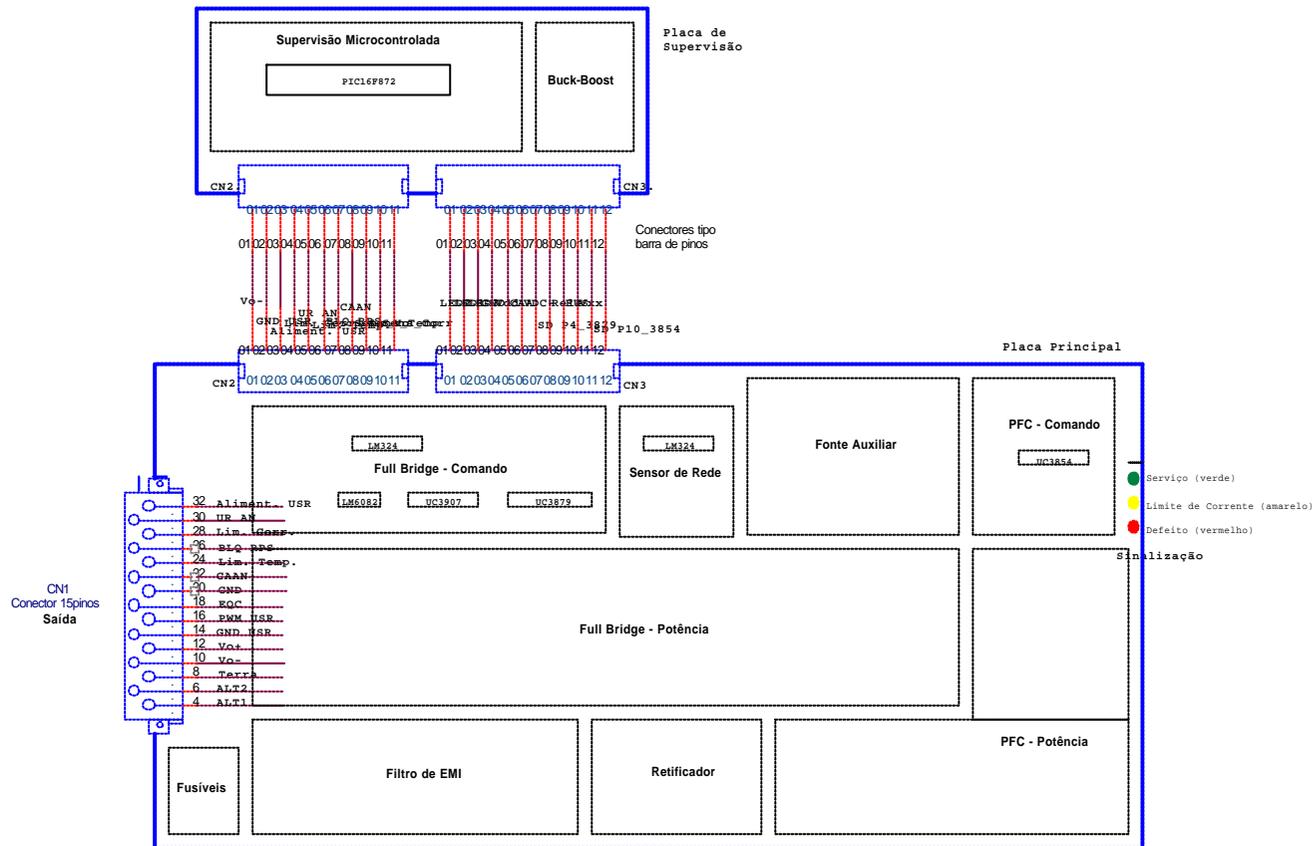


Fig. A8 – Esquemático de conexões e layout da PCI.

## ANEXO A2 – LISTA DE COMPONENTES DA UR1

*Tabela A1 – Lista de componentes da UR1.*

Item	Qtd.	Referência	Especificação
1	1	CN1	Conector 15pinos
2	4	Cy1,Cy2,C3,C4	4.7nF/250V - Supressor - Y2
3	1	C1	1uF/275V - Supressor - X2
4	1	C2	220nF/275V - Supressor - X2
5	1	C5	470nF/250Vac
6	1	C6	220nF/400V
7	6	R3,C7,C34,R35,C38,C43	não montar
8	1	C8	120nF/250V
9	1	C9	330nF/630V
10	1	C10	330uF/450V - B43501-A5337-M90 - EPCOS
11	1	C11	1.5nF
12	1	C12	150pF
13	11	C13,C19A,C82,C91,C94,C95, C98,C99,C101,C103,C121	10nF
14	1	C14	270nF
15	16	C15,C17,C22,C37c,C37b,C39,C41,C45,C46,C 49,C50,C52,C55,C73,C84,C100	1uF
16	1	C16	470pF
17	1	C18	4.7uF/25V
18	10	C18A,C57,C62,C66a,C66, C71,C74,C75,C76A,C119	100nF
19	1	C19	1uF/25V
20	3	C20,C48,C122	1nF
21	1	C21	220nF
22	1	C23	10nF/630V
23	1	C24	3uF/100V
24	2	C25,C26	470pF/1kV
25	2	C27a,C27	220uF/63V
26	1	C28	470uF/63V
27	1	C29	1uF/63V
28	1	C30	10nF/2kV
29	1	C31	3n3/4kV
30	2	C33,C32	470nF/100V
31	3	C35,C36,C37	82pF
32	1	C37a	4.7nF
33	1	C40	1.2nF
34	2	C42,C61	150nF
35	1	C44	2.2nF
36	3	C47,C63,C67	560pF
37	1	C51	390pF
38	3	C53,C56,C72	100uF/16V
39	1	C54	100uF
40	4	C58,C65,C76,C81	100pF
41	1	C59	560p
42	1	C60	680pF
43	1	C64	22nF
44	2	C70,C68	3.3uF
45	1	C77	1.5n/630V

46	6	C78,C86b,C86a,C86,C88, C90	470nF
47	1	C79	100uF/25V
48	1	C80	220pF
49	1	C83	3.3nF
50	1	C85	330uF/25V
51	3	C87b,C87a,C87	470uF/16V
52	1	C89	33uF/16V
53	1	C92	22uF/16V
54	1	C93	1uF/16V
55	2	C97,C96	22pF
56	1	C120	10uF
57	9	D1,D5,D6,D14,D15,D16,D17, D33,D34	1N4148
58	5	D2,D3,D4,D7,D8	MUR860
59	2	D10,D11	MUR1560
60	1	D13	40CPQ100
61	9	D18,D19,D20,D21,D22,D23, D24,D25,D26	D1N5819
62	3	D35,D40,D41	D1N4148
63	1	D36	MUR1100
64	5	D37b,D37a,D37,D39,D42	MUR120
65	1	D38	1N4001
66	2	F1,F2	10A
67	1	JP1	CONN ASY PLUG 24
68	3	LED1,LED2,LED3	LED
69	1	Lb	1,0mH – 112 espiras x 1 fio 15AWG – 196Z-77083A7 - Magnetics
70	1	Lbb	1.71mH – 150 espiras x 1 fio 33AWG
71	1	Lf1	7mH – 40 espiras x 1 fio 18AWG - TN36/23/10 - 3C11 - PHILIPS
72	1	Lf2	3mH – 25 espiras x 1 fio 18AWG - TN25/15/10 - 3C11 - PHILIPS
73	1	Lf3	45uH – 18 espiras x 2 fios 17AWG - 2xEE 30/15/07-3C94-PHILIPS
74	1	Lf4	5uH – 14 espiras x 1 fio 15AWG - Bastão(5x21mm)-IP12-Thornton
75	1	Lr1	50uH – 17 espiras x 1 fio Litz (40 x 37AWG) - 2xEE-30/15/07-3C94 - PHILIPS
76	1	Ls1	2uH – 4 espiras x 2 fios litz - EE 25/10/06 - 3C90 - PHILIPS
77	1	NTC1	10SP020 - NTC - 2A
78	1	NTC2	10SPO20 - NTC - 2A
79	1	P1	Trimpot 50K
80	4	P2,R64,R65,R107	2.2k
81	2	Q19,Q1	BC547
82	5	Q2,Q4,Q5,Q6,Q7	IRFPS37N50A
83	1	Q3	2N2907
84	4	Q8,Q9,Q12,Q13	BD135
85	4	Q10,Q11,Q14,Q15	BD136
86	1	Q16	BUL38D
87	1	Q17	MTP1N100E
88	1	Q18	BC557
89	1	Q20	IRF510
90	1	Q21	BD139
91	1	RET1	SKB26/08
92	1	Rsh1	R020 - PBH - 20mR/1%
93	1	Rsh2	Rshunt - 10m/3W-1%
94	13	R1,R32a,R32,R38,R42,R102, R121,R122,R124,R129,R134, R136,R138	1k
95	12	R67,R91,R109,R110,R133, R142	10k

96	3	R4,R114,R115	470k
97	2	R137,R5	3.3k
98	3	R6,R7,R45	1.5k
99	1	R8	39k
100	1	R9	100k
101	1	R10	27k
102	1	R11	330R
103	1	R13	180k
104	2	R61,R14	680k
105	1	R15	1Meg
106	2	R101,R16	82k
107	6	R17,R63,R88,R95,R131, R132	22k
108	4	R18,R31,R69,R85	18k
109	12	R19,R54,R55,R60,R70,R80, R82,R120,R123,R125,R130, R135	12k
110	1	R20	6.8R
111	2	R87,R21	470R
112	1	R22	120R/2W
113	2	R23,R24	47R/2W
114	7	R25,R26,R27,R28,R50,R51, R143	10R
115	2	R117,R29	270k
116	1	R30	1.8k
117	5	R33,R34,R36,R37,R111	47k
118	1	R39	5k6
119	3	R40,R41,R79	100R
120	3	R43,R108,R119	100R
121	1	R46	3.9k
122	3	R47,R49,R103	5.6k
123	1	R48	8.2k
124	2	R52,R53	560R
125	1	R56	15k
126	2	R78,R57	1k5
127	4	R62,R99,R112,R141	33k
128	1	R68	270k/1W
129	2	R84,R77	4K7
130	1	R81	2.2Meg
131	1	R83	1.2Meg
132	1	R86	2k7
133	3	R89,R90,R116	560k
134	2	R92,R93	220k
135	4	R94,R100,R113,R140	4.7k
136	1	R96	82k/2W
137	1	R97	6k8/2W
138	1	R98	120k/1W
139	1	R104	8.2
140	1	R105	2k2
141	1	R106	5R6/1W
142	1	R118	150k
143	3	R126,R127,R128	220R
144	1	R144	4.7k/2W
145	1	TG1	Cápsula de Gás - Centelhador-275V
146	1	TR1	EE 42/21/20 - 3C94 - PHILIPS - Np=28 espiras x 1fios

			Litz(40x37AWG) Ns1=Ns2 = 6 espiras x 1 fita cobre (17,5mm x 0,1mm)
147	2	TR2,TR3	EE 20/10/05-3C94-PHILIPS - Np= Ns1=Ns2= 25espiras - 29AWG
148	1	TR4	EE 25/13/07 – 3C94 – PHILIPS NP=200 espiras x 1 fio 32AWG Ns1 = 22 espiras x 1 fio 23AWG Ns2 = 16 espiras x 1 fio 23AWG Ns3 = 16 espiras x 1 fio 26AWG Ns4 = 12 espiras x 1 fio 26AWG
149	1	U1	UC3854
150	1	U2	UC3907
151	1	U3	UC3879
152	2	U7,U4	LM324
153	1	U5	TL072
154	1	U5B	LMC6082
155	1	U6	LM35
156	1	U8	LM7812C
157	2	U10,U9	SFH610A
158	1	U11	UC3844
159	1	U12	LM7805C
160	1	U13	PIC16F872
161	7	U15,U16,U17,U19,U20,U21, U22	SFH617
162	1	U18	TL431
163	1	U23	LM555
164	2	VR2,VR1	Varistor - 431KD20 - 275V
165	1	X1	4MHz
166	1	Z1	D02CZ5_1 – 5V1 / 1/2W
167	1	Z2	DO2CZ4_7 - 4V7 / 1/2W
168	1	Z3	10V / 1/2W
169	2	Z6,Z4	18V/1W
170	1	Z5	24V/1W
171	2	Z8,Z9	5V1 / 1/2W
172	1	Z10	1N5244b - 14V 1/2W

## ANEXO A3 – LAYOUT DA PCI DA UR1.

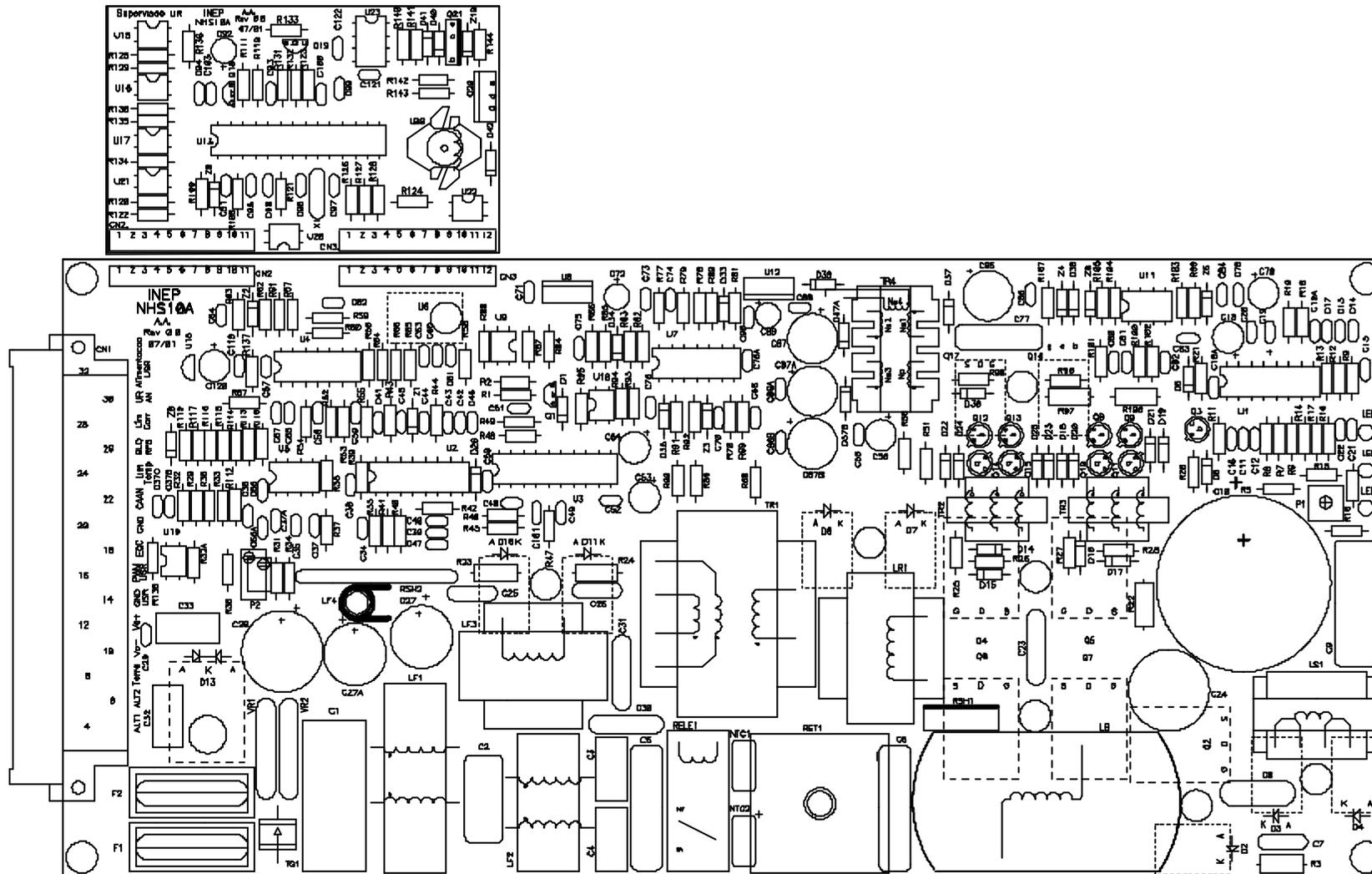


Fig. A9 – Layout da PCI da UR1 – Visto do lado dos componentes: Layer T-silk.



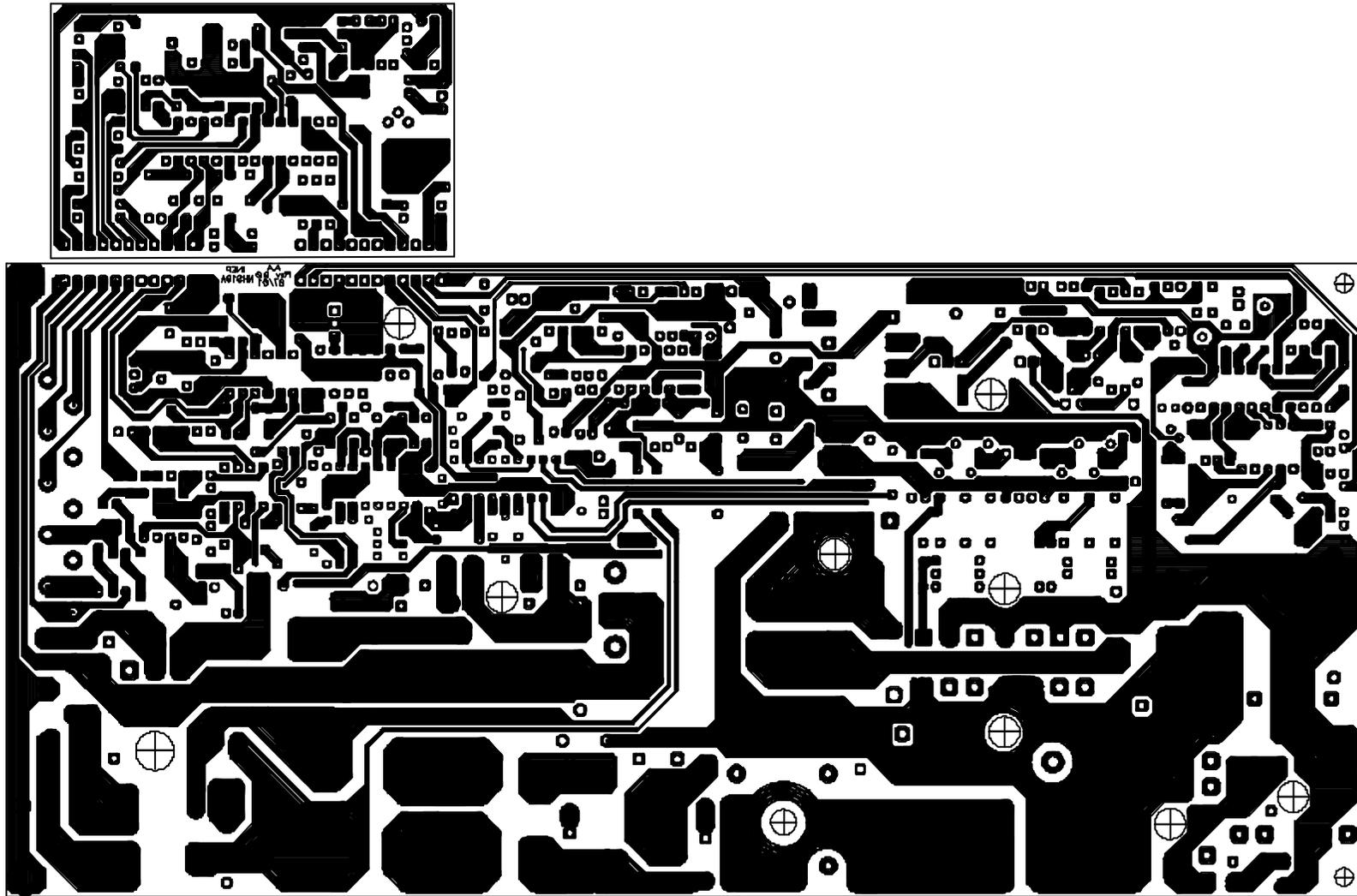
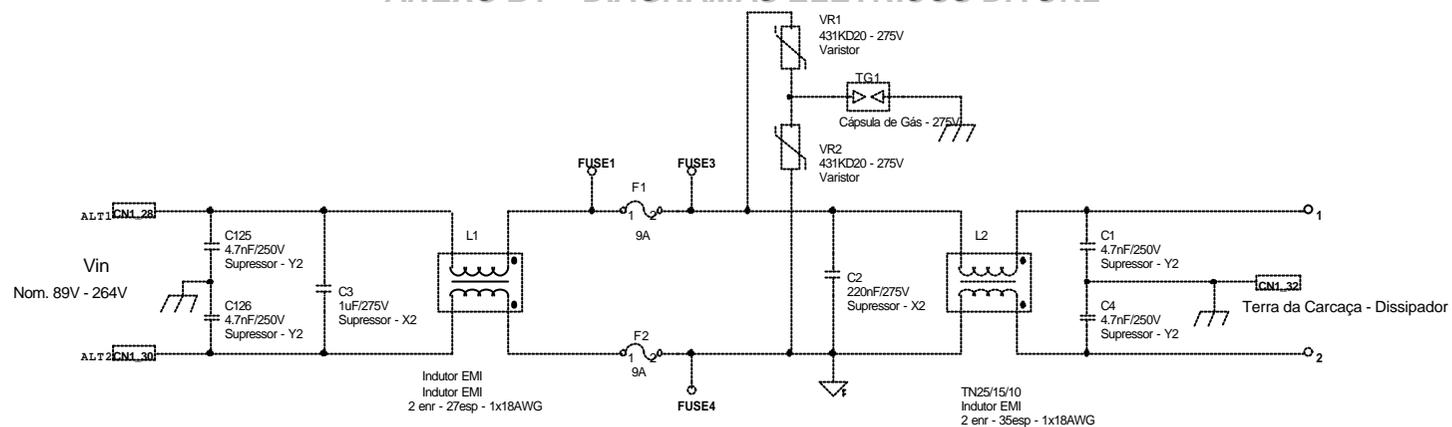


Fig. A11 - Layout da PCI da UR1 – Cobre do lado inferior da PCI: *Layer Bottom*.

## ANEXO B1 – DIAGRAMAS ELÉTRICOS DA UR2



**Indutor EMI:**  
 Núcleo:  
 Toroidal - TN36/23/10  
**2 Enrolamentos:**  
 N1 = 27 espiras  
 Pico : 1\*18AWG  
 N2 = 27 espiras  
 Pico : 1\*18AWG

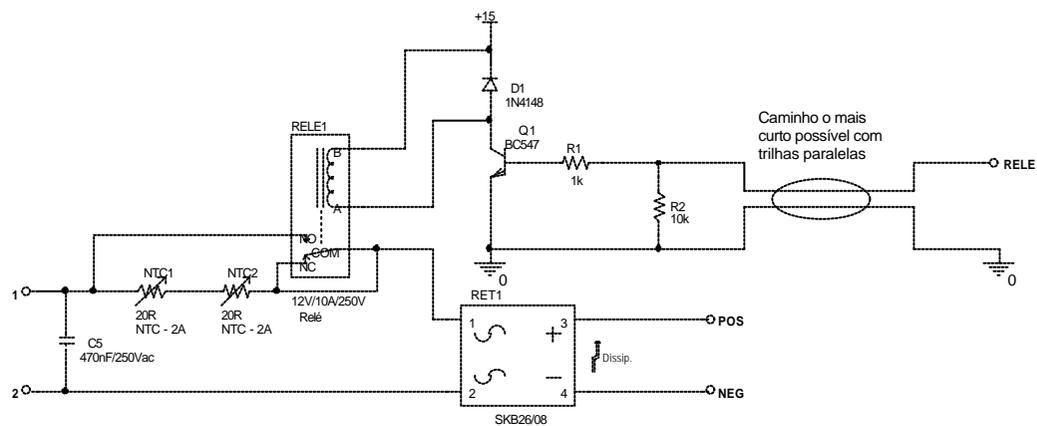


Fig. B1 - Esquemático do circuito de entrada: Filtro de EMI e retificador.

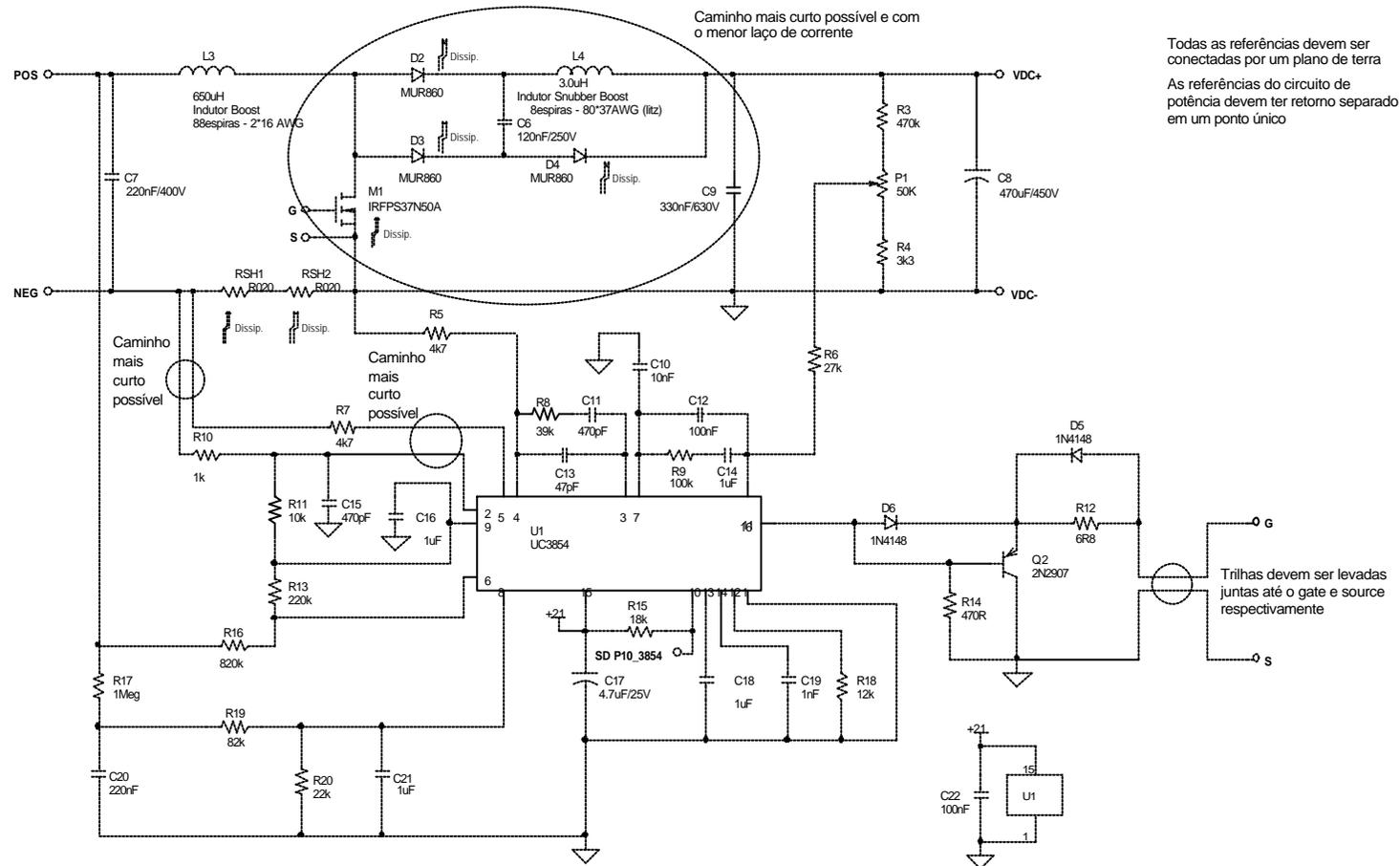


Fig. B2 - Esquemático do circuito pré-regulador Boost: Potência e comando.





Sensor de falha de rede de alimentação CA.  
(Subtensão/Sobretensão/Falta de rede)

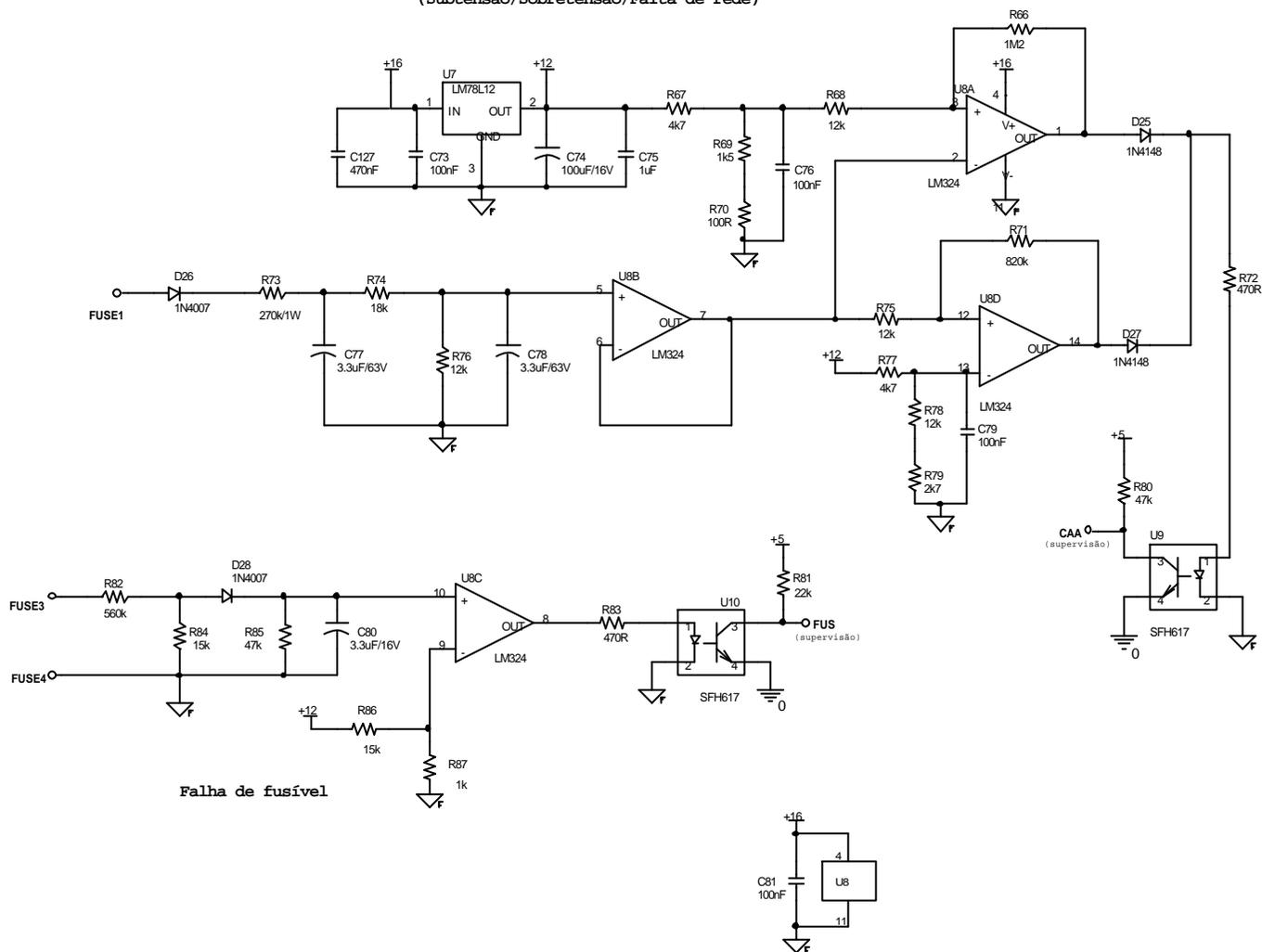


Fig. B5 - Esquemático do circuito de supervisão de falha CA e fusível aberto.

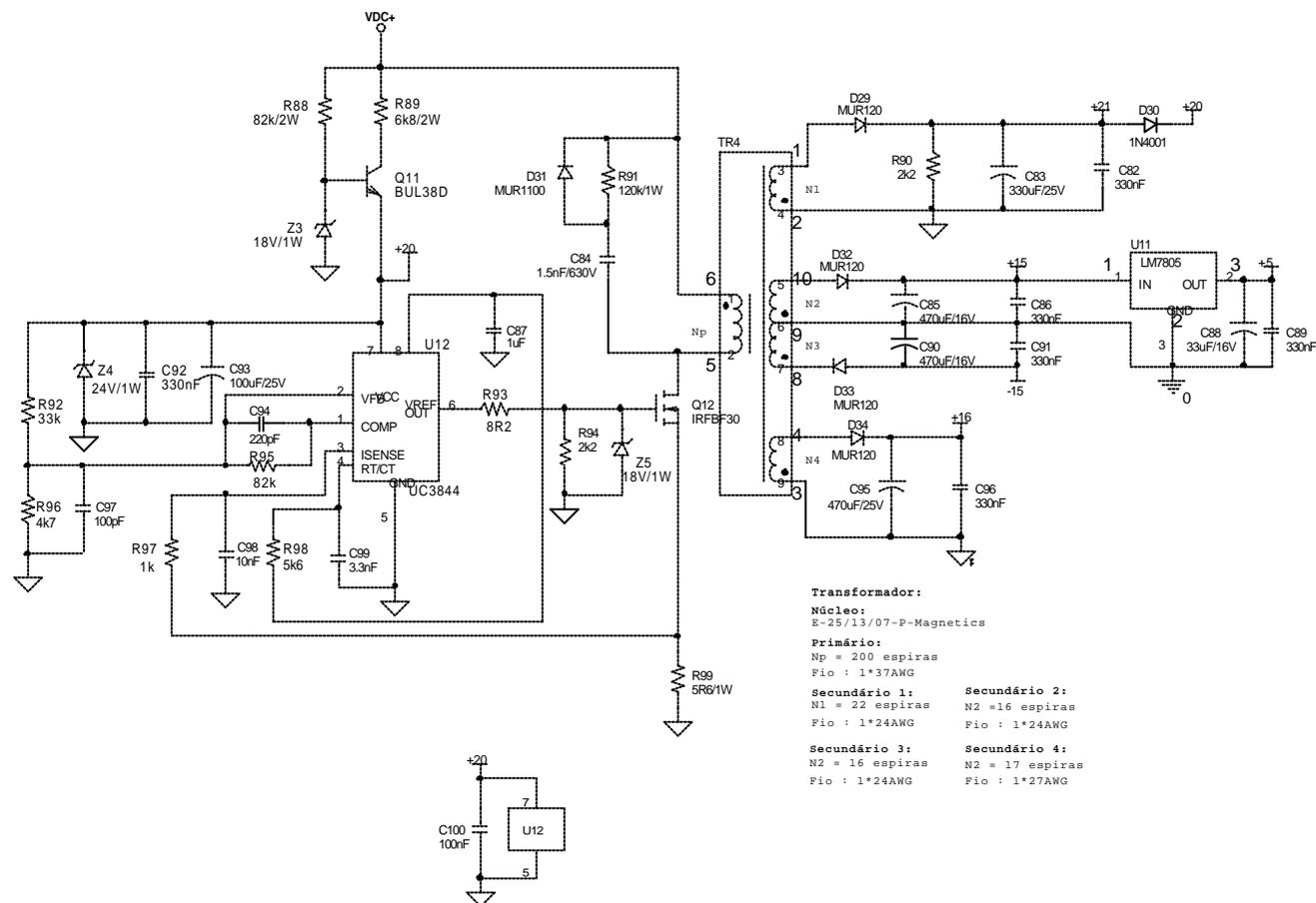


Fig. B6 - Esquemático do circuito da fonte auxiliar 1.

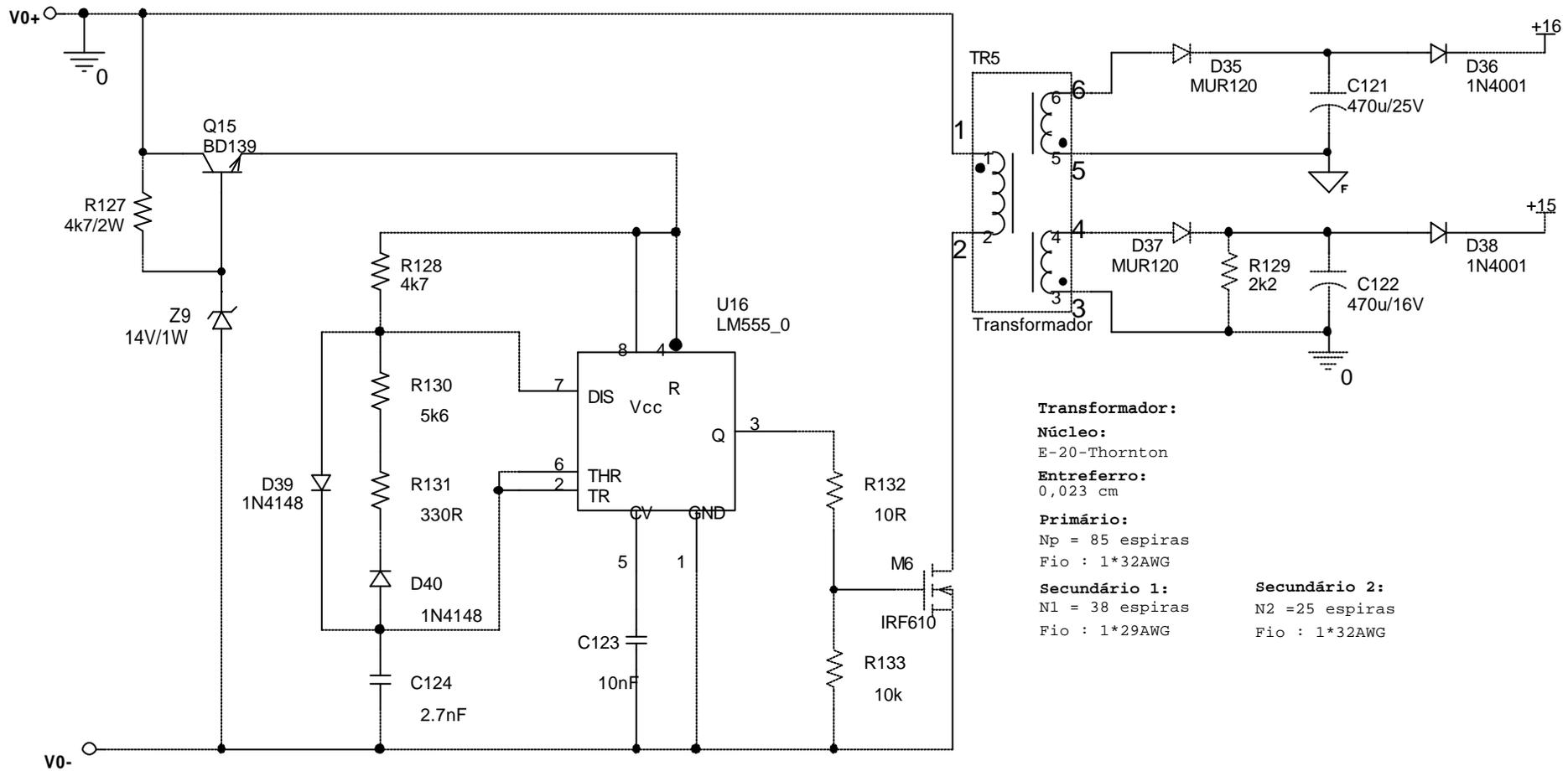


Fig. B7 - Esquemático do circuito da fonte auxiliar 2.

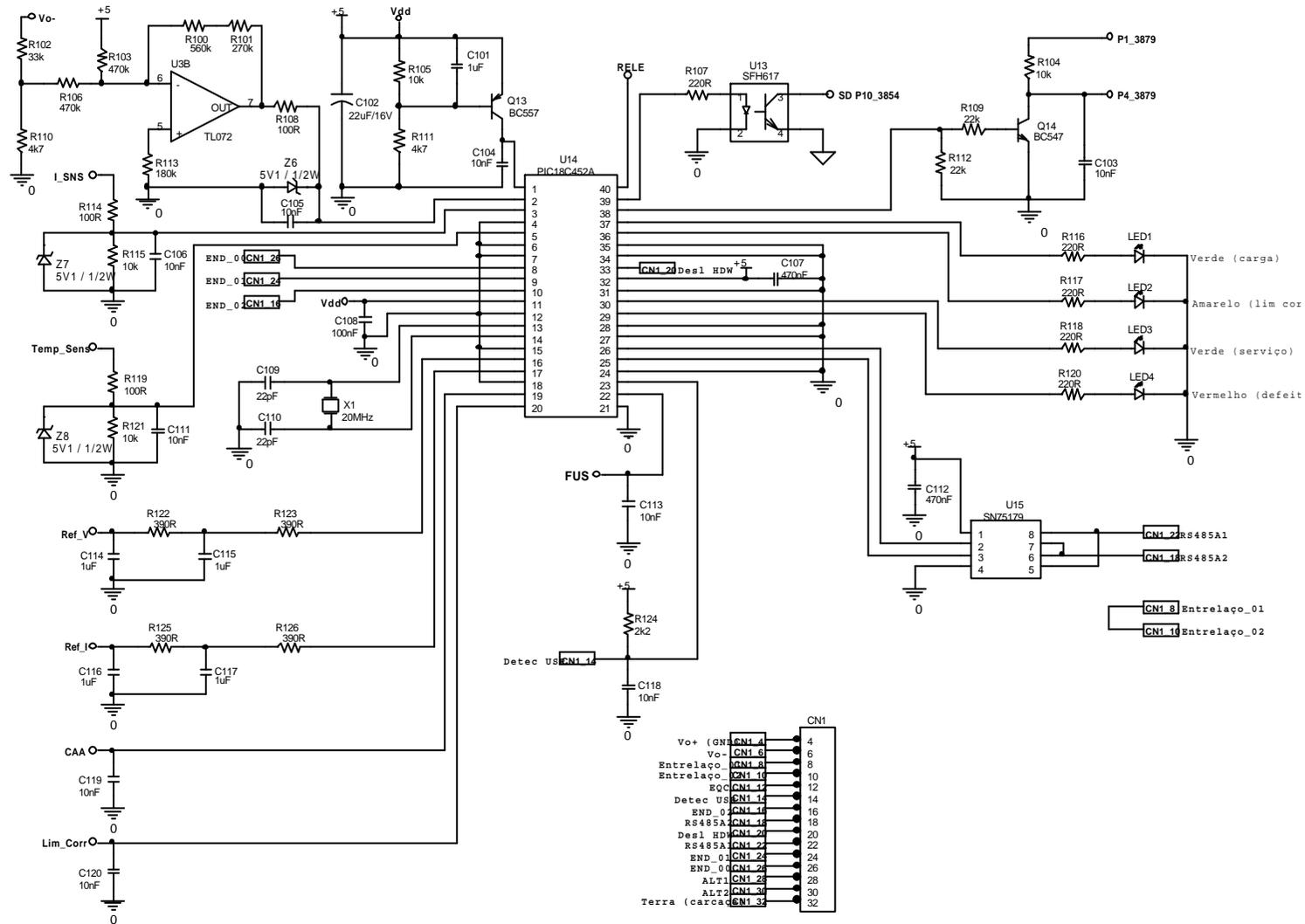


Fig. B8 - Esquemático do circuito de supervisão.

## ANEXO B2 – LISTA DE COMPONENTES DA UR2

*Tabela B1- Lista de componentes da UR2.*

<b>Fonte de Alimentação de 10A com correção ativa de fator de potência :UR2</b>					
<b>Item</b>	<b>Qtd.</b>	<b>Referência na PCI</b>	<b>Valor</b>	<b>Tipo</b>	<b>Especificações</b>
1	1	CN1	15 Pinos	PTH	Conector de Pinos
2	4	C1,C4,C125,C126	4.7nF/250V	PTH	Supressor - Y2
3	1	C2	220nF/275V	PTH	Supressor - X2
4	1	C3	1uF/275V	PTH	Supressor - X2
5	1	C5	470nF/250Vac	PTH	Polipropileno
6	1	C6	120nF/250V	PTH	Polipropileno
7	1	C7	220nF/400V	PTH	Polipropileno
8	1	C8	470uF/450V	PTH	Eletrolítico
9	1	C9	330nF/630V	PTH	Polipropileno
10	13	C10,C38,C98,C103,C104, C105,C106,C111,C113,C118, C119,C120,C123	10nF	SMD	Cerâmico
11	2	C11,C15	470pF	SMD	Cerâmico
12	16	C12,C22,C62,C67,C68,C69, C70,C71,C72,C73,C76,C79, C81,C100,C108,C128	100nF	SMD	Cerâmico
13	1	C13	47pF	SMD	Cerâmico
14	19	C14,C16,C18,C21,C35,C41, C44,C45,C48,C50,C52,C57, C75,C87,C101,C114,C115, C116,C117	1uF	SMD	Cerâmico
15	1	C17	4.7uF/25V	PTH	Eletrolítico
16	2	C37,C19	1nF	SMD	Cerâmico
17	1	C20	220nF	SMD	Cerâmico
18	2	C33,C23	470nF/100V	PTH	Poliéster
19	2	C24,C31	470pF/1kV	PTH	Disco Cerâmico
20	1	C25	10nF/630V	PTH	Disco Cerâmico
21	1	C26	3uF/100V	PTH	Capacitor Sprague
22	1	C27	220uF/63V	PTH	Eletrolítico
23	1	C28	470uF/63V	PTH	Eletrolítico
24	1	C29	1uF/63V	PTH	Cerâmico Multicamadas
25	1	C30	10nF/2kV	PTH	Disco Cerâmico
26	1	C34	4.7nF	SMD	Cerâmico
27	3	C36,C42,C47	82pF	SMD	Cerâmico
28	3	C39,C46,C49	2.2nF	SMD	Cerâmico
29	1	C40	390pF	SMD	Cerâmico

30	2	C43,C65	22nF	SMD	Cerâmico
31	1	C51	1.2nF	SMD	Cerâmico
32	3	C53,C58,C74	100uF/16V	PTH	Eletrolítico
33	1	C55	100uF	SMD	Cerâmico
34	1	C56	680pF	SMD	Cerâmico
35	1	C59	47nF	SMD	Cerâmico
36	3	C60,C64,C97	100pF	SMD	Cerâmico
37	3	C61,C63,C66	560pF	SMD	Cerâmico
38	2	C77,C78	3.3uF/63V	PTH	Eletrolítico
39	1	C80	3.3uF/16V	PTH	Eletrolítico
40	6	C82,C86,C89,C91,C92,C96	330nF	SMD	Cerâmico
41	1	C83	330uF/25V	PTH	Eletrolítico
42	1	C84	1.5nF/630V	PTH	Polipropileno
43	2	C85,C90	470uF/16V	PTH	Eletrolítico
44	1	C88	33uF/16V	PTH	Eletrolítico
45	1	C93	100uF/25V	PTH	Eletrolítico
46	1	C94	220pF	SMD	Cerâmico
47	1	C95	470uF/25V	PTH	Eletrolítico
48	1	C99	3.3nF	SMD	Cerâmico
49	1	C102	22uF/16V	PTH	Eletrolítico
50	3	C107,C112,C127	470nF	SMD	Cerâmico
51	2	C109,C110	22pF	SMD	Cerâmico
52	1	C121	470u/25V	PTH	Eletrolítico
53	1	C122	470u/16V	PTH	Eletrolítico
54	1	C124	2.7nF	SMD	Cerâmico
55	11	D1,D5,D6,D12,D13,D14,D15, D25,D27,D39,D40	1N4148	SMD	Diodo Sinal
56	3	D2,D3,D4	MUR860	PTH	Diodo Potência
57	2	D7,D10	MUR460	PTH	Diodo Grampeador
58	2	D11,D9	MUR1560	PTH	Diodo Snubber
59	9	D16,D17,D18,D19,D20,D21, D22,D23,D24	1N5819	PTH	Diodo Shottky
60	2	D28,D26	1N4007	PTH	Diodo
61	6	D29,D32,D33,D34,D35,D37	MUR120	PTH	Diodo Rápido
62	3	D30,D36,D38	1N4001	PTH	Diodo
63	1	D31	MUR1100	PTH	Diodo Rápido
64	2	F1,F2	9A	PTH	Fusível
65	1	LED1	Verde	PTH	LED Carga
66	1	LED2	Amarelo	PTH	LED Limite de Corrente
67	1	LED3	Verde	PTH	LED Serviço
68	1	LED4	Vermelho	PTH	LED Defeito
69	2	L8,L1	Indutor EMI	PTH	Indutor EMI

70	1	L2	TN25/15/10	PTH	Indutor EMI
71	1	L3	650uH	PTH	Indutor Boost
72	1	L4	3.0uH	PTH	Indutor Snubber Boost
73	1	L5	45uH	PTH	Indutor de Saída
74	1	L6	3uH	PTH	Indutor de Saída
75	1	L7	28uH	PTH	Indutor Ressonante
76	1	M1	IRFPS37N50A	PTH	Mosfet Boost
77	4	M2,M3,M4,M5	IRFPS37N50A	PTH	Mosfet Full Bridge
78	1	M6	IRF610	PTH	Mosfet Flyback Saída
79	2	NTC1,NTC2	20R	PTH	NTC - 2A
80	1	P1	50K	PTH	Trimpot Aj Vertical
81	1	P2	5k	PTH	Trimpot Aj Vertical
82	1	Q1	BC547	SMD	Transistor
83	1	Q2	2N2907	PTH	Transistor
84	4	Q3,Q4,Q7,Q8	BD135	PTH	Transistor Driver
85	4	Q5,Q6,Q9,Q10	BD136	PTH	Transistor Driver
86	1	Q11	BUL38D	PTH	Transistor Potência
87	1	Q12	IRFBBF30	PTH	Mosfet Fonte Aux
88	1	Q13	BC557	SMD	Trasistor Sinal
89	1	Q14	BC547	SMD	Transistor Sinal
90	1	Q15	BD139	PTH	Transistor Fonte Aux Saída
91	1	RELE1	12V/10A/250V	PTH	Relé
92	1	RET1	SKB26/08	PTH	Ponte Retificadora
93	2	RSH1,RSH2	R020	PTH	Resistor Shunt
94	1	RSH3	R010	PTH	Resistor Shunt
95	5	R1,R10,R46,R87,R97	1k	SMD	Resistor
96	12	R2,R11,R40,R42,R57,R59, R65,R104,R105,R115,R121, R133	10k	SMD	Resistor
97	1	R3	470k	PTH	Resistor - 1W
98	4	R4,R49,R51,R54	3k3	SMD	Resistor
99	8	R5,R7,R67,R77,R96,R110, R111,R128	4k7	SMD	Resistor
100	1	R6	27k	SMD	Resistor
101	1	R8	39k	SMD	Resistor
102	1	R9	100k	SMD	Resistor
103	1	R12	6R8	SMD	Resistor
104	1	R13	220k	SMD	Resistor
105	3	R14,R72,R83	470R	SMD	Resistor
106	3	R15,R47,R74	18k	SMD	Resistor
107	2	R71,R16	820k	SMD	Resistor
108	1	R17	1Meg	SMD	Resistor

109	5	R18,R60,R68,R75,R76	12k	SMD	Resistor
110	2	R95,R19	82k	SMD	Resistor
111	5	R20,R63,R81,R109,R112	22k	SMD	Resistor
112	2	R21,R23	47R/2W	PTH	Resistor 2W
113	1	R22	120R/2W	PTH	Resistor 2W
114	4	R24,R25,R26,R27	12R	SMD	Resistor
115	1	R28	1k8	SMD	Resistor
116	6	R29,R37,R41,R45,R80,R85	47k	SMD	Resistor
117	3	R30,R84,R86	15k	SMD	Resistor
118	6	R31,R32,R33,R108, R114,R119	100R	SMD	Resistor
119	2	R69,R34	1k5	SMD	Resistor
120	1	R35	8k2	SMD	Resistor
121	4	R36,R43,R98,R130	5k6	SMD	Resistor
122	1	R38	3k9	SMD	Resistor
123	1	R39	560R	SMD	Resistor
124	2	R101,R44	270k	SMD	Resistor
125	2	R48,R53	18R	SMD	Resistor
126	2	R50,R56	56k	SMD	Resistor
127	2	R52,R55	120R	SMD	Resistor
128	1	R58	680k	SMD	Resistor
129	6	R61,R64,R90,R94,R124, R129	2k2	SMD	Resistor
130	4	R62,R92,R102,R136	33k	SMD	Resistor
131	1	R66	1M2	SMD	Resistor
132	1	R73	270k/1W	PTH	Resistor 1W
133	1	R78	680R	SMD	Resistor
134	1	R79	2k7	SMD	Resistor
135	2	R100,R82	560k	SMD	Resistor
136	1	R88	82k/2W	PTH	Resistor 2W
137	1	R89	6k8/2W	PTH	Resistor 2W
138	1	R91	120k/1W	PTH	Resistor 1W
139	1	R93	8R2	SMD	Resistor
140	1	R99	5R6/1W	PTH	Resistor 1W
141	2	R106,R103	470k	SMD	Resistor
142	5	R107,R116,R117,R118,R120	220R	SMD	Resistor
143	1	R113	180k	SMD	Resistor
144	4	R122,R123,R125,R126	390R	SMD	Resistor
145	1	R127	4k7	PTH	Resistor 2W
146	2	R131,R70	330R	SMD	Resistor
147	1	R132	10R	SMD	Resistor
148	2	R134,R135	68R/1W	PTH	Resistor 1W

149	1	TG1	Cápsula de Gás - 275V	PTH	Centelhador
150	1	TR1	Transformador	PTH	Transformador Full Bridge
151	2	TR3,TR2	Transformador	PTH	Transformador de Pulso
152	1	TR4	Transf_3en	PTH	Transformador Fonte Aux
153	1	TR5	Transformador	PTH	Transformador Flyback Saída
154	1	U1	UC3854	PTH	CI Boost
155	1	U2	UC3879	PTH	CI Controle FB
156	1	U3	TL072	SMD	Amp Op
157	1	U4	UC2907	PTH	CI Compartilhador Corrente
158	1	U5	TL074	SMD	Amp Op
159	1	U6	LM35	PTH	Sensor de Temperatura
160	1	U7	LM78L12	PTH	Regulador
161	1	U8	LM324	SMD	Amp Op
162	3	U9,U10,U13	SFH610	PTH	Opto Acoplador
163	1	U11	LM7805	PTH	Regulador
164	1	U12	UC3844	SMD	Controle Fonte Aux
165	1	U14	PIC18C452A	PTH	Microcontrolador
166	1	U15	SN75179	SMD	Interface RS485
167	1	U16	LM555	SMD	Oscilador Comando Flyback
168	2	VR2,VR1	431KD20 - 275V	PTH	Varistor
169	1	X1	20MHz	PTH	Cristal
170	1	Z1	5V1-1/8W	SMD	Diodo Zener
171	4	Z2,Z6,Z7,Z8	5V1 / 1/2W	SMD	Diodo Zener 1/2W
172	2	Z3,Z5	18V/1W	PTH	Diodo Zener
173	1	Z4	24V/1W	PTH	Diodo Zener
174	1	Z9	14V/1W	PTH	Diodo Zener

## ANEXO B3 – LAYOUT DA PCI DA UR2.

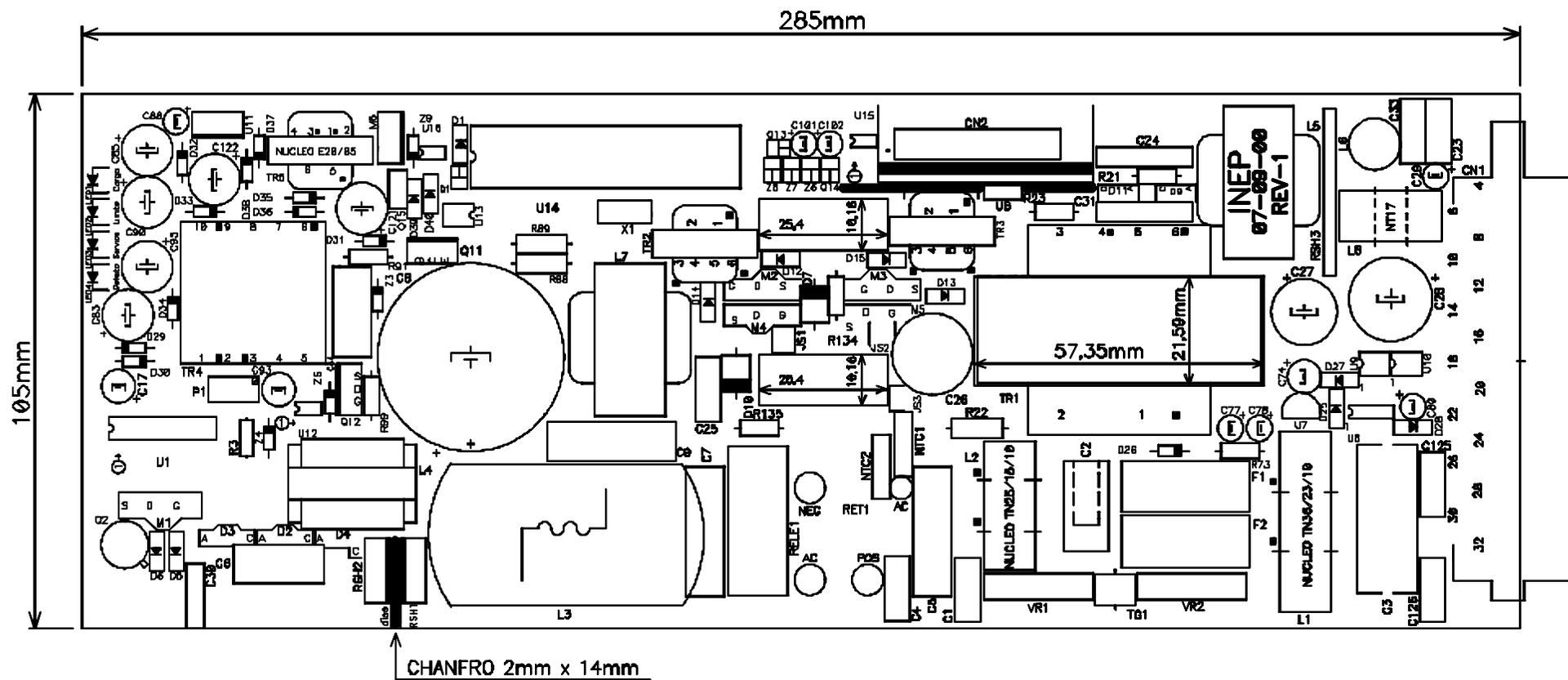


Fig. B9 - Layout da PCI da UR2 – Visto do lado dos componentes: Layer T-silk.



Lado dos Componentes

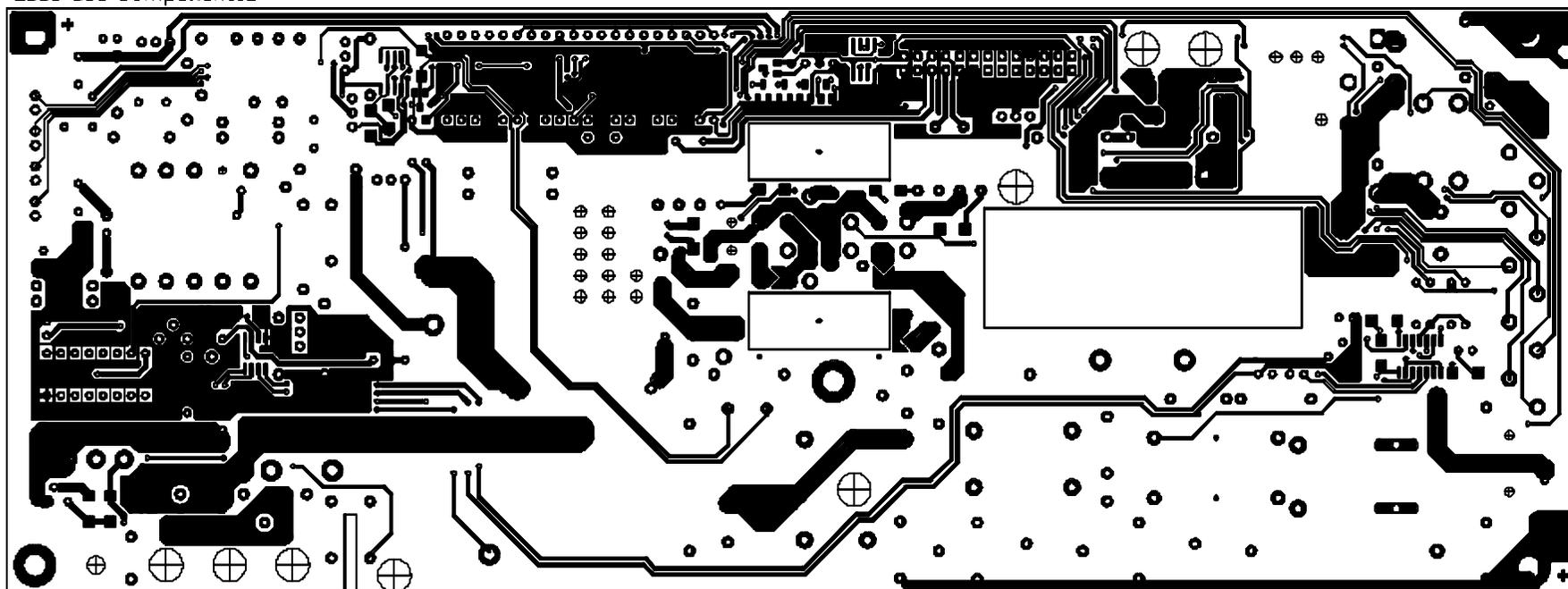


Fig. B11 - Layout da PCI da UR2 – Cobre do lado superior da PCI: Layer Top.

Lado da Solda

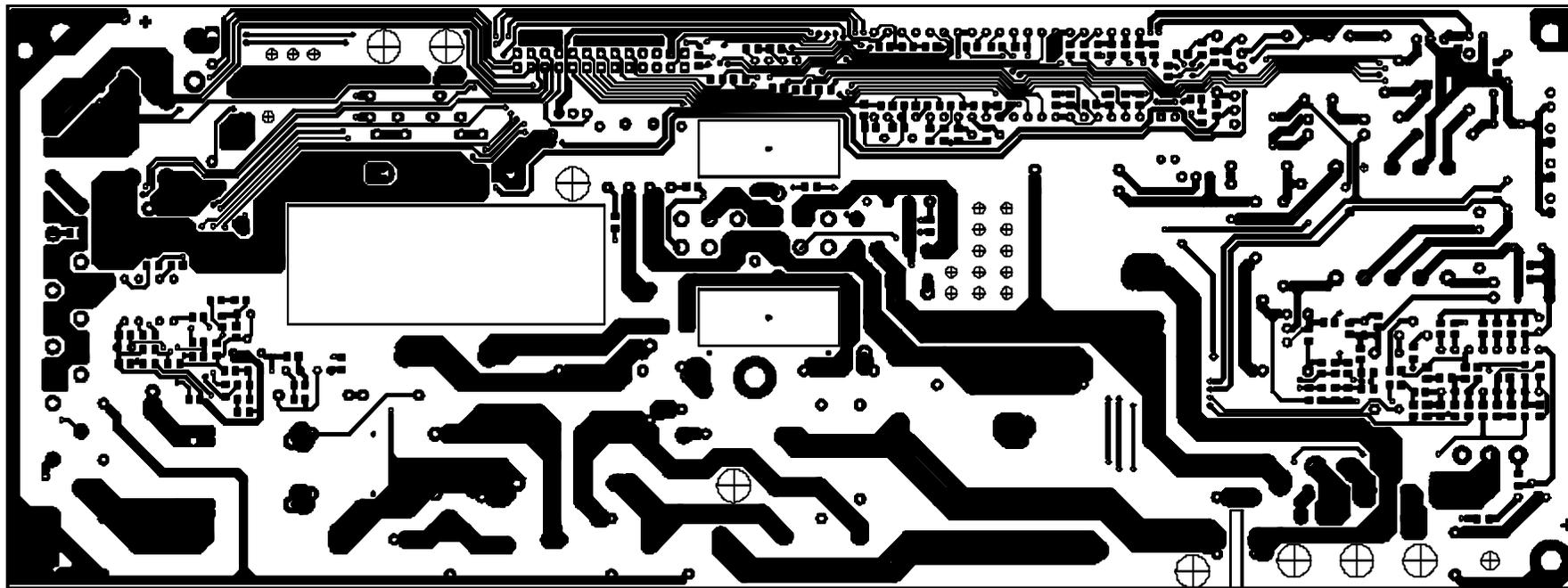
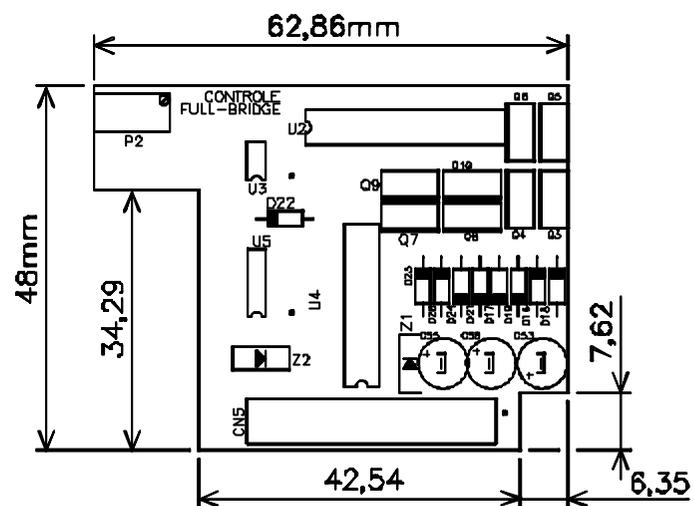
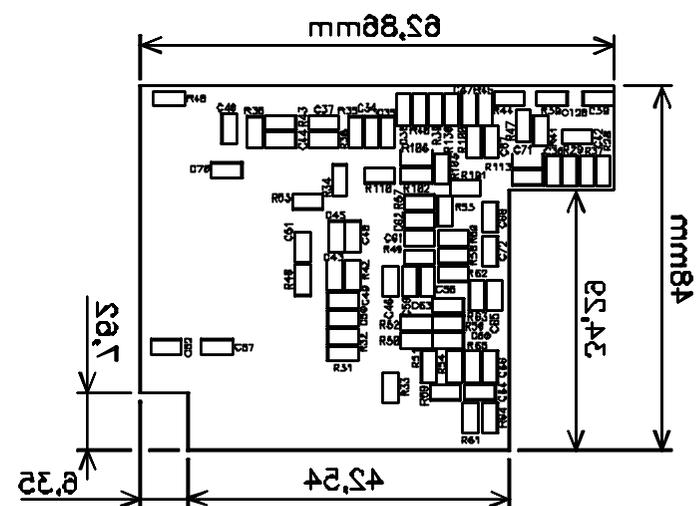


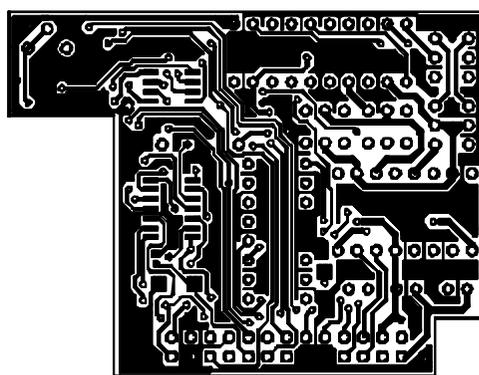
Fig. B12 - Layout da PCI da UR2 – Cobre do lado inferior da PCI: Layer Bottom.



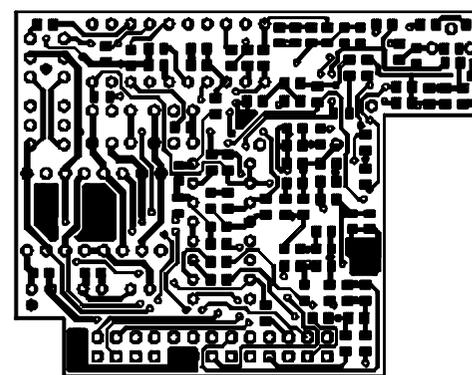
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. B13 - Layout da PCI da UR2 (placa auxiliar) - (a) Vista dos componentes do lado superior: *T-silk*; (b) Vista dos componentes do lado inferior: *B-silk*;

(c) Cobre do lado superior da PCI: *Top*; (d) Cobre do lado inferior da PCI: *Bottom*.

## ANEXO C – TABELA DE CONVERSÃO DE DBM PARA MV PSOFOMÉTRICO

*Tabela C1- Conversão de dBm para mV Psofométrico.*

dBm	mV	dBm	mV	dBm	mV	dBm	mV
-65,00	+0,44	-60,00	+0,77	-55,00	+1,38	-50,00	+2,45
-64,90	+0,44	-59,90	+0,78	-54,90	++1,39	-49,90	+2,48
-64,80	+0,45	-59,80	+0,79	-54,80	+1,41	-49,80	+2,51
-64,70	+0,45	-59,70	+0,80	-54,70	+1,43	-49,70	+2,54
-64,60	+0,46	-59,60	+0,81	-54,60	+1,44	-49,60	+2,57
-64,50	+0,46	-59,50	+0,82	-54,50	+1,46	-49,50	+2,60
-64,40	+0,47	-59,40	+0,83	-54,40	+1,48	-49,40	+2,63
-64,30	+0,47	-59,30	+0,84	-54,30	+1,49	-49,30	+2,66
-64,20	+0,48	-59,20	+0,85	-54,20	+1,51	-49,20	+2,69
-64,10	+0,48	-59,10	+0,86	-54,10	+1,53	-49,10	+2,72
-64,00	+0,49	-59,00	+0,87	-54,00	+1,55	-49,00	+2,75
-63,90	+0,49	-58,90	+0,88	-53,90	+1,56	-48,90	+2,78
-63,80	+0,50	-58,80	+0,89	-53,80	+1,58	-48,80	+2,81
-63,70	+0,51	-58,70	+0,90	-53,70	+1,60	-48,70	+2,85
-63,60	+0,51	-58,60	+0,91	-53,60	+1,62	-48,60	+2,88
-63,50	+0,52	-58,50	+0,92	-53,50	+1,64	-48,50	+2,91
-63,40	+0,52	-58,40	+0,93	-53,40	+1,66	-48,40	+2,95
-63,30	+0,53	-58,30	+0,94	-53,30	+1,68	-48,30	+2,98
-63,20	+0,54	-58,20	+0,95	-53,20	+1,70	-48,20	+3,02
-63,10	+0,54	-58,10	+0,96	-53,10	+1,72	-48,10	+3,05
-63,00	+0,55	-58,00	+0,98	-53,00	+1,73	-48,00	+3,09
-62,90	+0,56	-57,90	+0,99	-52,90	+1,76	-47,90	+3,12
-62,80	+0,56	-57,80	+1,00	-52,80	+1,78	-47,80	+3,16
-62,70	+0,57	-57,70	+1,01	-52,70	+1,80	-47,70	+3,19
-62,60	+0,57	-57,60	+1,02	-52,60	+1,82	-47,60	+3,23
-62,50	+0,58	-57,50	+1,03	-52,50	+1,84	-47,50	+3,27
-62,40	+0,59	-57,40	+1,05	-52,40	+1,86	-47,40	+3,31
-62,30	+0,59	-57,30	+1,06	-52,30	+1,88	-47,30	+3,34
-62,20	+0,60	-57,20	+1,07	-52,20	+1,90	-47,20	+3,38
-62,10	+0,61	-57,10	+1,08	-52,10	+1,92	-47,10	+3,42
-62,00	+0,62	-57,00	+1,09	-52,00	+1,95	-47,00	+3,46
-61,90	+0,62	-56,90	+1,11	-51,90	+1,97	-46,90	+3,50
-61,80	+0,63	-56,80	+1,12	-51,80	+1,99	-46,80	+3,54
-61,70	+0,64	-56,70	+1,13	-51,70	+2,02	-46,70	+3,58
-61,60	+0,64	-56,60	+1,15	-51,60	+2,04	-46,60	+3,62
-61,50	+0,65	-56,50	+1,16	-51,50	+2,06	-46,50	+3,67
-61,40	+0,66	-56,40	+1,17	-51,40	+2,09	-46,40	+3,71
-61,30	+0,67	-56,30	+1,19	-51,30	+2,11	-46,30	+3,75
-61,20	+0,67	-56,20	+1,20	-51,20	+2,13	-46,20	+3,80
-61,10	+0,68	-56,10	+1,21	-51,10	+2,16	-46,10	+3,84
-61,00	+0,69	-56,00	+1,23	-51,00	+2,18	-46,00	+3,88
-60,90	+0,70	-55,90	+1,24	-50,90	+2,21	-45,90	+3,93
-60,80	+0,71	-55,80	+1,26	-50,80	+2,24	-45,80	+3,97
-60,70	+0,71	-55,70	+1,27	-50,70	+2,26	-45,70	+4,02
-60,60	+0,72	-55,60	+1,29	-50,60	+2,29	-45,60	+4,07
-60,50	+0,73	-55,50	+1,30	-50,50	+2,31	-45,50	+4,11
-60,40	+0,74	-55,40	+1,32	-50,40	+2,34	-45,40	+4,16
-60,30	+0,75	-55,30	+1,33	-50,30	+2,37	-45,30	+4,21
-60,20	+0,76	-55,20	+1,35	-50,20	+2,39	-45,20	+4,26
-60,10	+0,77	-55,10	+1,36	-50,10	+2,42	-45,10	+4,31
-60,00	+0,77	-55,00	+1,38	-50,00	+2,45	-45,00	+4,36

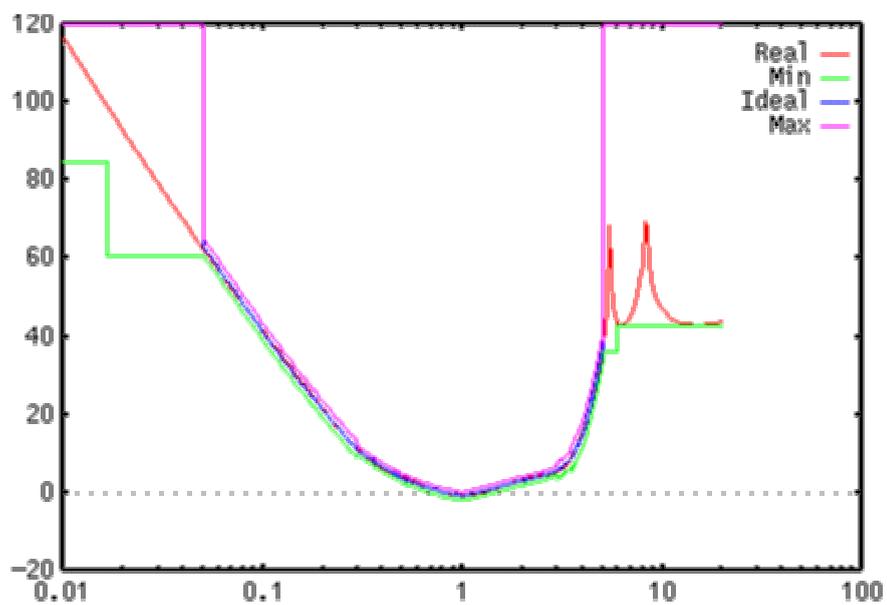
**ANEXO D – RESPOSTA DE UM FILTRO PARA RUÍDO PSOFOMÉTRICO**

Fig. D1 – Resposta de um filtro para ruído psofométrico.



## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BARBI, I. **Eletrônica de potência: Projetos de fontes chaveadas**. Edição do autor. Florianópolis, 2001.
- [2] TELEBRÁS. **Especificações gerais de unidades retificadoras chaveadas em alta frequência**. Sistema de Documentação Telebrás (Prática telebrás SDT 240-510 723), série engenharia de 01/12/1997.
- [3] IEC 61000-3-2. **International Standard: Limits for harmonic current emissions**. 2ª Ed..2000.
- [4] IEC 950. **International Standard: Safety of information technology equipment**. 3ª Ed..1999.
- [5] UNITRODE. **Data sheet: High power factor preregulator UC3854**. Inc. <http://www.unitrode.com>.
- [6] TODD, P. C. - UNITRODE. **Application note: UC3854 controlled power factor correction circuit design**. Inc. <http://www.unitrode.com>.
- [7] HELDWEIN, M. L. **Unidade retificadora trifásica de alta potência e alto desempenho para aplicação em centrais de telecomunicações**. Florianópolis 1999. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [8] GAIDZINSKI, P. R. **Unidade retificadora de alta performance, 1500W - 25A, para telecomunicações**. Florianópolis, 1993. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [9] CARDOSO, R. L. C. **Conversor monofásico para 10kW com fator de potência unitário**. Florianópolis, 1997. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [10] MAASS, G. J. **Um estudo de dois conversores forward com grampeamento ativo aplicados a telecomunicações**. Florianópolis, 1999. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [11] SOUZA, A. F. de. **Retificadores monofásicos de alto fator de potência com reduzidas perdas de condução e comutação suave**. Florianópolis, 1998. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

- [12] SILVA Jr., E. T. da. **Análise e projeto de compensadores para o conversor Boost**. Florianópolis, 1994. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [13] BARBI, I. & SOUZA, A. F. de. **Retificador de alto fator de potência**. Florianópolis, 1996. Curso - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [14] LEVY, H.; ZAFRANY, I.; IVENSKY, G. et al. **Analysis and evaluation of a lossless turn-on snubber**. Proceedings APEC'97, p. 757-763.
- [15] CHERAB, A. C. & BARBI, I. **A design procedure for a non-dissipative turn-on turn-off snubber applied to the AC-DC Boost converter**. In: COBEP'2001 (6<sup>th</sup> Brazilian Power Electronics Conference) Florianópolis, 2001. p.692-697.
- [16] ALVES, A.; SIMÃO, C. & URBANETZ Jr. J. **Simulação e análise harmônica do retificador em ponte completa com filtro capacitivo**. Florianópolis, 2001. Relatório interno - INEP.
- [17] VORPÉRIAN, V. **Simplified analysis of PWM converters, using the model of PWM switch – Part. 1: Continuous conduction mode – CCM**. VPEC news letter corrente. Fall 1988. P. 1-9.
- [18] MAGNETICS: **Kool M<sup>0</sup> Power Cores**. Inc. <http://www.mag-inc.com>.
- [19] DESCHAMPS, E. **Conversores CC-CC isolados de alta tensão de entrada**. Florianópolis 1999. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [20] BARBI, I. & SOUZA, F. P. **Conversores CC-CC isolados de alta frequência com comutação suave**. Edição do autor. Florianópolis, 1999.
- [21] PINHEIRO, J. R.. **Conversores CC-CC Três Níveis sob tensão nula**. Florianópolis 1994. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [22] BARBI, I. & GULES, R. **Conversores CC-CC de 6kW ZVS-PWM Três Níveis a IGBT**. SEP-98. Florianópolis 1998.
- [23] COLLING, I.E. & BARBI, I. **Análise e projeto de um conversor CC-CC meia-ponte assimétrico PWM com comutação sob tensão nula**. In: SEP-95 (II Seminário de Eletrônica de Potência). Florianópolis 1995. p. 53-60.
- [24] REDL, R.; SOKAL, N. O. & BALOGH, L. **A novel soft-switching full-bridge DC/DC converter: Analysis, design considerations, and experimental results at 1,5kW, 100kHz**. In: PSC'90 (21<sup>st</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Proceedings Volume 1, Jun/1990, Texas) IEEE Service Center, Piscataway, NJ, 1990. p162-172.

- [25] HELDWEIN, M.L.; SOUZA, A. F. de. & BARBI, I. **A primary side clamping circuit applied to the ZVS-PWM asymmetrical half-bridge converter.** In: PESC'00 (31<sup>st</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Proceedings Volume 1, Jun/2000, Galway, Ireland) IEEE Service Center, Piscataway, NJ, 2000.
- [26] UNITRODE. **Data sheet: Phase shift resonant controller UC3875.** Inc. <http://www.unitrode.com>.
- [27] ANDREYCAK, B. - UNITRODE. **Application note: Phase shift, zero voltage transition design considerations and the UC3875 PWM controller.** Inc. <http://www.unitrode.com>.
- [28] UNITRODE. **Data sheet: Phase shift resonant controller UC3879.** Inc. <http://www.unitrode.com>.
- [29] BALOGH, L. – UNITRODE CORPORATION. **The new UC3879 phase-shifted PWM controller simplifies the design of zero voltage transition full-bridge converters.** Inc. <http://www.unitrode.com>.
- [30] DENNIS, M. – UNITRODE PRODUCTS FROM TEXAS INSTRUMENTES. **Application Report: Comparison of the BiCMOS UCC3895 to the UC3875 and UC3879 family of phase shifted controllers.** September 2000. Inc. <http://www.unitrode.com>.
- [31] UNITRODE PRODUCTS FROM TEXAS INSTRUMENTES. **Load share controller UC3907.** September 2000. Inc. <http://www.unitrode.com>.
- [32] JORDAM, M. - UNITRODE. **Application note: UC3907 Load share IC simplifies parallel power supply design.** Inc. <http://www.unitrode.com>.
- [33] LOURENÇO, E. M. **Análise e projeto de compensadores para conversores Full-Bridge-ZVS-PWM-PS.** Florianópolis, 1994. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [34] PERTENCE Jr, A. **Amplificadores operacionais e filtros ativos.** 3<sup>a</sup> ed. São Paulo: Mc Graw-Hill, 1988.
- [35] MICROCHIP. **Data sheet: PIC16F872 – 28-Pin, 8-Bit CMOS Flash Microcontrolle.** Inc. <http://www.microchip.com>, 1999.
- [36] TEXAS INSTRUMENTS. **Data sheet: SN75179B – Differential driver and receiver pair.** Inc. <http://www.ti.com>, June, 1998.
- [37] MICROCHIP. **Data sheet: PIC18CXX2 – High-performance microcontrollers with 10-bits A/D.** Inc. <http://www.microchip.com>, 1999.
- [38] LIZ, M. B. **Introdução à compatibilidade eletromagnética em conversores estáticos.** Florianópolis, 1999. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

- [39] UNITRODE. **Data sheet: Current mode PWM controller UC3842A/3A/4A/5A.** Inc. <http://www.unitrode.com>.
- [40] UNITRODE. **Application note: UC3842/3/4/5 provides low-cost current-mode control.** Inc. <http://www.unitrode.com>.
- [41] VOLTTS. **Componentes Eletrônicos – Tabela de Varistores.** Inc. <http://www.voltts.com.br>.
- [42] EPCOS. **Application note Epcos – SIOV Metal Oxide Varistors.** Inc. <http://www.epcos.com>.
- [43] BARBI, I. & MARTINS, D. C. **Princípios básicos de fontes chaveadas.** Vol. 2.
- [44] BARBI, I. & MARTINS, D. C. **Eletrônica de potência: Conversores CC-CC básicos não isolados.** Edição dos autores. Florianópolis, 2000.
- [45] SEMIKRON. **Data sheet: Ponte retificadora.** Inc. <http://www.semikrom.com.br>.
- [46] EPCOS. **Data sheet: Capacitores.** Inc. <http://www.epcos.com>.
- [47] INTERNATIONAL RECTIFIER. **Data sheet: Mosfets.** Inc. <http://www.irf.com>.
- [48] MOTOROLA **Data book: Rectifier devise data.** Inc. <http://www.motorola.com>.
- [49] PHILIPS. **Data sheet: Núcleos Philips.** Inc. <http://www.philips.com>.
- [50] ISABELLENHÜTTE. **Data sheet: Resistor shunt.** Inc. <http://www.isabellenhuetten.de>.
- [51] BARBI, I. **Eletrônica de potência.** Edição do autor. Florianópolis, 1997.
- [52] BASCOPE, R. P. T. & PERIN, A. J. **O transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência.** Porto Alegre: Sabra Luzzatto, 1997.