

CLAUDENEI SIMÃO

**CONVERSOR CC-CC DE 6kW PARA APLICAÇÕES
EM CARREGADORES DE BATERIAS PARA
TELECOMUNICAÇÕES**

FLORIANÓPOLIS

2001

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

CONVERSOR CC-CC ISOLADO DE 6KW PARA
APLICAÇÕES EM CARREGADORES DE BATERIAS
PARA TELECOMUNICAÇÕES

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

CLAUDENEI SIMÃO

Florianópolis, Dezembro de 2001.

CONVERSOR CC-CC ISOLADO DE 6KW PARA APLICAÇÕES EM CARREGADORES DE BATERIAS PARA TELECOMUNICAÇÕES

Claudenei Simão

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 Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

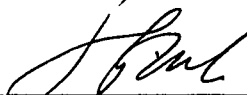


Prof. Alexandre Ferrari de Souza, Dr

Presidente



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Hari Bruno Mohr, Dr.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Graças a JESUS CRISTO
Pela sua ressurreição.

**"Combati o bom combate, acabei a
carreira, guardei a fé."**

[2 Timóteo 4:7]

"...Em todo o tempo ama o amigo; e na angústia nasce

o irmão...O homem que tem muitos amigos

pode congratular-se; mas há amigo

mais chegado do que um irmão."

[Provérbios 17:17 e 18:24]

Graças a Deus pelas orações de meus

pais: José Pedro Simão e

Romana Sorato Simão.

Deus abençoe meus irmãos.

AGRADECIMENTOS

A Deus por ter me concedido saúde e sabedoria ao longo do mestrado.

A meu orientador Prof. Alexandre Ferrari de Souza pelos ensinamentos durante a graduação e principalmente durante o mestrado.

Aos professores que formaram a banca examinadora: Prof. Denizar Cruz Martins, Prof. Hari Bruno Mohr e Prof. Ivo Barbi pela contribuição sugeridas ao trabalho.

A toda turma de graduação 95/2 em especial aos colegas: Anderson Alves, Alessandro Luiz Batschauer, Eduardo Inácio Pereira, Luiz Cláudio de Souza dos Santos pelo companheirismo durante o mestrado.

A turma de mestrado: Anderson Alves, Alessandro Luiz Batschauer, Deivis Borgonovo, Denise Gerardi, Jair Urbanetz Júnior, Mauro Tavares Peraça, Fabiana da Silveira Cavalcante, Luiz Cláudio de Souza dos Santos, Victor Leonardo Yoshimura, Clóvis Antônio Petry, Anis César Chehab Neto pela amizade e apoio durante o mestrado.

Ao Eng. Yales Rômulo de Novaes, Sérgio Vidal Garcia de Oliveira, Luiz Cândido Tomaselli e a todos os colegas do INEP pela amizade e colaboração na realização deste trabalho.

Aos meus pais e irmãos, pela compreensão, ensinamento e estímulo dado ao longo de minha vida.

Deus seja Louvado.

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

CONVERSOR CC-CC 6KW PARA APLICAÇÕES EM CARREGADORES DE BATERIAS PARA TELECOMUNICAÇÕES

Claudenei Simão

Dezembro/2001

Orientador: Alexandre Ferrari de Souza, Dr.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Eletrônica de potência, fontes de alimentação para telecomunicações, conversores CC – CC, comutação suave.

Número de Páginas: 135.

RESUMO: Este trabalho apresenta o projeto de um conversor CC-CC isolado ponte completa ZVS-PS (Zero Voltage Switching, Phase-Shift) de 6kW operando a 70kHz para aplicações em carregadores de baterias para centrais de Telecomunicações.

A princípio é apresentada uma comparação, quanto a esforços de corrente e tensão, entre duas topologias: o conversor três níveis e o ponte completa. É escolhido o ponte completa, devido às perdas nos interruptores serem menores para esta aplicação com potência. Logo em seguida também é feito uma comparação entre dois retificadores: o retificador ponto com médio e o dobrador de corrente. Prosseguindo, fez-se uma metodologia de projeto utilizando o conversor ponte completa com grampeamento pelo lado primário e secundário. O funcionamento dos circuitos de supervisão, controle e comando foram apresentados. E por fim, no capítulo cinco são apresentados o projeto e os circuitos completos da parte de potência, controle e supervisão. Resultados de simulação e experimentação para um conversor com tensão de entrada de 450V, potência de 6kW/100A também são apresentados.

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

A 6KW ISOLATED DC-DC CONVERTER APPLIED TO BATTERY CHARGERS FOR TELECOMMUNICATIONS

Claudenei Simão

December/2001

Advisor: Prof. Alexandre Ferrari de Souza, Dr.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Power electronics, for telecommunication, DC-DC converters, ZVS.

Number of Pages: 135.

ABSTRACT: This work presents the design of a 6kW isolated DC-DC half-bridge ZVS-PS full bridge operating at 70kHz applied to battery chargers for telecommunications.

First, it is presented a comparison of losses between two topologies: the three level converter and the full bridge. It is chosen the full bridge, due to its lower losses in the switches. Then it is also made a comparison between two rectifiers: the center taped and the current doubler rectifiers. The current doubler rectifier has presented Joule losses in the secondary winding. It was also made a design methodology using the full-bridge with clamping circuits by the primary and the secondary sides. The supervision, control and drive circuits were presented in chapter four. Finally, in chapter five, the design the complete power diagram, control and supervision circuits are presented. Simulation and experimentation results for a 6kW converter with 450V of input voltage, output voltage and current of 60V and 100A, respectively, were presented.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA.....	XIV
------------------------	------------

INTRODUÇÃO GERAL	1
-------------------------------	----------

1. CAPÍTULO I.....	3
---------------------------	----------

ESTUDO COMPARATIVO ENTRE DUAS TOPOLOGIAS USADAS PARA APLICAÇÕES EM TELECOMUNICAÇÕES: O CONVERSOR CC-CC PONTE COMPLETA-ZVS E O CONVERSOR CC-CC TRÊS NÍVEIS-ZVS

1.1. Introdução	3
------------------------------	----------

1.2. Arquitetura da unidade retificadora (UR).....	4
---	----------

1.3. Análise do conversor CC-CC três níveis com comutação suave e saída em corrente (NPC, <i>Three Level - ZVS</i>)	5
--	----------

1.3.1 Característica de saída	6
--	----------

1.3.2 Esforços de corrente e tensão.....	7
---	----------

1.4. Análise do conversor CC-CC ponte completa com comutação suave e saída em corrente (Full Bridge-<i>ZVS-PS</i>).....	9
--	----------

1.4.1 Característica de saída	10
--	-----------

1.4.2 Esforços de corrente e tensão.....	11
---	-----------

1.5. Análise comparativa e escolha do conversor CC-CC isolado	13
--	-----------

1.5.1 Exemplo para o cálculo	15
---	-----------

1.6. Conclusão	17
-----------------------------	-----------

2. CAPÍTULO II	18
-----------------------------	-----------

ESTUDO DE CIRCUITOS RETIFICADORES ISOLADOS E A TÉCNICA DE GRAMPEAMENTO DA TENSÃO SOBRE OS DIODOS RETIFICADORES

2.1. INTRODUÇÃO	18
------------------------------	-----------

2.2 Retificador isolado com ponto médio.....	18
---	-----------

2.3 Retificador de onda completa dobrador de corrente.....	20
---	-----------

2.4 Estudo comparativo e escolha do circuito retificador solado.....	22
---	-----------

2.4.1 Retificador isolado com ponto médio.....	22
---	-----------

2.4.2 Retificador isolado dobrador de corrente	24
---	-----------

2.4.3 Análise comparativa.....	25
---------------------------------------	-----------

2.5	Apresentação da técnica de grampeamento da tensão sobre os diodos retificadores de saída.....	27
2.6	Conclusão	28

3.	CAPÍTULO III	30
----	--------------------	----

ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC ISOLADO FULL-BRIDGE ZVS-PHASE-SHIFT COM GRAMPEAMENTO PELO PRIMÁRIO USANDO INDUTOR ACOPLADO

3.1	Introdução	30
3.2	O conversor CC-CC isolado proposto	30
3.2.1	Etapas de funcionamento	30
3.2.2	Formas de onda básicas.....	34
3.2.3	Característica de saída.....	34
3.3	Metodologia de projeto.....	37
3.3.1	Dimensionamento do transformador	37
3.3.2	Dimensionamento do indutor ressonante.....	41
3.3.3	Dimensionamento dos indutores de saída	43
3.3.4	Dimensionamento dos interruptores de potência	46
3.3.5	Dimensionamento do circuito $R_{cc}C_{cc}$ de bloqueio em série com o transformador.....	47
3.3.6	Dimensionamento circuito grampeador, dos diodos retificadores de saída, do lado do secundário.....	48
3.3.7	Dimensionamento dos diodos grampeadores do lado do primário .	49
3.3.8	Filtro de saída	49
3.3.9	Dimensionamento do dissipador.....	50
3.4	Conclusão	51

4.	CAPÍTULO IV	52
----	-------------------	----

APRESENTAÇÃO E ANÁLISE DOS CIRCUITOS DE CONTROLE E SUPERVISÃO DO CONVERSOR

4.1	Introdução	52
4.2	Procedimento de projeto do circuito de controle do conversor ...	52
4.2.1	Estratégia de controle.....	53
4.2.2	Compensador de tensão.....	55
4.2.3	Compensador de corrente.....	60
4.3	Descrição dos circuitos de supervisão e controle de acordo com as práticas Telebrás.....	64
4.3.1	Circuito de carga/flutuação e temperatura	64
4.3.2	Circuito de sobretensão intrínseca.....	67
4.3.3	Circuito que sensora a temperatura no dissipador	67
4.3.4	Circuito de falha de ventiladores	68
4.3.5	Anexo A.....	69
4.3.6	Apresentação do circuito completo de supervisão e comando do estágio de potência.....	69

4.4	Conclusão	72
5.	CAPÍTULO V	73

PROJETO, SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAÇÃO

5.1	Introdução	73
5.2	Projeto do conversor CC-CC.....	73
5.2.1	Transformador	74
5.2.2	Indutor ressonante.....	78
5.2.3	Indutor de saída	82
5.2.4	Interruptores de potência.....	84
5.2.5	Diodos retificadores.....	85
5.2.6	Circuito $R_{cc}C_{cc}$ de bloqueio em série com o transformador.....	86
5.2.7	Circuito grampeador, dos diodos retificadores de saída, do lado do secundário	87
5.2.8	Diodos grampeadores do lado do primário	88
5.2.9	Capacitor de filtro de saída	88
5.2.10	Dissipador	89
5.2.11	Circuito de controle/comando	90
5.3	Simulação do conversor em malha fechada	95
5.4	Experimentação	98
5.4.1	Anexo B.....	108
5.4.2	Fotos do conversor implementado.....	108
5.5	Conclusão	109
	CONCLUSÃO GERAL	111
	Anexo A	113
	Anexo B	123
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	128

SIMBOLOGIA

Símbolo	Significado	Unidade
η	Rendimento.	
ω	Frequência angular	rad/s
π	3,141592654	
ΔB_{max}	Varição da densidade do fluxo magnético máxima	Tesla
d_{max}	Diâmetro máximo do fio elementar	cm
dc	Retificador dobrador de corrente	
pm	Retificador com ponto médio	
ΔD	Queda de razão cíclica	
D_{max}	Razão cíclica máxima	
ρ	Resistividade do cobre	$\Omega \cdot \text{cm}$
μr	Permeabilidade relativa do núcleo	H/m
ΔI_{Lo}	Varição da corrente no indutor de saída	A
P_{Tr}	Perdas totais no transformador	W
ΔT	Elevação de temperatura	$^{\circ}\text{C}$
ΔV_o	Varição da tensão de saída	V
A_e	Área efetiva da seção transversal da perna central do núcleo	cm^2
A_w	Área da janela do núcleo	cm^2
B_{max}	Densidade máxima	Tesla
f_s	Frequência de chaveamento	kHz
$I_{Do_{ef}}$	Corrente eficaz no diodo retificador de saída	A
$I_{S_{ef}}$	Corrente eficaz no interruptor de potência	A
$I_{D_{med}}$	Corrente média no diodo retificador de saída t	A
$I_{N_{p_{ef}}}$	Corrente eficaz no enrolamento primário	A
$I_{N_{s_{ef}}}$	Corrente eficaz no enrolamento secundário	A
I_{sec}	Corrente no secundário do retificador dobrador de corrente	A
$I_{Lo_{ef}}$	Corrente eficaz no indutor da saída	A
I_o	Corrente de saída	A
$\frac{I_{sec_{ef_{dc}}}}{I_{sec_{ef_{pm}}}}$	Corrente eficaz relativa no secundário do retificador dobrador de corrente	A
	Corrente eficaz relativa no secundário do retificador ponto médio	A
J_{max}	Densidade máxima de corrente no enrolamento	A/cm^2
K	Constante que depende da temperatura de operação	$^{\circ}\text{C}$
K_p	Fator de utilização do primário.	
K_t	Fator de topologia.	
K_u	Fator de utilização da janela do núcleo	
K_w	Fator de utilização da janela	
L_r	Indutância do indutor ressonante	H
L_o	Indutância do indutor de saída	H
l_e	Comprimento magnético efetivo	cm
l_m	Comprimento médio de uma espira	H
L_d	Indutância de dispersão.	H
$N_{f_{Np}}$	Número de fios elementares em paralelo no enrolamento primário	Fios
$N_{f_{Ns}}$	Número de fios elementares em paralelo no enrolamento secundário	Fios
$N_{lp_{Ns}}$	Número de lâminas elementares em paralelo no enrolamento secundário	Fios
N_p	Número de espiras do primário	Espiras
N_s	Número de espiras do secundário	Espiras
N_{Tr}	Número de transformadores com o secundário em série e o primário em paralelo	

$P_{sec\ dc}$	Perda relativa no enrolamento secundário do dobrador de corrente	A
$P_{sec\ pm}$	Perdas relativa no enrolamento secundário do dobrador de corrente	A
PW_{Np}	Perdas Joule no enrolamento primário	W
PW_{Ns}	Perdas Joule no enrolamento secundário	W
PL	Perdas volumétricas	kW/m ³
P_{Tr}	Perdas totais no transformador	W
Po	Potência de saída	W
Pn	Perdas no núcleo	W
P_i	Potência de entrada	W
PS_{TL}	Perdas no interruptor principal do conversor três níveis	W
P_{Rsh}	Perdas no resistor shunt	W
PS_{PB}	Perdas no interruptor principal do conversor ponte completa	W
R_{cc}	Resistência CC	Ω
R_{se}	Resistência série equivalente de um capacitor	Ω
R_{sh}	Resistor de amostragem da corrente, shunt	Ω
R_{Cu}	Resistência do enrolamento secundário	Ω
Rcd	Resistência térmica entre encapsulamento e dissipador	$^{\circ}C/W$
Rda	Resistência térmica entre dissipador e ambiente	$^{\circ}C/W$
Rja	Resistência térmica entre junção e ambiente	$^{\circ}C/W$
Rjc	Resistência térmica entre junção e encapsulamento	$^{\circ}C/W$
S_{fLi}	Área da seção transversal de um fio elementar "Litz" isolado	cm ²
S_{Li}	Área da seção transversal de uma lâmina considerando o isolamento	cm ²
t	Tempo	S
Ta	Temperatura ambiente	$^{\circ}C$
T_j	Temperatura na junção	$^{\circ}C$
T_s	Período de comutação	S
V_e	Volume efetivo do núcleo	cm ³
V_f	Queda de tensão direta sobre o diodo	V
Vo	Tensão de saída	V
Vo_{max}	Tensão de saída máxima	V
VS_{max}	Tensão máxima sobre os terminais do interruptor	V
V^+	Patamar de tensão no semi-ciclo positivo no enrolamento secundário do transformador	V
V	Patamar de tensão no semi-ciclo negativo no enrolamento secundário do transformador	V
VLo^-	Tensão durante o semi-ciclo negativo no indutor de saída	V
VLo^+	Tensão durante o semi-ciclo positivo no indutor de saída	V

Símbolo	Significado
CAPES	Fundação Coordenação De Aperfeiçoamento Pessoal De Nível Superior
IEEE	Institute Of Electrical And Electronics Engineers
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
INEP	Instituto De Eletrônica De Potência
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
NPC	Neutral Point Clamped
PS	Phase Shift
PWM	Pulse Width Modulation

Símbolos usados nos diagramas de circuitos

Símbolo	Significado
Co, Cs, C _{cc} , C	Capacitor
Do, Dg, Ds	Diodo
Lo, Lr	Indutor
Rs, Ro	Resistor
M	Interruptor Mosfet Controlado
Vi	Fonte De Tensão

Símbolos de unidades de grandezas físicas (SI)

Símbolo	Significado
Ω	Ohm
A	Ampere
F	Farad
H	Henry
Hz	Hertz
m	Metro
rad	Radianos
s	Segundo
T	Tesla
V	Volt
W	Watt

INTRODUÇÃO GERAL

No controle do fluxo de energia elétrica entre as fontes de alimentação e as cargas, sempre foram procurados interruptores rápidos de pequena resistência de condução e técnicas de controle que permitissem alta eficiência.

Nas principais aplicações da eletrônica de potência estão as fontes de alimentação chaveadas, composta basicamente de dois estágios: o estágio de entrada de alto fator de potência (Conversor CA-CC) e o estágio de saída (conversor CC-CC), empregadas em equipamentos de suprimentos de energia de sistemas de telecomunicações e de informática.

No projeto de fontes de alimentação chaveadas se deve considerar alguns aspectos no momento de especificar os componentes do conversor. O Primeiro aspecto relevante é a frequência de chaveamento, na faixa de dezenas de kHz, que permite a redução dos elementos magnéticos e conseqüentemente um aumento da relação potência/volume. Mas com o aumento da frequência de chaveamento, aumenta-se também as perdas de comutação nos interruptores. No intuito de reduzir essas perdas vem-se utilizando conversores CC-CC isolados de alta frequência e comutação suave (ZVS – Zero Voltage switching). Segundo aspecto importante está relacionado com os níveis de interferência Eletromagnética (EMI) geradas pelas fontes chaveadas. Esta interferência é resultante do aumento da taxa de variação da tensão (dv/dt) sobre o interruptor durante a comutação e do aumento de frequência. Um outro aspecto é a utilização de componentes semicondutores modernos com o intuito de obter alta eficiência (maior que 90%) na fonte de alimentação.

Nas fontes de alimentação para telecomunicação os conversores normalmente utilizados são os conversores CC-CC três níveis (*Three-Level*) [4] e o ponte completa (*Full-Bridge*) [2] e [3]. O conversor *Three-Level* possui as vantagens de reduzir os níveis de tensão aplicados sobre os interruptores de potência (metade da tensão de barramento) e redução da taxa de dv/dt . No entanto, este conversor possui uma relevante desvantagem com relação as perdas nos interruptores de potência, ou seja, os esforços de corrente no lado do primário se tornam importantes, pois a tensão no primário do transformador reduz pela metade e conseqüentemente a relação transformação também reduzirá pela metade em relação ao conversor *Full-Bridge*. O conversor CC-CC *Full-Bridge* possui a vantagem de possuir menores esforços de corrente no lado do primário, no entanto possui a desvantagens de aplicar toda a tensão de barramento sobre os interruptores de potência, dificultando sua aplicação em alta tensão de barramento (maior que 500V). Contudo, a resistência de condução, dos interruptores de potência, aumenta

proporcionalmente ao aumento de capacidade de bloqueio de tensão. Portanto, observa-se que a utilização da conversor *Three-Level* seria a princípio a melhor escolha, uma vez que pode-se utilizar interruptores de menor tensão e conseqüentemente com menores perdas de condução. No entanto, com o advento da tecnologia, pesquisas para desenvolver interruptores com tensão acima de 500V foram realizadas, buscando MOSFET's com menores resistência de condução. Isso torna os MOSFET's com tensão acima de 500V [9] tão competitivo aos MOSFET's com tensão abaixo de 400V [6] em relação a resistência de condução.

O objetivo desta dissertação é o estudo e implementação do segundo estágio de uma fonte de alimentação para centrais para telecomunicação (conversor CC-CC) operando em alta freqüência, com regulação da tensão de saída, limitação de corrente de saída, circuitos de supervisão (microcontrolador PIC) e atendendo às normas da Telebrás. No estágio de saída será utilizado um conversor CC-CC em ponte completa isolado com comutação sob tensão nula, saída em corrente, modulação por largura de pulso e controle do fluxo de potência por deslocamento de fase (*PB-ZVS-PS*) empregando dois tipos de grampeamento da tensão sobre os diodos retificadores: grampeamento pelo primário e grampeamento pelo secundário. O isolamento é obtido utilizando um transformador sem tape central, isto é, um retificador dobrador de corrente.

O circuito de supervisão é composto por um microprocessador do tipo PIC, que controlará a operação da fonte desde sua partida até a tomada de decisões frente à falta de rede, sobretensões, etc. O microprocessador PIC irá intervir no estágio pré-regulador, no conversor CC-CC e prover as sinalizações.

Neste trabalho são apresentados estudos comparativos, metodologia de projeto, projeto, simulações e experimentação de um conversor CC-CC de 6kW operando a 70kHz para ser utilizado em sistemas de telecomunicações seguindo as rígidas práticas Telebrás.

1. CAPÍTULO I

ESTUDO COMPARATIVO ENTRE DUAS TOPOLOGIAS USADAS PARA APLICAÇÕES EM TELECOMUNICAÇÕES: O CONVERSOR CC-CC PONTE COMPLETA-ZVS E O CONVERSOR CC-CC TRÊS NÍVEIS-ZVS

1.1. Introdução

Nos dias atuais, o projeto de fontes de alimentação, utilizadas em sistemas para telecomunicações, deve atender exigências rígidas estabelecidas por normas. De modo geral, as fontes para telecomunicações são constituídas por dois estágios: o primeiro estágio, chamado de estágio pré regulador (*PFC-Power Factor Correction Converter*), é um conversor CA-CC trifásico que tem como objetivos retificar a tensão de alimentação, regular a tensão de saída do primeiro estágio e impor uma forma de onda senoidal para a corrente de entrada em fase com a tensão da rede e com baixa distorção harmônica. O segundo estágio, foco desta dissertação, tem como objetivos a adaptação e regulação da tensão de saída de acordo com as normas de telecomunicações [1], isolamento galvânico entre a rede e a carga, buscando como características o alto desempenho e a alta eficiência.

O objetivo deste capítulo é fazer uma análise comparativa de dois conversores CC-CC para uma aplicação em fontes para telecomunicações, mostrando comparativamente, os esforços de tensão, corrente e característica de saída. O primeiro, um conversor três níveis com comutação suave e saída em corrente (*NPC, Three Level-ZVS*). O segundo, um conversor em ponte completa também com comutação suave, saída em corrente e modulação por deslocamento de fase (*Full-Bridge-ZVS-PS*). Uma análise comparativa dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores e nos elementos magnéticos é realizada para os dois conversores.

1.2. Arquitetura da unidade retificadora (UR)

A arquitetura usualmente utilizada em telecomunicações é apresentada na Fig. 1.1 na forma de diagrama de blocos. O segundo estágio é responsável pelo isolamento, adaptação e regulação da tensão de saída.

O estágio da fonte auxiliar é responsável por prover as tensões de alimentação para todos os circuitos de comando, controle e supervisão da unidade retificadora.

O estágio de supervisão (PIC) controla a operação da fonte de alimentação na partida, na tomada de decisões e na sinalização [1].

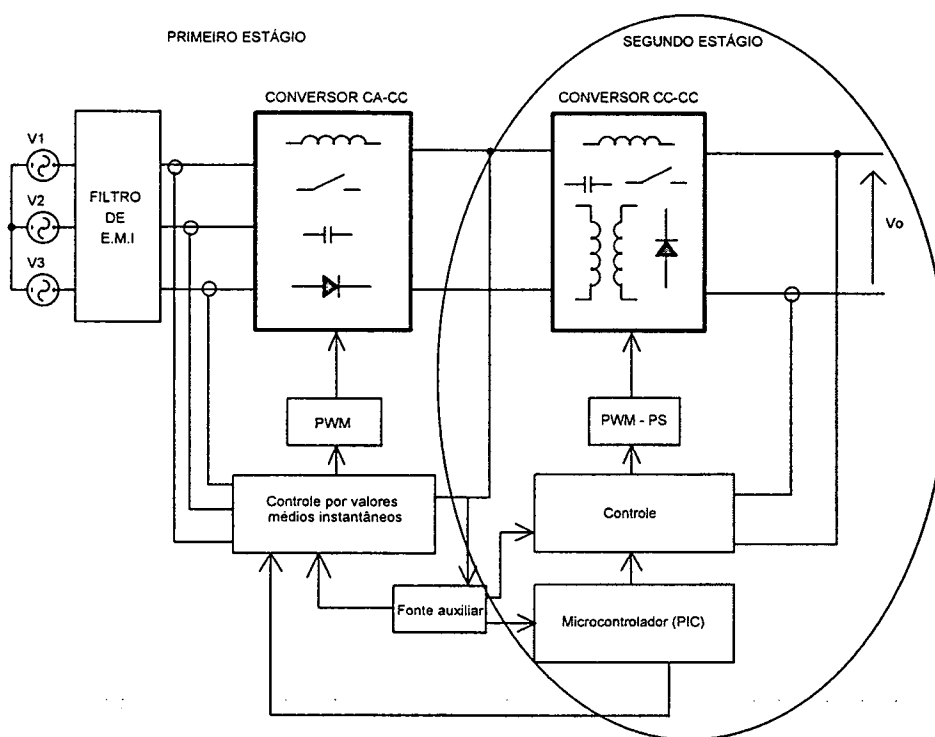


Fig. 1.1 - Arquitetura da unidade retificadora.

O objetivo deste capítulo é realizar uma breve comparação entre os conversores ponte completa e três níveis com comutação suave com relação a esforços de tensão e corrente nos interruptores e nos elementos magnéticos. As duas estruturas apresentam a mesma característica de saída [2], [3], [4].

A definição das expressões matemáticas dos esforços de corrente e tensão em todos os semicondutores e magnéticos será feita a fim de estabelecer comparações entre os conversores CC-CC isolados. Essa análise comparativa definirá o conversor CC-CC proposto que melhor se adapta a uma determinada especificação de projeto.

1.3. Análise do conversor CC-CC três níveis com comutação suave e saída em corrente (NPC, *Three Level - ZVS*)

O conversor CC-CC isolado três níveis com comutação suave (*Three Level TL-ZVS*) com ponto neutro grampeado (*NPC- Neutral Point Clamped*) [4] é largamente empregado em sistemas nos quais se objetiva a redução da tensão sobre os interruptores, devido a elevada tensão de barramento CC.

O conversor é apresentado na Fig. 1.2. O braço de comutação é formado pelos interruptores S1, S2, S3 e S4, os diodos em antiparalelo D1, D2, D3, D4 e os capacitores em paralelo C1, C2, C3 e C4.

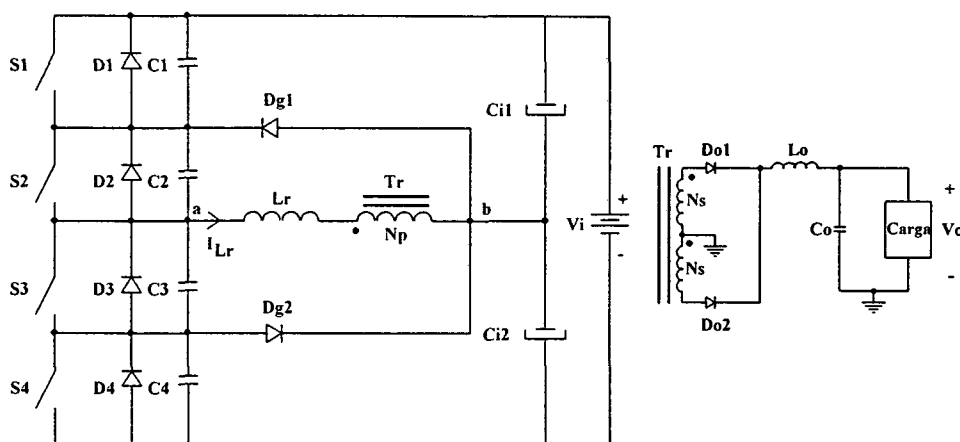


Fig. 1.2 - Conversor CC-CC isolado três níveis com comutação suave.

A indutância de dispersão do transformador Tr , a indutância do indutor Lr e os capacitores $C1 - C4$ são responsáveis pelo intervalo ressonante permitindo comutação suave dos interruptores. Os diodos $Dg1$ e $Dg2$ são responsáveis pelo grampeamento da tensão sobre os interruptores em um valor igual a $V_i/2$. O transformador faz o isolamento galvânico e também adapta o nível de tensão no secundário de Tr . O estágio de saída é formado pelo enrolamento secundário, os diodos retificadores $Do1$ e $Do2$ e o filtro de saída composto pelo indutor Lo e pelo capacitor Co .

As etapas de funcionamento, as formas de onda básicas e o equacionamento completo do conversor CC-CC isolado três níveis, da Fig. 1.2, estão apresentados nas referências [2] e [4].

Na Fig. 1.3 são mostradas as principais formas de onda referentes a este conversor.

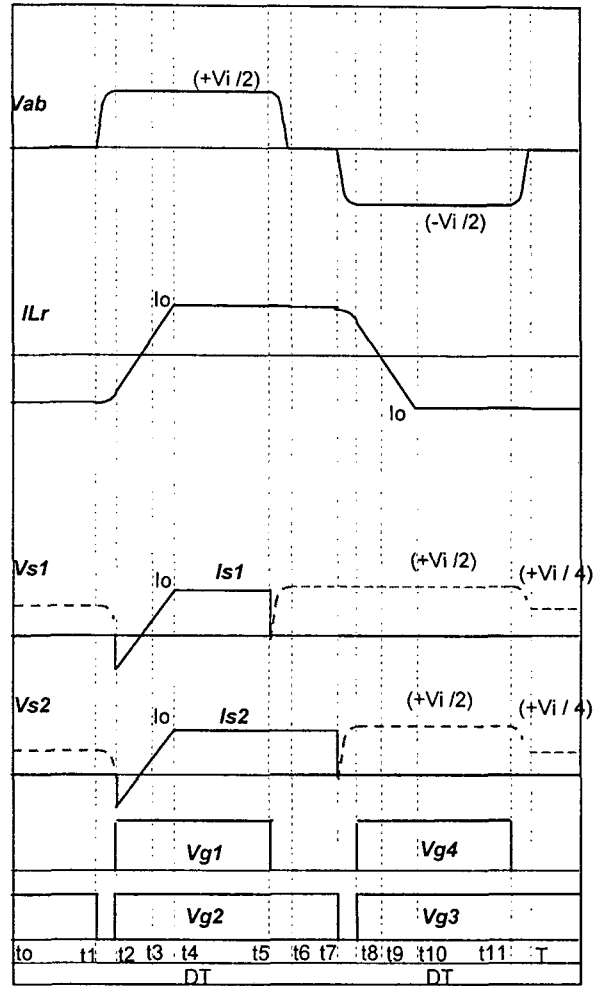


Fig. 1.3 - Principais formas de onda do conversor CC-CC NPC, *Three Level ZVS*

1.3.1. Característica de saída

Sendo:

$$n_{TL} = \frac{V_i}{2} \cdot \frac{(D_{max} - \Delta D)}{V_o} \quad (1.1)$$

Onde:

- N_{TL} – É a relação de transformação do transformador do conversor três níveis.
- ΔD – É a perda de razão cíclica devido a L_r

$$V_o = \frac{1}{n_{TL}} \cdot \left(D_{max} - \frac{4 \cdot I_o \cdot L_r \cdot f_s}{n_{TL} \cdot \frac{V_i}{2}} \right) \cdot \frac{V_i}{2} \quad (1.2)$$

O termo $\frac{4 \cdot I_o \cdot L_r \cdot f_s}{n_{TL} \cdot V_i/2}$ é a perda de razão cíclica devido à derivada finita de corrente

na indutância L_r .

$$\overline{I_o} = \frac{4 \cdot I_o \cdot L_r \cdot f_s}{n_{TL} \cdot V_i/2} = \Delta D \quad (1.3)$$

Portanto, a característica de saída pode ser representada pela expressão (1.4).

$$q = \frac{n_{TL} \cdot V_o}{V_i/2} = D_{\max} - \overline{I_o} \quad (1.4)$$

A característica de saída está apresentada na expressão (1.3) e representada na Fig.

1.4

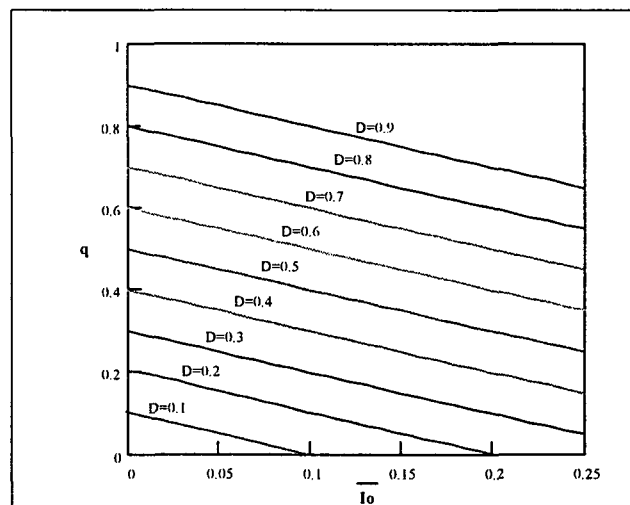


Fig. 1.4 - Característica de saída do conversor CC-CC NPC, *Three Level-ZVS*

Pode ser observado na Fig. 1.4 uma queda de tensão devido à presença da indutância de dispersão do transformador T_r e da indutância de L_r .

1.3.2. Esforços de corrente e tensão

A determinação das expressões matemáticas que definem os esforços de tensão e corrente sobre os interruptores e diodos do conversor CC-CC NPC, *Three Level-ZVS* podem serem feitas a partir das formas de onda da Fig. 1.3, sendo desprezadas as etapas de comutação.

Sejam as seguintes especificações para o conversor CC-CC; NPC-Three-Level ZVS:

- Tensão de entrada - V_i
- Tensão de saída - V_o
- Potência de saída - P_o
- Freqüência de chaveamento - f_s

- Corrente de saída - I_o
- Razão cíclica máxima - D_{max}
- Rendimento - η
- Variação da corrente no indutor L_o - $\Delta I L_o$
- Perda de razão cíclica - ΔD

a) Esforços nos interruptores S1, S2, S3 e S4

A máxima tensão a ser aplicada sobre os interruptores S1, S2, S3 e S4 do conversor é definida pela expressão (1.5).

$$V_{S_{max}} = \frac{V_i}{2} \quad (1.5)$$

A corrente de pico nos interruptores é apresentada na expressão (1.6).

$$I_{S_{pk}} \cong INP_{ef} = \frac{I_o}{n_{TL}} \quad (1.6)$$

A corrente eficaz nos interruptores S2 e S3 é definida pela expressão (1.7).

$$I_{S_{23ef}} = \frac{I_o}{n_{TL}} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \left(1 - \frac{5}{6} \cdot \Delta D\right)} \quad (1.7)$$

Pode-se observar que a corrente eficaz nos interruptores S2 e S3 independe da razão cíclica aplicada ao conversor, dependendo apenas da quantidade de energia reativa utilizada para obtenção de comutação suave.

A corrente eficaz nos interruptores S1 e S4 é definida pela expressão (1.8).

$$I_{S_{14ef}} = \frac{I_o}{n_{TL}} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \left(D - \frac{5}{6} \cdot \Delta D\right)} \quad (1.8)$$

As perdas nos quatros interruptores, adotando a maior corrente eficaz, são calculadas pela expressão (1.9).

$$P_{S_{TL}} = 4 \cdot R_{ds} \cdot I_{S_{ef}}^2 \quad (1.9)$$

b) Esforços nos diodos retificadores de saída

Os diodos retificadores de saída Do1 e Do2 podem ser especificados a partir da tensão e corrente calculadas pelas expressões a seguir:

$$V_{Do_{max}} = \frac{V_i}{n_{TL}} \quad (1.10)$$

Sendo $V_{Do_{max}}$ a máxima tensão reversa, teórica, no diodo de saída.

$$IDo_{med} = \frac{Io}{2} \quad (1.11)$$

$$IDo_{pk} = \frac{Io}{2} + \frac{\Delta I_{L,o}}{2} \quad (1.12)$$

As perdas, nos dois diodos retificadores de saída, são calculadas pela expressão (1.13).

$$PDo_{TL} = 2 \cdot Vf \cdot IDo_{med} \quad (1.13)$$

Onde:

Vf – Tensão direta do diodo

1.4. Análise do conversor CC-CC ponte completa com comutação suave e saída em corrente (Full Bridge-ZVS-PS)

O conversor CC-CC isolado ponte completa com comutação suave e saída em corrente é apresentado na Fig. 1.5. Os braços de comutação são formados pelos interruptores S1, S2, S3 e S4, os diodos em antiparalelo D1, D2, D3, D4 e pelos capacitores em paralelo C1, C2, C3 e C4.

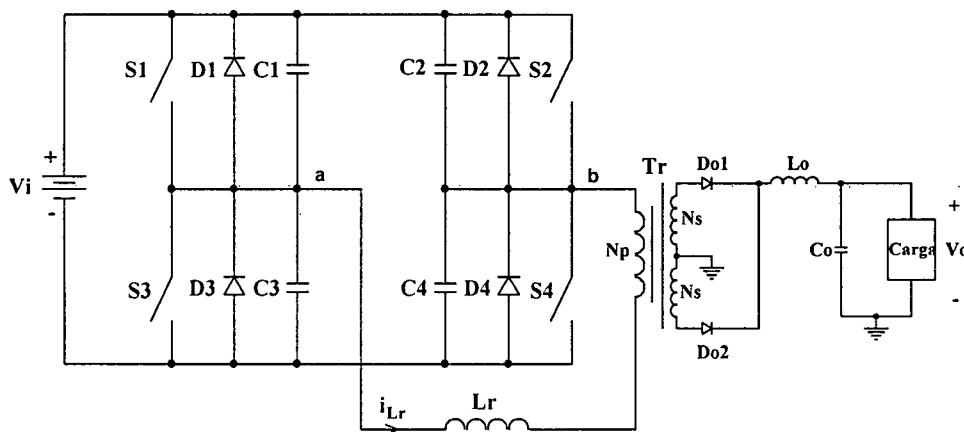


Fig. 1.5 - Conversor CC-CC isolado ponte completa com comutação suave.

A dispersão do transformador Tr , a indutância do indutor Lr e os capacitores $C1 - C4$ são responsáveis pelo intervalo ressonante permitindo comutação suave dos interruptores. O transformador faz o isolamento galvânico e também adapta o nível de tensão no secundário de Tr . O estágio de saída é formado pelo enrolamento secundário, os diodos retificadores $Do1$ e $Do2$ e o filtro de saída composto pelo indutor Lo e pelo capacitor Co .

As etapas de funcionamento, as formas de onda básicas e o equacionamento completo do conversor ponte completa estão apresentados nas referências [2] e [8].

Na Fig. 1.6 são mostradas as principais formas de onda referentes a este conversor.

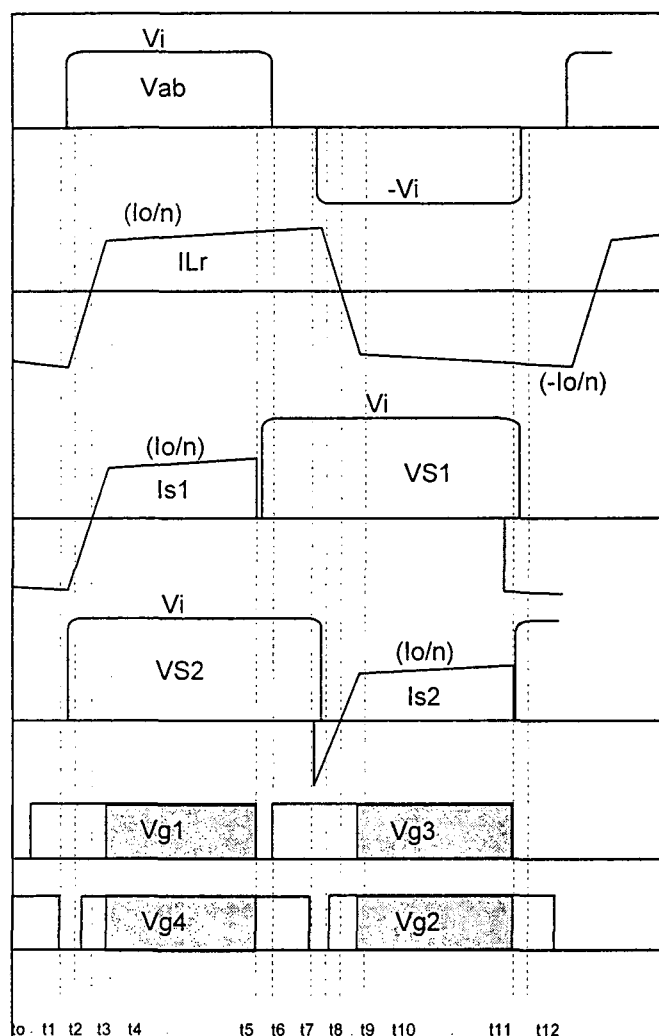


Fig. 1.6 - Principais formas de onda do conversor CC-CC Full Bridge-ZVS-PS.

1.4.1. Característica de saída

Sendo:

$$n = V_i \cdot \frac{(D_{\max} - \Delta D)}{V_o} \quad (1.14)$$

➤ n – É a relação de transformação do transformador do conversor ponte completa.

$$V_o = \frac{1}{n} \cdot \left(D - \frac{4 \cdot I_o \cdot L_r \cdot f_s}{n \cdot V_i} \right) \cdot V_i \quad (1.15)$$

O termo $\frac{4 \cdot I_o \cdot L_r \cdot f_s}{n \cdot V_i}$ é a perda de razão cíclica devido a derivada finita de corrente na indutância L_r .

$$\overline{I_o} = \frac{4 \cdot I_o \cdot L_r \cdot f_s}{n \cdot V_i} = \Delta D \quad (1.16)$$

Portanto a característica de saída pode ser representada pela expressão (1.17).

$$q = \frac{n \cdot V_o}{V_i} = D - \overline{I_o} \quad (1.18)$$

A característica de saída está apresentada na expressão (1.16) e representada na Fig. 1.7.

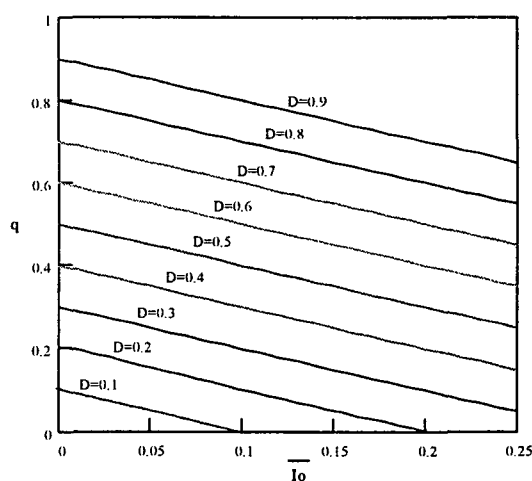


Fig. 1.7 - Característica de saída do conversor CC-CC ponte completa-ZVS-PS

Pode também ser observada na Fig. 1.7 uma queda de tensão devido à presença da indutância de dispersão do transformador T_r e da indutância de L_r .

A seguir serão apresentados os esforços de corrente e tensão nos componentes do conversor CC-CC isolado ponte completa com comutação suave [2] e [8].

1.4.2. Esforços de corrente e tensão

Sejam as seguintes especificações:

- Tensão de entrada - V_i
- Tensão de saída - V_o
- Corrente de saída - I_o
- Rendimento - η
- Potência de saída - P_o
- Freqüência de chaveamento - f_s
- Razão cíclica máxima - D_{max}
- Variação da corrente no indutor L_o - $\Delta I L_o$

- Perda de razão cíclica - ΔD

a) Esforços nos interruptores S1, S2, S3 e S4

A máxima tensão a ser aplicada sobre os interruptores S1, S2, S3 e S4 do conversor é definida pela expressão (1.19).

$$V_{S_{\max}} = Vi \quad (1.19)$$

A corrente de pico nos interruptores é apresentada na expressão (1.20).

$$I_{S_{pk}} = \frac{Io}{n} \quad (1.20)$$

A corrente eficaz nos interruptores S1 e S3 é definida pela expressão (1.21).

$$I_{S_{13ef}} = \frac{Io}{n} \cdot \sqrt{\frac{D_{\max} + 5 \cdot (D_{\max} - \Delta D)}{3}} \quad (1.21)$$

A corrente eficaz nos interruptores S2 e S4 é definida pela expressão (1.22).

$$I_{S_{24ef}} = \frac{Io}{n} \cdot \sqrt{\frac{-5 \cdot \Delta D + 6}{12}} \quad (1.22)$$

As perdas nos quatros interruptores, adotando a maior corrente eficaz, são calculadas pela expressão (1.23).

$$P_{S_{FB}} = 4 \cdot R_{ds} \cdot I_{S_{ef}}^2 \quad (1.23)$$

b) Esforços nos diodos retificadores de saída

Os diodos retificadores de saída Do1 e Do1 podem ser especificados a partir da tensão e corrente através das expressões a seguir:

$$V_{Do_{\max}} = \frac{Vi}{n} \quad (1.24)$$

$$I_{Do_{med}} = \frac{Io}{2} \quad (1.25)$$

$$I_{Do_{pk}} = \frac{Io}{2} + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \quad (1.26)$$

As perdas, devido a corrente média nos quatros diodos retificadores de saída, são calculadas pela expressão (1.27).

$$PDo_i = 2 \cdot Vf \cdot IDo_{med} \quad (1.27)$$

1.5. Análise comparativa e escolha do conversor CC-CC isolado

Nesta seção será realizada uma comparação entre os conversores estudados nas seções anteriores envolvendo esforços de tensão e corrente sobre os dispositivos semicondutores visando o conversor que apresentar menor perdas nos interruptores.

Isolando o termo $(D_{\max} - \Delta D)/Vo$ em uma das expressões (1.1) ou (1.14), tem-se:

$$\frac{(D_{\max} - \Delta D)}{Vo} = \frac{n}{Vi} \quad (1.28)$$

Substituindo na expressão (1.14) obtém-se a expressão (1.29).

$$n_{TL} = \frac{n}{2} \quad (1.29)$$

A maior corrente eficaz nos interruptores S3 e S3, para o conversor TL, está apresentada na expressão (1.30).

$$I_{sef_{TL}} = \sqrt{\left(\frac{Io}{n_{TL}}\right)^2 \cdot \left(1 - \frac{5}{6} \cdot \Delta D\right)} \quad (1.30)$$

A maior corrente eficaz nos interruptores S3 e S3, para o conversor FB, está apresentada na expressão (1.31).

$$I_{sec_{FB}} = \frac{Io}{n} \cdot \sqrt{\frac{-5 \cdot \Delta D + 6}{12}} \quad (1.31)$$

Isolando ΔD e fazendo $n_{TL} = n/2$ na expressão (1.30), tem-se:

$$\Delta D = \frac{6}{5} \cdot \frac{\left[Io^2 - 2 \cdot I_{sef_{TL}}^2 \cdot \left(\frac{n}{2}\right)^2\right]}{Io^2} \quad (1.32)$$

Substituindo a expressão (1.32) na expressão (1.31) tem-se a relação entre as correntes eficazes nos interruptores do conversor FB e TL.

$$I_{sef_{FB}} = \frac{1}{2} \cdot I_{sef_{TL}} \quad (1.33)$$

As perdas nos interruptores do conversor FB pode ser calculada pela expressão (1.34)

$$P_{s_{FB}} = 4 \cdot R_{ds} \cdot I_{sef_{FB}}^2 \quad (1.34)$$

Substituindo (1.33) em (1.34), tem-se:

$$P_{s_{FB}} = R_{ds} \cdot I_{sef_{TL}}^2 \quad (1.35)$$

Isolando $I_{sef_{TL}}$ em (1.35), tem-se:

$$I_{sef_{TL}} = \sqrt{\frac{P_{s_{FB}}}{R_{ds}}} \quad (1.36)$$

As perdas totais nos interruptores dos conversores TL e FB podem ser relacionada pela expressão (1.38), considerando as mesmas resistências R_{ds} .

Substituindo a expressão (1.36) em (1.37), obtém-se a expressão (1.38)

$$P_{s_{TL}} = 4 \cdot R_{ds} \cdot I_{sef_{TL}}^2 \quad (1.37)$$

$$P_{TL} = 4 \cdot P_{FB} \quad (1.38)$$

Na Tabela 1.1 e Tabela 1.2 na são apresentados os resultados comparativos entre os conversores três níveis e o ponte completa com relação aos esforços de tensão e corrente nos diodos retificadores e interruptores.

Tabela 1.1 - Interruptores.

Variáveis do interruptor de potência	Expressões	
	FB	TL
Tensão máxima – $V_{s_{max}}$	$V_{s_{max}} = V_i$	$V_{s_{max}} = \frac{V_i}{2}$
Corrente de pico – $I_{s_{pk}}$	$I_{s_{pk}} = \frac{I_o}{n}$	$I_{s_{pk}} \equiv I_{Np_{ef}} = \frac{2 \cdot I_o}{n}$
Corrente eficaz - $I_{s_{ef}}$	$I_{s_{24}_{ef}} = \frac{I_o}{n} \cdot \sqrt{\frac{-5 \cdot \Delta D + 6}{12}}$	$I_{s_{23}_{ef}} = \frac{2 \cdot I_o}{n} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \left(1 - \frac{5}{6} \cdot \Delta D\right)}$
Interruptores ativos – S	4	
Relação de perdas entre FB e TL	$P_{TL} = 4 \cdot P_{FB}$	

Tabela 1.2 - Diodos retificadores.

Esforço no diodo retificador de saída	Expressões	
	FB	TL
Tensão máxima - VDo_{pk}	$VDo_{max} = \frac{Vi}{n_{TL}}$	
Corrente de pico - IDo_{pk}	$IDo_{pk} = \frac{Io}{2} + \frac{\Delta I_{Lc}}{2}$	
Corrente média - IDo_{med}	$IDo_{med} = \frac{Io}{2}$	
Quantidade de diodos retificadores - Do	2	
Perda total - PDo_t	$PDo_t = 2 \cdot Vf \cdot IDo_{med}$	

Observa-se que a relação de transformação do conversor ponte completa é a metade do conversor três níveis, pois sua tensão no primário é a metade da tensão de barramento. Portanto, a corrente eficaz nos interruptores do conversor ponte completa também será a metade da corrente eficaz do conversor três níveis.

Observou-se também que as perdas totais teóricas nos interruptores do conversor ponte completa são $1/4$ das perdas nos interruptores do conversor três níveis

A seguir serão apresentadas tabelas comparativas entre os conversores estudados. Para um exemplo, serão selecionados MOSFETs e diodos retificadores de saída para verificar as perdas nos conversores.

1.5.1. Exemplo para o cálculo

Sejam as seguintes especificações para o conversor:

- $Vi = 450V$
- $Vo = 60V$
- $Io = 100A$
- $Po = 6kW$
- $fs = 70kHz$
- $D_{max} = 0,9$

Na Tabela 1.3 e na Tabela 1.4 são apresentados os esforços de tensão e corrente nos interruptores e nos diodos retificadores de saída. É adotado, como exemplo, para o cálculo de perdas nos interruptores o MOSFET IXFH40N30 [6], para o três níveis e o MOSFET IXFX44N60 [9], para o ponte completa.

Tabela 1.3 - Interruptores.

Variáveis do interruptor de potência	Valores calculados	
	FB	TL
Tensão máxima - V_{Spk}	450 V	225 V
Corrente de pico - I_{Spk}	17,43 A	35 A
Corrente eficaz - I_{Ser}	11,61 A	23,23 A
Interruptores ativos - S	4-	
Exemplo para o cálculo de perda		
	FB	TL
Perda total nos interruptores - P_{st}	Para o Mosfet IXFX44N60 Rds=208mΩ @ Tj=100 °C	Para o Mosfet IXFH40N30 Rds=145mΩ @ Tj=100 °C
	112,05 W	312,745 W

Na Tabela 1.4, é apresentado um exemplo de cálculo de perdas, utilizando o diodo HFA50PA60C.

Tabela 1.4 - Diodos retificadores.

Esforço no diodo retificador de saída	Valores calculados	
	FB	TL
Tensão máxima - V_{Dopk}	157 V	157 V
Corrente de pico - I_{Dopk}	50 A	50 A
Corrente média - I_{Domed}	50 A	50 A
Quantidade de diodos retificadores - Do	4	
Exemplo para o cálculo de perda		
Perda total - P_{Dot}	Utilizando o diodo HFA50PA60C	
	150 W	

Verifica-se que a tensão máxima nos interruptores do conversor CC-CC isolado ponte completa (*Full-Bridge* - FB) é a própria tensão de barramento V_i , já no conversor três níveis (*Three-Level* - TL) é a metade da tensão de barramento. Também pode-se observar que a corrente eficaz nos interruptores no conversor FB é a metade em relação ao TL. As perdas totais nos interruptores do conversor FB é aproximadamente um terço das perdas totais nos interruptores do conversor TL, para esse exemplo.

Os esforços nos diodos retificadores de saída são os mesmos para ambos os conversores.

Analisando os resultados apresentados nas tabelas acima, observa-se que a utilização da topologia a três níveis (NPC-*TL-ZVS*) seria a princípio a melhor escolha, uma vez que pode-se utilizar interruptores de menor tensão e conseqüentemente com menores perdas de condução. No entanto, realizando-se uma pesquisa nos semicondutores de última geração disponíveis, verifica-se

que a IXYS apresenta MOSFET's de 600V com baixíssima resistência de condução ($R_{ds_{on}}$) [9], competindo inclusive com os MOSFET's de menor tensão (300 V) [6].

1.6. Conclusão

Analisando os resultados obtidos, conclui-se:

➤ Para o nível de tensão de barramento especificada de 450V a topologia escolhida que melhor se enquadra em termos de perdas nos interruptores é o conversor CC-CC isolado ponte completa com comutação suave (*FB-ZVS-PS*).

➤ Verifica-se que os esforços de corrente nos interruptores do conversor CC-CC três níveis (*TL-ZVS*) são o dobro em relação ao conversor CC-CC ponte completa. Portando, as perdas nos interruptores do conversor TL são quatro vezes maiores que o conversor PB para a mesma $R_{ds_{on}}$.

➤ A tensão nos interruptores do conversor CC-CC três níveis é a metade da tensão de barramento V_i .

➤ A utilização da topologia a três níveis (*TL-ZVS*) seria a princípio a melhor escolha, uma vez que pode-se utilizar semicondutores de menor tensão e conseqüentemente com menores perdas de condução. No entanto, novos MOSFETs de 600 V possuem resistência de condução ($R_{ds_{on}}$) competitiva aos MOSFET's na faixa de 300V, pois as perdas em condução nos MOSFETs é $P_s = R_{ds} \cdot I_{sef}^2$.

➤ Um exemplo de MOSFET de 600V apresentando características competitivas em relação ao MOSFET na faixa de 300V é o da IXFX44N60 [9].

2. CAPÍTULO II

ESTUDO DE CIRCUITOS RETIFICADORES ISOLADOS E A TÉCNICA DE GRAMPEAMENTO DA TENSÃO SOBRE OS DIODOS RETIFICADORES

2.1 Introdução

No projeto de fontes de alimentação para telecomunicação as perdas nos diodos retificadores, interruptores de potência e transformador são as principais perdas do retificador. Isso leva o projetista a procura por novos semicondutores e magnéticos que lhe apresentem menores perdas. No caso dos diodos retificadores, a procura é por diodos com menor tensão direta. No caso dos magnéticos a procura é por núcleos que apresentem baixas perdas volumétricas em função da densidade de fluxo e também alta permeabilidade. No entanto, isso nem sempre é possível, principalmente quando se trabalha com elevada potência (>6kW) devido às limitações tecnológicas. Uma solução é investir no desenvolvimento de novos retificadores que apresentem menores perdas que os retificadores convencionais [19].

Com o objetivo de utilizar retificadores que apresentem menores perdas, faz-se neste capítulo, análise comparativa entre dois estágios retificadores isolados: o retificador isolado de onda completa com ponto médio (pm) e o retificador isolado de onda completa dobrador de corrente (dc) [20].

É apresentado também o estágio retificador de onda completa proposto e a técnica de grampeamento da tensão sobre os diodos retificadores de saída para o estágio proposto.

O objetivo principal deste capítulo é fazer uma análise dos dois estágios retificadores isolados com relação às perdas Joule no transformador e propondo o de menor perdas.

2.2 Retificador isolado com ponto médio

O circuito retificador isolado com ponto médio é apresentado na Fig. 2.1.

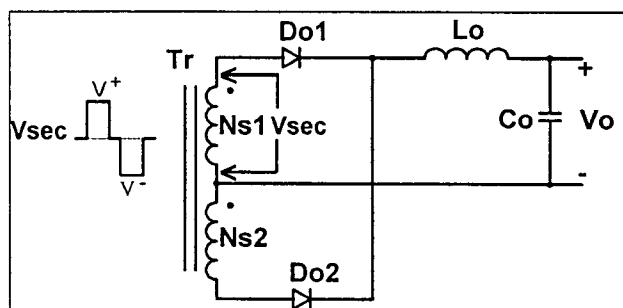


Fig. 2.1 - Retificador isolado com ponto médio.

No intervalo em que a tensão no secundário do transformador for maior que zero (intervalo t_{2-1}) o diodo Do1 conduz passando por ele a corrente de carga I_o . No instante t_2 o diodo Do2 dá início a condução. Nesse intervalo tem-se a condução dos diodos Do1 e Do2 (intervalo t_{3-2} e t_{5-4}), pois o circuito possui característica de saída de corrente, ou seja o diodo Do1 continua conduzindo até que a corrente em Do2 atinja I_o . No instante que a corrente em Do2 atingir I_o a corrente em Do1 cessa, passando somente através de Do2 (intervalo t_{4-3}) [19].

A operação é apresentada em mais detalhes nas Fig. 2.2 e Fig. 2.3. As três etapas de funcionamento na Fig. 2.2 apresentam o caminho das correntes durante cada estado de chaveamento. Na Fig. 2.3 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente nos componentes do retificador isolado com ponto médio, considerando razão cíclica $D < 0,5$ na qual D é a razão cíclica individual para os interruptores S1, S2, S3 e S4 (Capítulo I).

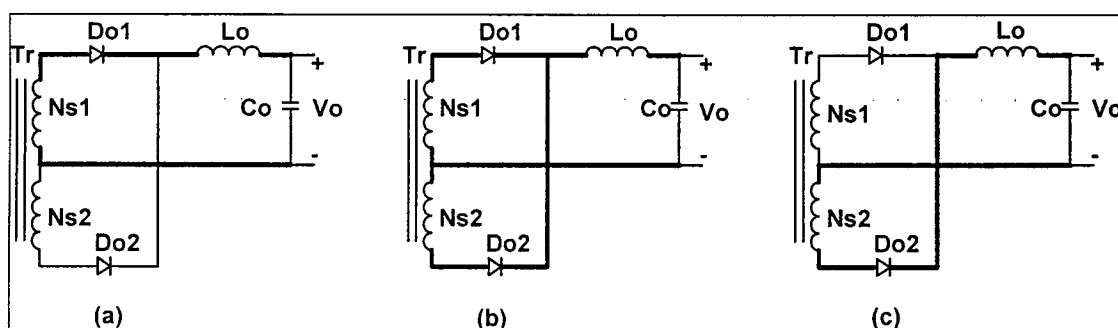


Fig. 2.2 - Caminhos da corrente durante o funcionamento.

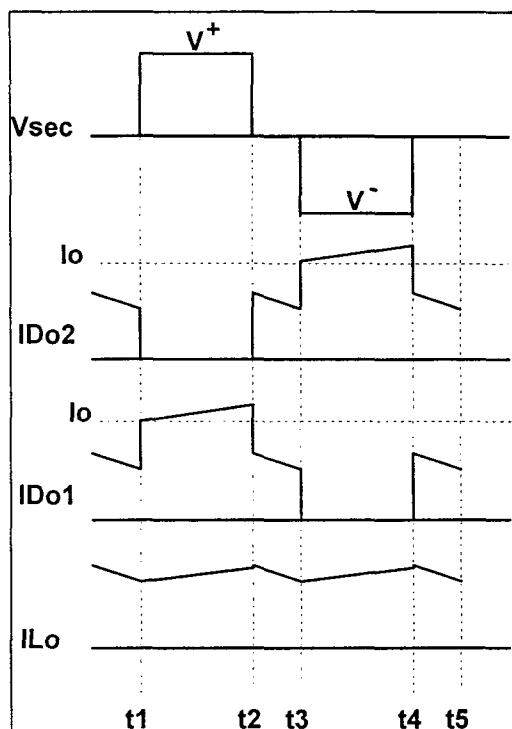


Fig. 2.3 - Formas de onda do retificador com ponto médio.

Observa-se que no intervalo t_{3-2} e no intervalo t_{5-4} não há transferência de potência, pois os dois diodos de saída encontram-se em condução. Havendo então, transferência de potência somente nos intervalos t_{2-1} e t_{4-3} .

2.3 Retificador de onda completa dobrador de corrente

O circuito retificador isolado de onda completa dobrador de corrente é apresentado na Fig. 2.4.

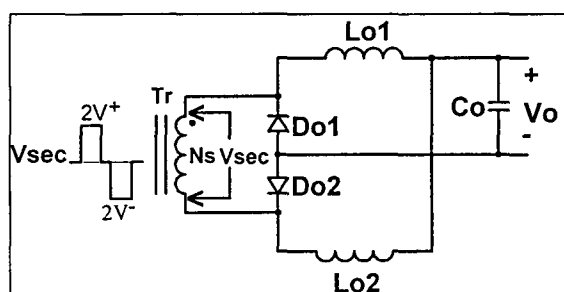


Fig. 2.4 - Retificador isolado dobrador de corrente.

Durante cada semi ciclo da tensão no transformador Tr um dos diodos conduz juntamente com o indutor associado. O segundo indutor fornece energia para a carga através do mesmo diodo. Durante o intervalo em que os dois diodos estão conduzindo, ambos os indutores

entregam sua energia armazenada para a carga através dos diodos de saída. O resultado é que a corrente no enrolamento secundário nunca excederá a metade da corrente I_o e é zero durante o intervalo em que ambos os diodos conduzem.

O modo de operação é descrito a seguir, com auxílio da Fig. 2.5 e da Fig. 2.6.

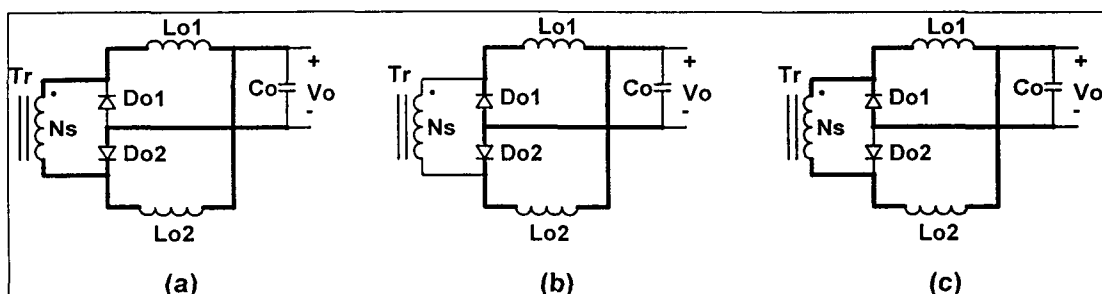


Fig. 2.5 - Etapas de funcionamento.

Durante o intervalo t_{2-1} a tensão positiva, V_{sec} , polarizará reversamente o diodo $Do1$ de forma que a corrente I_{Lo1} é forçada a passar através do diodo $Do2$ e o enrolamento secundário do transformador Tr . No mesmo intervalo, a corrente no indutor I_{Lo2} também passará através do diodo $Do2$ como apresentado na Fig. 2.5a. A corrente total I_o é, portanto, igual a soma das correntes que passam através de I_{Lo1} e I_{Lo2} .

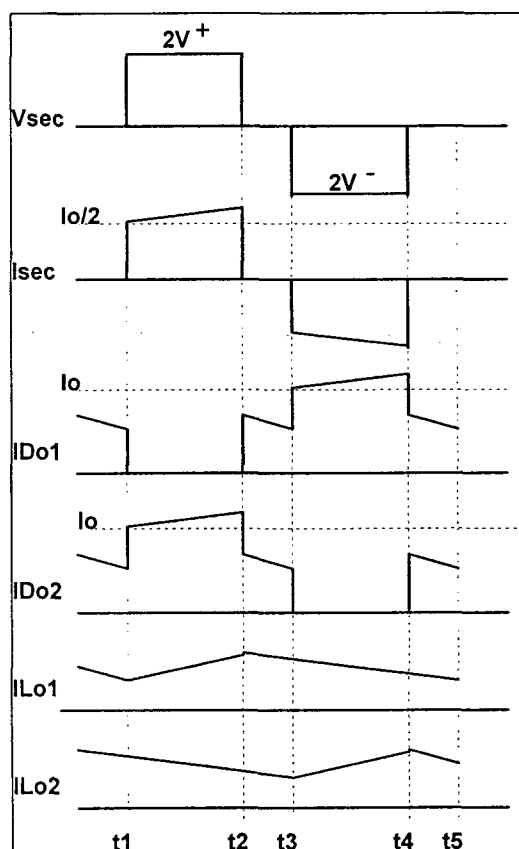


Fig. 2.6 - Formas de onda para o retificador isolado dobrador de corrente

Durante o intervalo t_{3-2} , os indutores $Lo1$ e $Lo2$ entregam sua energia armazenada e ambos os diodos, $Do1$ e $Do2$, funcionam como diodos de roda livre. Isso é apresentado claramente na Fig. 2.5b e Fig. 2.6.

Durante o intervalo t_{4-3} , a tensão negativa V_{sec} polariza reversamente o diodo $Do2$ de forma que a corrente do transformador passa através de $Do1$ e contribui parcialmente para a corrente de carga I_o , enquanto no mesmo intervalo o indutor $Lo2$ armazena energia. O indutor $Lo1$ continuará em roda livre como apresentado na Fig. 2.5c e Fig. 2.6.

A operação do circuito durante o intervalo t_{5-4} corresponde ao intervalo t_{3-2} como apresentado na Fig. 2.5b e Fig. 2.6.

2.4 Estudo comparativo e escolha do circuito retificador isolado

Para realizar comparações, algumas considerações são feitas:

- A tensão por espiras do secundário é a mesma para os dois retificadores.
- O enrolamento secundário ocupa o mesmo volume, ou seja, uma espira simples ($Turn - T$) é conectada em série ou em paralelo.
- A razão cíclica de cada interruptor é $D < 0,5$, na qual D é a razão cíclica individual para os interruptores ($S1, S2, S3$ e $S4$).
- A saída dos retificadores possuem características de fonte de corrente.

2.4.1 Retificador isolado ponto médio

O circuito a ser analisado é apresentado na Fig. 2.7, considerando a resistência no enrolamento secundário.

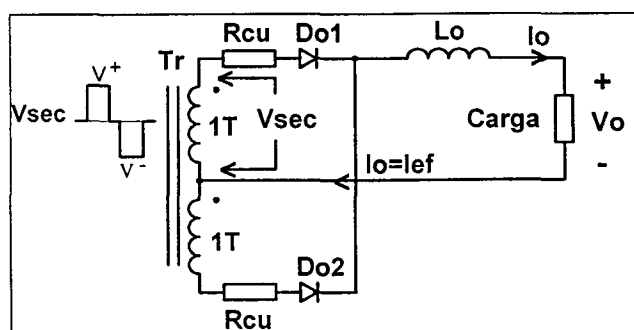


Fig. 2.7 - Retificador isolado com ponto médio.

Na etapa de funcionamento mostrada na Fig. 2.2a pode-se obter a expressão da tensão na indutância Lo apresentada em (2.1) para o semiciclo positivo da tensão no secundário do transformador.

$$VLo^+(t) = V^+ - Vo \quad (2.1)$$

Para o semiciclo negativo, apresentado na Fig. 2.2b, tem-se:

$$VLo^-(t) = -V^- - Vo \quad (2.2)$$

A tensão média na indutância dentro de um período (T_s) deve ser zero, portanto fazendo a soma da integral da expressão (2.1) com a integral da expressão (2.2) verifica-se o patamar da tensão no secundário do transformador com ponto médio apresentada na expressão (2.6).

$$\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{D \cdot T_s} VLo^+(t) \cdot dt + \int_0^{D \cdot T_s} VLo^-(t) \cdot dt \right) = 0 \quad (2.3)$$

$$(V^+ - Vo) + (-V^- - Vo) = 0 \Rightarrow V^+ - V^- = 2 \cdot Vo \quad (2.4)$$

$$V^+ = -V^- \quad (2.5)$$

$$\boxed{V^+ = -V^- = Vo} \quad (2.6)$$

Através da análise da forma de onda da corrente nos diodos Do1 e Do2 da Fig. 2.3 tem-se a corrente eficaz no enrolamento secundário do transformador de ponto médio.

$$IDo1_{ef} = IDo2_{ef} = I \sec ef_{pm} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{T_s(1-2D)} \left(\frac{Io}{2}\right)^2 \cdot dt + \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} (Io)^2 \cdot dt} \quad (2.7)$$

Resolvendo a integral tem-se o valor da corrente eficaz apresentada na expressão (2.8).

$$\boxed{IDo1_{ef} = IDo2_{ef} = I \sec ef_{pm} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{1 + 2 \cdot D} \cdot Io} \quad (2.8)$$

Com a corrente eficaz no enrolamento secundário do transformador, pode-se determinar as perdas Joule no enrolamento secundário do transformador através da expressão (2.9).

$$P \sec_{pm} = 2 \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \sqrt{1 + 2 \cdot D} \cdot Io \right)^2 \cdot Rcu \quad (2.9)$$

Resolvendo a expressão (2.9) tem-se o valor das perdas Joule apresentada na expressão (2.10).

$$P \sec_{pm} = Io^2 \cdot Rcu \cdot \left(\frac{1}{2} + D \right) \quad (2.10)$$

Normalizando a expressão (2.10) obtém-se a expressão (2.11).

$$\frac{P_{sec}^{pm}}{I_o^2 \cdot R_{cu}} = \frac{P_{sec}^{pm}}{I_o^2 \cdot R_{cu}} = 0,5 + D \quad (2.11)$$

2.4.2 Retificador isolado dobrador de corrente

O circuito a ser analisado é apresentado na Fig. 2.8, considerando a resistência no enrolamento secundário.

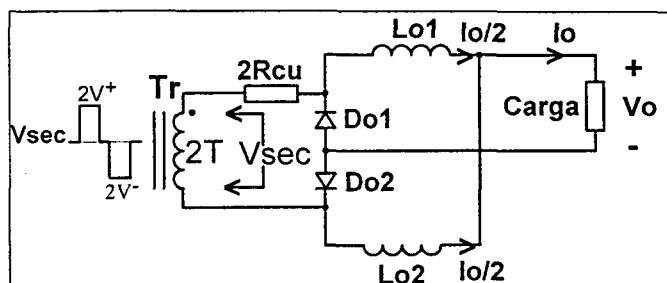


Fig. 2.8 - Retificador isolado dobrador de corrente.

Na etapa de funcionamento da Fig. 2.5a pode-se obter a expressão da tensão na indutância $Lo1$ e $Lo2$ apresentada em (2.12) para o semi-ciclo positivo da tensão no secundário do transformador.

$$\begin{cases} V_{Lo2^+}(t) = -V_o \\ V_{Lo1^+}(t) = V^+ - V_o \end{cases} \quad (2.12)$$

Para o semi-ciclo negativo apresentado na Fig. 2.5c tem-se:

$$\begin{cases} V_{Lo2^-}(t) = V^- - V_o \\ V_{Lo1^-}(t) = -V_o \end{cases} \quad (2.13)$$

A tensão média na indutância dentro de um período deve ser zero, portanto fazendo a soma da integral da tensão em $Lo1$ na expressão (2.12) com a integral da tensão em $Lo1$ da expressão (2.13) tem-se o patamar teórico de tensão no secundário do transformador dobrador de corrente apresentado na expressão (2.16).

$$\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{D \cdot T_s} V_{Lo1^+}(t) + \int_0^{D \cdot T_s} V_{Lo1^-}(t) \right) = 0 \quad (2.14)$$

$$(V^+ - V_o) + (-V_o) = 0 \quad (2.15)$$

$$\boxed{V^+ = -V^- = 2 \cdot V_o} \quad (2.16)$$

Através da análise da forma de onda da corrente no enrolamento secundário apresentada na Fig. 2.6 tem-se a corrente eficaz no enrolamento secundário do transformador dobrador de corrente.

$$I_{sec\ ef_{dc}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{I_o}{2}\right)^2 \cdot dt} \quad (2.17)$$

Onde:

➤ $I_{sec\ ef_{dc}}$ – É a corrente eficaz no enrolamento secundário do transformador

Resolvendo a integral tem-se o valor da corrente eficaz no enrolamento secundário.

$$I_{sec\ ef_{dc}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot D} \cdot I_o \quad (2.18)$$

Com a corrente eficaz no enrolamento secundário do transformador pode-se determinar as perdas joule através da expressão (2.19).

$$P_{sec_{dc}} = \left(\frac{1}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot D} \cdot I_o\right)^2 \cdot 2 \cdot R_{cu} \quad (2.19)$$

Resolvendo a expressão (2.19) tem-se o valor das perdas joule apresentada na expressão (2.20).

$$P_{sec_{dc}} = I_o^2 \cdot R_{cu} \cdot D \quad (2.20)$$

Normalizando a expressão (2.20) obtém-se a expressão (2.21).

$$\overline{P_{sec_{dc}}} = \frac{P_{sec_{dc}}}{I_o^2 \cdot R_{cu}} = D \quad (2.21)$$

2.4.3 Análise comparativa

Normalizando as expressões (2.8) e (2.18) pode-se traçar o gráfico das correntes eficazes relativas nos enrolamentos secundários dos retificadores ponto médio e dobrador de corrente apresentado na Fig. 2.9.

Nas expressões (2.22) e (2.23) são apresentadas as correntes eficazes relativas para ambos os retificadores isolados.

$$\overline{I_{sec\ ef_{pm}}} = \frac{I_{sec\ ef_{pm}}}{I_o/2} = \sqrt{1+2 \cdot D} \quad (2.22)$$

$$\overline{I_{sec\ ef_{dc}}} = \frac{I_{sec\ ef_{dc}}}{I_o/2} = \sqrt{2 \cdot D} \quad (2.23)$$

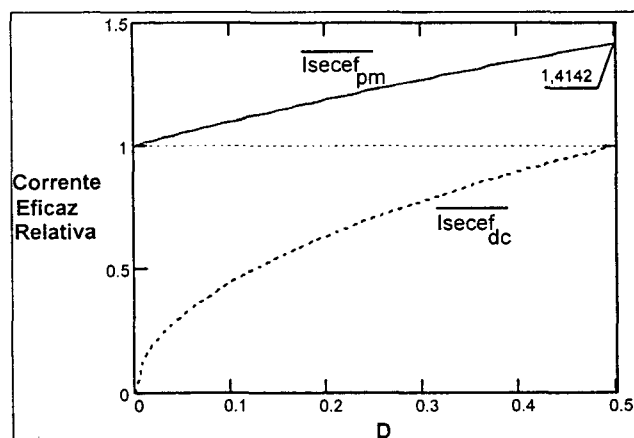


Fig. 2.9 - As correntes relativas em função da razão cíclica D para os retificadores: ponto médio e o dobrador de corrente

Analisando os resultados das correntes eficazes relativas no secundário dos transformadores Fig. 2.9, por exemplo para $D=0,5$, a corrente eficaz no secundário do retificador isolado ponto médio corresponde a um fator de $\sqrt{2}$ (41,42% maior) maior que a corrente eficaz no enrolamento secundário do retificador isolado dobrador de corrente ($I_{secef_{pm}} = \sqrt{2} \cdot I_{secef_{dc}}$).

O gráfico das perdas relativas no cobre do enrolamento secundários dos retificadores são apresentadas graficamente na figura Fig. 2.10 utilizando as expressões (2.11) e (2.21).

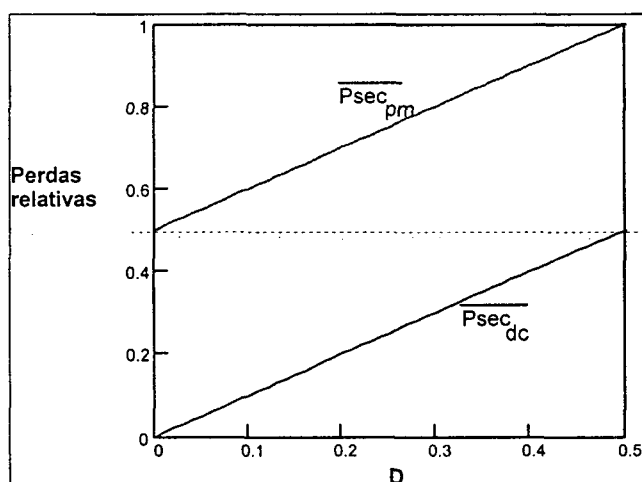


Fig. 2.10 - Perdas no cobre relativas em função da razão cíclica D para os retificadores: ponto médio e o dobrador de corrente

Analisando a Fig. 2.10, observa-se que o secundário do transformador do retificador dobrador de corrente possui excelente vantagem, pois as perdas no cobre do secundário são 50% menores em relação as perdas no cobre do secundário do transformador do retificador ponto médio. O dobrador de corrente também requer somente dois terminais no enrolamento secundário

enquanto o ponto médio requer três. A bitola do fio do enrolamento secundário, do retificador ponto médio, é 41,42% maior do que a bitola do enrolamento do retificador dobrador de corrente.

O retificador dobrador de corrente, na verdade, é uma variação do retificador de onda completa em ponte (quatro diodos retificadores de saída), ou seja no lugar dos dois diodos D1 e D2 [19], coloca-se dois indutores Lo1 e Lo2. Com a adição desses indutores a corrente é forçada a dividir-se pela metade. Isso faz com que a corrente eficaz no enrolamento secundário seja aproximadamente $I_o/2$, diminuindo as perdas no cobre do enrolamento transformador. O patamar de tensão no secundário do transformador do retificador dobrador de corrente deve ser o dobro em relação ao retificador ponto médio para que haja a mesma transferência de potência apresentada nas expressões (2.6) e (2.16).

De acordo com as características citadas acima é proposto a utilização do retificador isolado dobrador de corrente [20].

2.5 Apresentação da técnica de grampeamento da tensão sobre os diodos retificadores de saída

De forma geral, o conversor ponte completa com o estágio retificador de saída proposto, apresenta quatro interruptores comandados e quatro componentes magnéticos: o indutor, o transformador e dois indutores de saída. Na configuração proposta [2] não há preocupação com a indutância de dispersão do transformador, por auxiliar na comutação, reduzindo a indutância do indutor ressonante. Porém, a dispersão somada com o efeito de recuperação reversa dos diodos retificadores de saída faz com que haja sobretensão nos mesmos. Então surge a necessidade da utilização de grampeadores de tensão. A técnica tradicional de grampeamento pelo primário está apresentada [21]. Essa técnica tradicional, possui patente industrial, no entanto é proposta uma outra possibilidade de grampeamento pelo lado do primário, apresentada na Fig. 2.11. Com esta técnica obtém-se as mesmas etapas de funcionamento e características de grampeamento da técnica apresentada em [21].

Devido ao nível de potência (6kW), o projeto do conversor CC-CC isolado ponte completa utilizando o estágio retificador dobrador de corrente, serão utilizados dois tipos de grampeamento: grampeamento pelo lado do primário e grampeamento pelo lado do secundário. No grampeamento pelo lado do primário, apresentado na Fig. 2.11, utiliza-se dois indutores ressonantes acoplados com relação de transformação unitária. Com o emprego dessa técnica, a tensão aplicada ao primário do transformador é grampeada na tensão de barramento. Idealmente, isto resulta no grampeamento da tensão sobre o secundário, por acoplamento magnético, e em consequência nos diodos retificadores (Do1 e Do2). Do mesmo modo, utiliza-se a técnica de grampeamento RCD pelo secundário auxiliando no grampeamento da tensão sobre os diodos retificadores.

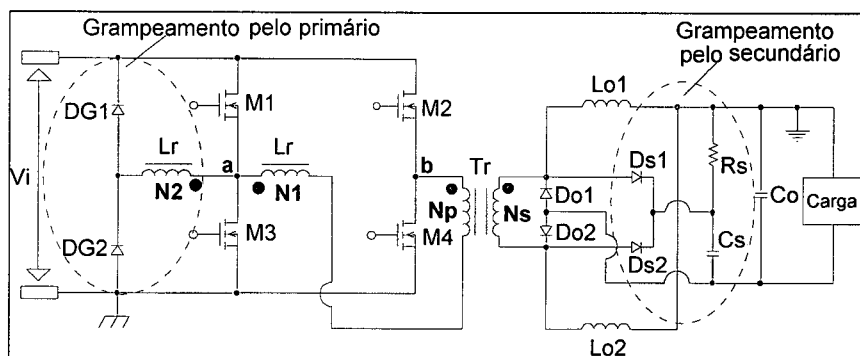


Fig. 2.11 - Circuito com grampeamento pelo lado do primário e pelo lado do secundário proposto.

Os diodos DG1, DG2, DS1 e DS2 conduzem corrente somente durante as comutações dos diodos retificadores de saída (Do1 e Do2), transferindo uma parcela da energia gerada na recuperação reversa dos diodos para o barramento CC, no caso do grampeador pelo lado do primário, e uma outra parcela para a carga, no caso do grampeador pelo lado do secundário.

2.6 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o funcionamento e uma análise comparativa de dois retificadores isolados: o ponto médio (pm) e dobrador de corrente (dc). Também foi apresentada uma técnica de grampeamento pelo lado do primário e pelo secundário.

Através da análise comparativa entre os retificadores isolados ponto médio e o dobrador de corrente, conclui-se:

➤ A corrente eficaz no secundário do retificador com ponto médio, para $D=0,5$, corresponde a um fator de $\sqrt{2}$ maior que a corrente eficaz no enrolamento secundário do retificador dobrador de corrente, ou seja as perdas são 50% maior no retificador ponto médio.

$$(I_{sec\,ef_{pm}} = \sqrt{2} \cdot I_{sec\,ef_{dc}}).$$

➤ A bitola do fio do enrolamento secundário do retificador ponto médio, também será 41,42% maior que o dobrador de corrente.

➤ O retificador dobrador de corrente requer somente dois terminais no secundário, enquanto o ponto médio requer três terminais.

De posse desses resultados, não resta dúvidas quanto a boa eficiência do retificador isolado dobrador de corrente (dc) proposto.

Quanto as etapas de funcionamento dos grampeadores, utilizado no lado do primário e no lado do secundário, serão apresentados no próximo capítulo, no qual descreverá as etapas de funcionamento do conversor CC-CC isolado ponte completa ZVS-PS utilizando o retificador dobrador de corrente juntamente com a técnica de grampeamento da tensão sobre os diodos retificadores de saída pelo lado do primário e secundário.

3. CAPÍTULO III

ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC ISOLADO FULL-BRIDGE ZVS-PHASE-SHIFT COM GRAMPEAMENTO PELO PRIMÁRIO USANDO INDUTOR ACOPLADO

3.1 Introdução

Neste capítulo, faz-se a apresentação e análise do conversor CC-CC isolado proposto. Também serão apresentadas as etapas de funcionamento, formas de onda básicas, verificação da característica de saída [2] e uma metodologia de projeto dos semicondutores e magnéticos.

O objetivo principal deste capítulo é desenvolver e descrever uma metodologia de projeto para o conversor CC-CC isolado ponte completa com comutação suave (Full-Bridge-ZVS) utilizando grampeamento da tensão sobre os diodos de saída pela lado do primário e pelo lado do secundário.

3.2 O conversor CC-CC isolado proposto

O conversor CC-CC ponte completa com comutação suave apresentado grampeamento pelo lado do primário e pelo lado do secundário é apresentado na Fig. 3.1.

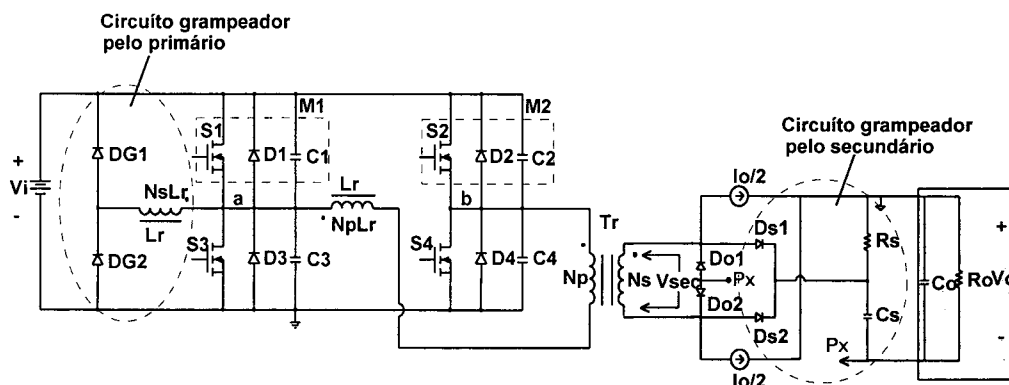


Fig. 3.1 - Conversor CC-CC isolado Full-Bridge – ZVS-PS com grampeamento da tensão pelo lado do primário e secundário

3.2.1 Etapas de funcionamento

Para simplificar a análise do estágio de potência do conversor serão considerandos todos os componentes ideais. As indutâncias L_{o1} e L_{o2} são consideradas grandes o suficiente para

serem consideradas como fontes de corrente de valor igual à corrente de carga $I_o/2$. A corrente de magnetização do transformador Tr também é desprezada.

1ª Etapa ($t_0 - t_1$) - etapa de roda livre:

No início desta etapa o capacitor C_1 encontra-se descarregado e o diodo D_1 conduzindo. Nesse intervalo o interruptor S_1 pode ser fechado, enquanto S_2 já estava em condução. Durante esse intervalo, o circuito encontra-se em roda livre, onde a corrente do indutor L_r circula pelo diodo D_1 e pelo interruptor S_2 . A tensão sobre os interruptores S_3 e S_4 é igual à tensão de barramento V_i . Durante esse intervalo o diodo retificador Do_1 do estágio de saída está conduzindo. A etapa de roda livre é apresentada na Fig. 3.2.

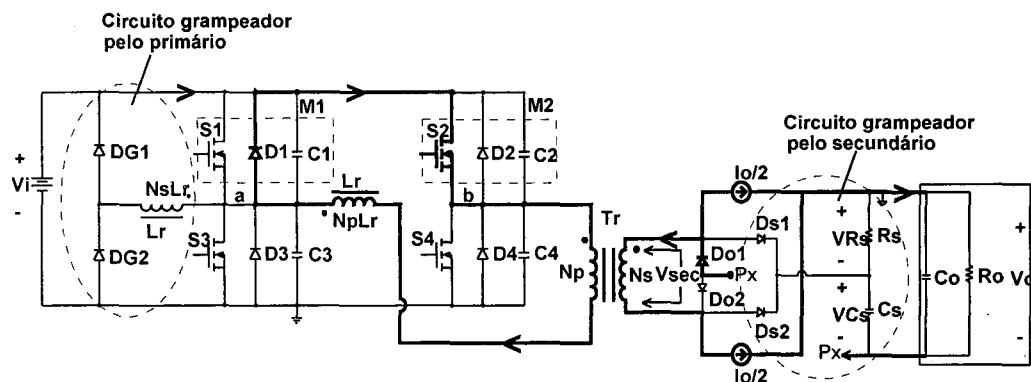


Fig. 3.2 - Primeira etapa de funcionamento.

2ª Etapa ($t_1 - t_2$) - etapa ressonante:

No instante t_1 o interruptor S_2 é aberto, dando início a etapa ressonante entre o indutor acoplado L_{rp} e os capacitores C_2 e C_4 . O capacitor C_2 carrega-se com $I_o/2n$ e o capacitor C_4 se descarrega com $I_o/2n$. No final dessa etapa (instante t_2) a tensão sobre o interruptor S_2 é a própria tensão de barramento, e no interruptor S_4 a tensão é igual a zero. No início dessa etapa, o diodo Do_2 começa a conduzir. A etapa ressonante é apresentada na Fig. 3.3.

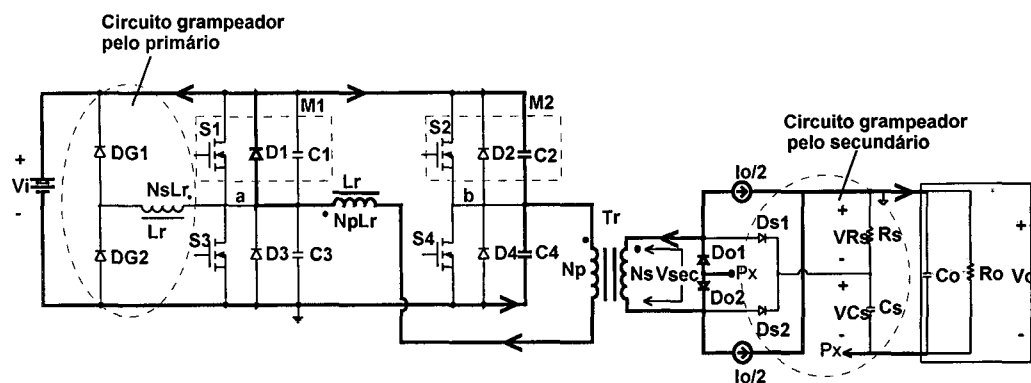


Fig. 3.3 - Segunda etapa de funcionamento.

3ª Etapa ($t_2 - t_3$) - etapa linear:

No instante t_2 , a tensão no capacitor C4 se anula, colocando o diodo D4 em condução. Nesse intervalo, os diodos retificadores Do1 e Do2 encontram-se conduzindo. Durante esse intervalo, a corrente do indutor acoplado L_r passa por D1, D4, de forma linear, até zero. A tensão sobre os interruptores S2 e S3 é igual a V_i . O interruptor S4 pode ser comandado a fechar nesse intervalo, pois a tensão sobre o mesmo é zero, propiciando comutação suave. Nesse intervalo, os diodos retificadores Do1 e Do2 encontram-se conduzindo. Durante essa etapa, a corrente em Do1 decresce linearmente até $I_o/2$, enquanto Do2 cresce até $I_o/2$. No final dessa etapa, a corrente no indutor acoplado L_r é igual a zero. Esta etapa é apresentada na Fig. 3.4.

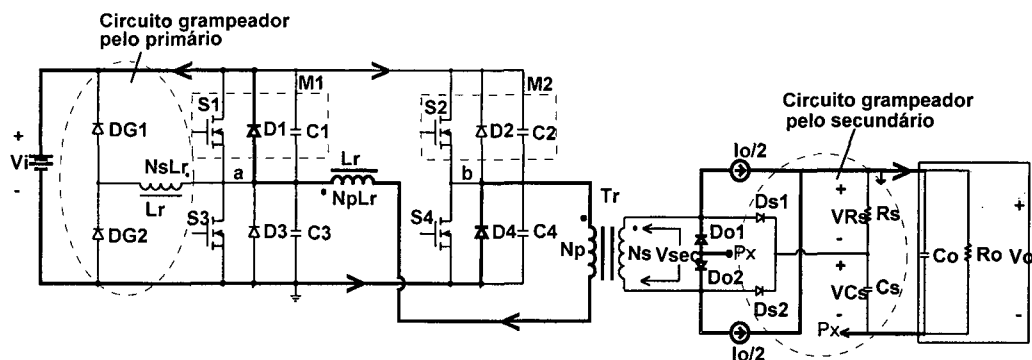


Fig. 3.4 - Terceira etapa de funcionamento.

4ª Etapa ($t_3 - t_4$) - etapa linear:

No instante t_3 , a corrente no indutor acoplado L_r se anula e inverte de sentido, passando a crescer linearmente. Nesse instante, a corrente passa pelo interruptor S1 e S4, porém, a ponte retificadora continua curto-circuitada, não havendo transferência de potência. A tensão sobre os interruptores S2 e S3 é igual a V_i . Durante esta etapa a corrente em Do1 continua decrescendo até zero e a corrente em Do2 cresce até I_o . Esta etapa é apresentada na Fig. 3.5.

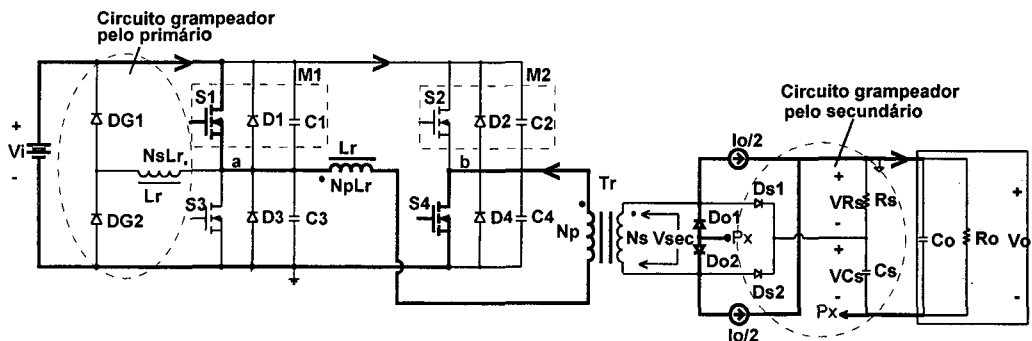


Fig. 3.5 - Quarta etapa de funcionamento

5ª Etapa ($t_4 - t_5$) – etapa de transferência de energia:

No instante t_4 , a corrente no indutor acoplado L_{rp} atinge I_o , portanto a ponte retificadora sai do estado de curto-circuito, iniciando-se a transferência de potência para a carga através dos interruptores S_1 e S_4 . No início dessa etapa, o diodo Do_1 bloqueia e o diodo Ds_1 entra em condução. Uma parcela da energia de recuperação do diodo Do_1 é entregue para C_s através de Ds_1 e, conseqüentemente, há o grampeamento da tensão sobre Do_1 . A etapa de transferência de potência é apresentada na Fig. 3.6.

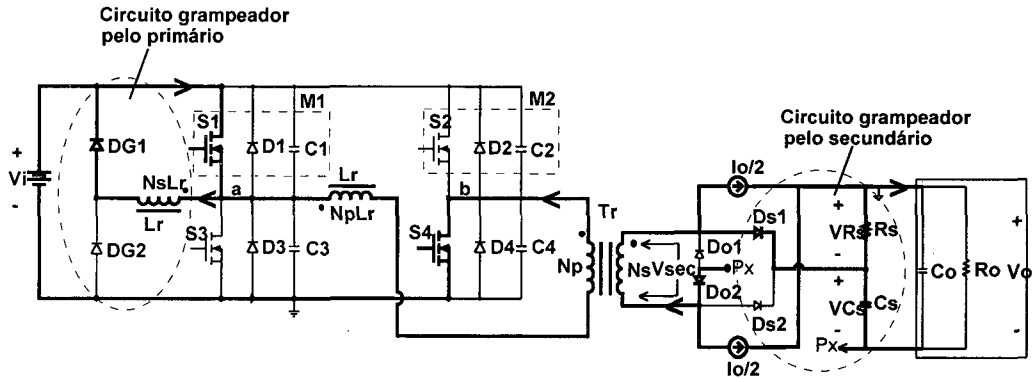


Fig. 3.6 - Quinta etapa de funcionamento.

6ª Etapa ($t_5 - t_6$) – etapa ressonante:

No instante t_5 , o interruptor S_1 é bloqueado dando início a etapa ressonante entre o indutor acoplado L_r e os capacitores C_1 e C_3 . Durante essa etapa, a tensão sobre o S_1 cresce até atingir V_i , enquanto a tensão sobre o interruptor S_3 decresce até zero. Esta etapa ressonante é apresentada na Fig. 3.7.

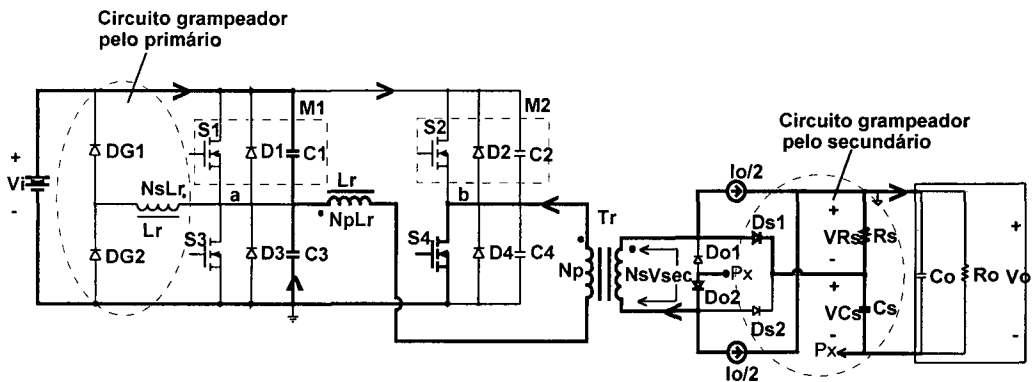


Fig. 3.7 - Sexta etapa de funcionamento.

$$\Delta t_{6-5} = \Delta t_{2-1} \quad (3.3)$$

Considerando ΔT o intervalo em que V_{ab} for igual a tensão de barramento V_i , tem-se:

$$\Delta T = \Delta t_{3-2} + \Delta t_{4-3} + \Delta t_{5-4} + \Delta t_{6-5} \quad (3.4)$$

Substituindo (3.2) e (3.3) em (3.4) obtém-se a expressão (3.5).

$$\Delta T = \Delta t_{2-1} + 2 \cdot \Delta t_{3-2} + \Delta t_{5-4} \quad (3.5)$$

Definindo a razão cíclica D na expressão (3.6).

$$D = 2 \cdot \frac{\Delta T}{T_s} \quad (3.6)$$

Sabe-se que o intervalo de transferência de potência se dá em $\Delta t_{5-4} + \Delta t_{2-1}$, portanto, definindo a razão cíclica efetiva, Def , somente na transferência de potência, tem-se:

$$\Delta t_{2-1} + \Delta t_{5-4} = Def \cdot \frac{T_s}{2} \quad (3.7)$$

Substituindo (3.6) e (3.7) em (3.5) tem-se a expressão (3.8).

$$\Delta t_{3-2} = \Delta t_{4-3} - \Delta t_{2-1} = \frac{T_s}{4} \cdot (D - Def) \quad (3.8)$$

Sabe-se que a duração da primeira etapa pode ser expressa pela expressão (3.9).

$$\Delta t_{1-0} = \frac{T_s}{2} - \Delta T - 2 \cdot \Delta t_{2-1} \quad (3.9)$$

Substituindo (3.6) em (3.9), tem-se:

$$\Delta t_{1-0} = \frac{T_s}{2} \cdot (1 - D) - 2 \cdot \Delta t_2 \quad (3.10)$$

Do circuito equivalente da Segunda etapa de funcionamento e das formas de onda básicas, observa-se que o intervalo de duração desta etapa (etapa ressonante) pode ser desprezado, por ser muito pequeno em relação ao período de chaveamento.

$$\Delta t_{1-0} = \frac{T_s}{2} \cdot (1 - D) \quad (3.11)$$

Analisando o circuito equivalente da 4ª etapa de funcionamento, tem-se:

$$\Delta t_{4-3} = Lr \cdot \frac{I'_{o}}{V_i} \quad (3.12)$$

Substituindo a expressão (3.12) em (3.8) e desprezando a etapa ressonante, tem-se a razão cíclica efetiva Def na expressão (3.13).

$$Def = D - 4 \cdot fs \cdot Lr \cdot \frac{I'o}{Vi} \quad (3.13)$$

O termo $4 \cdot fs \cdot Lr \cdot \frac{I'o}{n \cdot Vi}$ corresponde a perda de razão cíclica devido a derivada finita de corrente no indutor ressonante acoplado. A corrente média de carga normalizada refletida para o lado do primário está apresentada na expressão (3.14).

$$\overline{I'o} = 4 \cdot fs \cdot Lr \cdot \frac{I'o}{Vi} \quad (3.14)$$

Fazendo a substituição, tem-se:

$$Def = D - \overline{I'o} \quad (3.15)$$

Das formas de onda da Fig. 3.8, pode ser calculado o valor médio da tensão de saída do conversor referida ao primário.

$$V'o = Vi \cdot Def \quad (3.16)$$

Substituindo (3.13)

em (3.16) tem-se a característica de saída do conversor CC-CC.

$$q = \frac{V'o}{Vi} = D + \left(-4 \cdot fs \cdot Lr \cdot \frac{I'o}{Vi} \right) \quad (3.17)$$

Na figura Fig. 3.9, é apresentada a característica de saída obtida através da expressão (3.17).

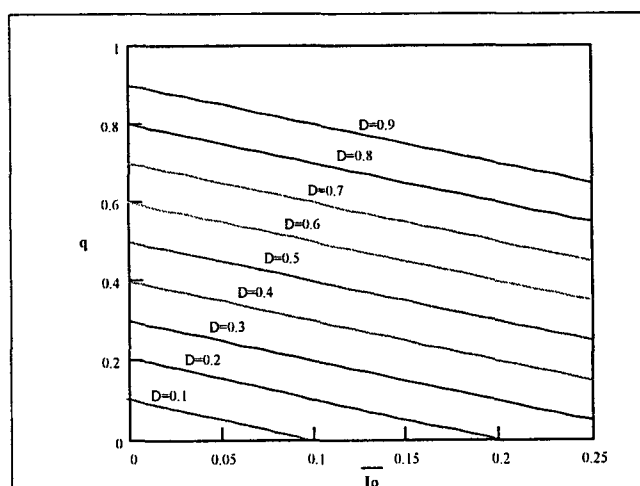


Fig. 3.9 – Característica de saída do conversor

3.3 Metodologia de projeto

O circuito a ser projetado é apresentado na Fig. 3.10.

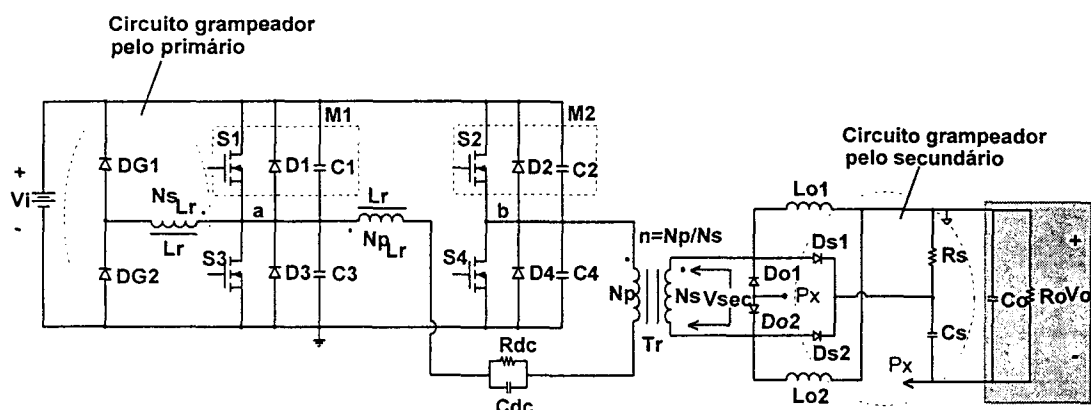


Fig. 3.10 - Circuito de potência do conversor CC-CC isolado ponte completa - ZVS-PS

Observa-se que os indutores $Lo1$ e $Lo2$ fornecem a característica de saída de fonte de corrente e o capacitor Co tem a função de suprimir ondulações na tensão de saída. No procedimento de projeto serão adotados [2] e [8] como referências.

3.3.1 Dimensionamento do transformador

O transformador de alta frequência (dezenas de kHz) a ser projetado possui um enrolamento primário e um enrolamento secundário.

A expressão (3.18) define o produto de áreas do núcleo a ser utilizado.

$$AeAw = \frac{Pi}{2 \cdot fs \cdot Kw \cdot Kp \cdot J_{max} \cdot \Delta B_{max}} \cdot 10^4 \quad [cm^4] \quad (3.18)$$

Onde:

Símbolo	Parâmetro	Valor usual
Ae	Área efetiva da perna central do núcleo [cm^2]	
Aw	Área da janela [cm^2]	
Pi	Potência de entrada máxima [W]	P_{Omax}/η
η	Rendimento do conversor	
Ku	Fator de utilização da janela do núcleo	0,4
Kp	Fator de utilização do primário	0,41
J_{max}	Densidade máxima de corrente [A/cm^2]	

ΔB_{\max}	Excursão da densidade de fluxo máxima [T]	
f_s	Frequência de comutação [Hz]	

O número mínimo de espiras para o enrolamento primário é dado pela expressão (3.19).

$$N_p \geq \frac{D_{\max} \cdot V_i}{4 \cdot f_s \cdot A_e \cdot \Delta B_{\max}} \cdot 10^4 \quad (3.19)$$

Onde:

- $D_{\max} \rightarrow$ é a máxima razão cíclica adotada.

A relação de transformação, para cada transformador, para o estágio de saída do tipo dobrador de corrente é dada pela expressão (3.20).

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{0,9 \cdot (D_{\max} \cdot V_i - V_f) \cdot N_{Tr}}{(2 \cdot V_{O_{\max}} + V_f)} \quad (3.20)$$

Onde:

- $V_{O_{\max}} \rightarrow$ é a máxima tensão de saída
- $V_f \rightarrow$ é a queda de tensão direta sobre o diodo
- $N_{Tr} \rightarrow$ é o número de transformadores com os secundários associados em série e os primários em paralelo

A corrente eficaz em cada enrolamento primário é calculada pela expressão (3.21).

$$IN_{p_{ef}} = \frac{I_o}{2 \cdot n} \quad (3.21)$$

A corrente eficaz no enrolamento secundário é calculada pela expressão (3.22).

$$IN_{s_{ef}} = \frac{I_o}{2} \quad (3.22)$$

Para o cálculo da seção mínima dos condutores pode-se utilizar as expressões (3.23) e (3.24).

$$S_{N_p} = \frac{IN_{p_{ef}}}{J_{\max}} \quad (3.23)$$

$$S_{N_s} = \frac{IN_{s_{ef}}}{J_{\max}} \quad (3.24)$$

Com o objetivo de minimizar o efeito pelicular, calcula-se a profundidade de penetração pela expressão (3.25) e o diâmetro do fio a ser utilizado através da expressão (3.26).

$$\Delta = \frac{K}{\sqrt{fs}} \quad (3.25)$$

$$d = 2 \cdot \Delta \quad (3.26)$$

Onde:

➤ $K \rightarrow$ é uma constante que depende da temperatura de operação ($K \approx 7,5$ @ $T=100^\circ\text{C}$).

➤ $d \rightarrow$ é o diâmetro máximo do fio elementar

A profundidade de penetração fornece o raio máximo do condutor elementar.

Com a utilização de lâminas no enrolamento secundário do transformador, pode-se calcular o número de lâminas em paralelo através da expressão apresentada em (3.27).

$$Nl_{p_{Ns}} = \frac{S_{Ns}}{S_L} \quad [\text{fios}] \quad (3.27)$$

➤ $Nl_{p_{Ns}} \rightarrow$ é o número de lâminas em paralelo para o enrolamento secundário do transformador.

➤ $S_L \rightarrow$ é a área da seção transversal da lâmina.

Com a utilização de condutores "Litz" no enrolamento primário tem-se o número de fios em paralelo através da expressão (3.28).

$$Nfp_{Np} = \frac{S_{Np}}{S_{fl}} \quad [\text{fios}] \quad (3.28)$$

➤ $Nfp_{Np} \rightarrow$ é o número de condutores em paralelo para o enrolamento primário de cada transformador.

➤ $S_{fl} \rightarrow$ é a área da seção transversal do fio "Litz" ($S_{fl} = 40 \cdot Ac$).

➤ $Ac_u \rightarrow$ é área da seção transversal de um fio de cobre elementar, não isolado, do "Litz" (o fio elementar do condutor "Litz" é o fio 37AWG).

O fator de ocupação é calculado pela expressão (3.29).

$$Ku = \frac{Np \cdot S_{fl} \cdot Nfp_{Np} + Ns \cdot S_{Ll} \cdot Nl_{p_{Ns}}}{Aw} \quad (3.29)$$

Onde:

- $S_{fL} \rightarrow$ é a área da seção transversal de um fio elementar "Litz" isolado.
- $S_{Ll} \rightarrow$ é a área da seção transversal de uma lâmina considerando o isolamento

As perdas no núcleo de ferrite do transformador podem ser determinadas através de curva experimental [5].

$$P_n = V_e \cdot PL \quad (3.30)$$

Onde:

- $P_n \rightarrow$ é a perda no núcleo
- $V_e \rightarrow$ é o volume do núcleo
- $PL \rightarrow$ é a perda no núcleo dividida pelo volume

O comprimento médio de uma espira é calculado pela expressão (3.31).

$$lm = 2 \cdot (N_{Tr} \cdot C + F) + \pi \cdot \frac{(E - F)}{2} \quad (3.31)$$

As perdas nos enrolamentos primário e secundário são calculadas pelas expressões (3.32) e (3.33).

$$P_{W_{Np}} = \frac{\rho \cdot N_p \cdot lm \cdot (IN_{p_{ef}})^2}{Nfp_{Np}} \quad (3.32)$$

$$P_{W_{Ns}} = N_{Tr} \cdot \frac{\rho \cdot N_s \cdot lm \cdot (IN_{s_{ef}})^2}{Nfp_{Ns}} \quad (3.33)$$

Onde:

- E, F e C \rightarrow são as dimensões geométricas do núcleo [5].
- $lm \rightarrow$ comprimento médio de uma espira
- $P_{W_{Np}} \rightarrow$ perdas Joule no enrolamento primário
- $P_{W_{Ns}} \rightarrow$ perdas Joule no enrolamento secundário
- $\rho \rightarrow$ Resistividade do cobre

A perda total (P_{Tr}), teórica, para o transformador é determinada somando as perdas do núcleo mais as perdas nos enrolamentos primário e secundário apresentados na expressão (3.34).

$$P_{Tr} = N_{Tr} \cdot (P_n + P_{w_{Np}} + P_{w_{Ns}}) \quad (3.34)$$

Com a perda total no transformador, pode-se estimar a elevação de temperatura do transformador pelas expressões (3.35) e (3.36).

$$R_{t_{Tr}} = 23 \cdot (Ae \cdot Aw)^{-0,37} \quad (3.35)$$

$$\Delta T_{Tr} = R_{t_{Tr}} \cdot P_{Tr} \quad (3.36)$$

Onde:

- $R_{t_{Tr}}$ → é a resistência térmica
- ΔT_{Tr} → é a elevação de temperatura

3.3.2 Dimensionamento do indutor ressonante

O valor da indutância ressonante de auxílio à comutação mais a indutância de dispersão do transformador, adotando uma determinada redução de razão cíclica ΔD , é calculada pela expressão (3.37).

Fazendo $L_{rp} = L_{rs} = L_r$ tem-se:

$$L_r + L_d = V_i \cdot \frac{\Delta D \cdot D_{\max}}{4 \cdot f_s \cdot \frac{I_o}{n}} \quad (3.37)$$

Onde:

- L_d → É a indutância de dispersão do transformador
- L_r → É a indutância ressonante
- ΔD → É a perda de razão cíclica adotada

Para determinação do núcleo calcula-se o produto das áreas efetiva e da janela através da expressão (3.38).

$$AeAw = \frac{L_r \cdot (IL_{r_{pk}})^2}{K_w \cdot J_{\max} \cdot B_{\max}} \cdot 10^4 \quad [cm^4] \quad (3.38)$$

Símbolo	Parâmetro	Valor usual
Ae	Área efetiva da perna central do núcleo [cm ²]	
Aw	Área da janela [cm ²]	
Lr	Valor da indutância do indutor ressonante [H]	
Kw	Fator de utilização da janela do núcleo	0,7
ILr_{pk}	Corrente de pico no indutor ressonante [A]	$INpLr_{ef} = INpLr_{pk} \cong Io/n$
ILr_{ef}	Corrente eficaz no indutor ressonante [A]	$INpLr_{ef} = INpLr_{pk} \cong Io/n$
J_{max}	Densidade máxima de corrente [A/cm ²]	300 A/cm ²
B_{max}	Densidade de fluxo máxima [T]	0,08 T

O número de espiras é calculado pela expressão (3.39).

$$Np_{Lr} = Ns_{Lr} = \frac{Lr \cdot ILr_{pk}}{Ae \cdot B_{max}} \cdot 10^4 \quad (3.39)$$

O entreferro pode ser calculado pela expressão

$$lg = \frac{Np_{Lr} \cdot \mu_0 \cdot Ae}{Lr} \cdot 10^{-2} \quad [cm^2] \quad (3.40)$$

A área da seção transversal do condutor é calculado pela expressão (3.41).

$$SNp_{Lr} = \frac{ILr_{ef}}{J_{max}} \quad (3.41)$$

Com o diâmetro máximo do condutor, calculado para o transformador, tem-se a bitola do fio elementar do indutor ressonante.

O número de fio em paralelo do condutor do indutor ressonante pode-se calcular pela expressão (3.42).

$$Nfp_{Lr} = \frac{Sf_{Lr}}{Scu} \quad (3.42)$$

Onde:

➤ Nfp_{Lr} → é o número de fio em paralelo para o enrolamento do indutor ressonante

Este indutor deve ser construído com o menor número de camadas (uma única se possível) para reduzir o efeito de proximidade nos condutores.

O fator de ocupação é calculado pela expressão (3.43).

$$K_u = \frac{Np_{Lr} \cdot Scu_{isol} \cdot Nfp_{Lr}}{Aw} \quad (3.43)$$

Onde:

➤ Scu_{isol} → Área da seção transversal de um fio elementar isolado

As perdas no núcleo de ferrite do indutor ressonante pode ser determinado através da curva de perdas por volume em função da densidade de fluxo [5].

$$P_n = V_e \cdot PL \quad (3.44)$$

O comprimento médio de uma espira é calculado pela expressão (3.45).

$$lm = 2 \cdot (C + F) + \pi \cdot \frac{(E - F)}{2} \quad (3.45)$$

A perda no condutor de cobre é calculada pela expressão (3.46).

$$P_{w_{Lr}} = \frac{\rho \cdot Np_{Lr} \cdot lm \cdot ILr_{ef}^2}{Nfp_{Lr}} \quad (3.46)$$

As perdas totais, teórica, no indutor ressonante é determinada pela soma da perdas do núcleo mais as perdas no condutor de cobre.

$$P_{Lr} = P_{n_{Lr}} + P_{w_{Lr}} \quad (3.47)$$

Com a perdas totais, pode-se estimar a elevação de temperatura do indutor ressonante pelas expressões (3.48) e (3.49).

$$Rt_{Lr} = 23 \cdot (Ae \cdot Aw)^{-0,37} \quad (3.48)$$

$$\Delta T_{Lr} = Rt_{Lr} \cdot P_{Lr} \quad (3.49)$$

3.3.3 Dimensionamento dos indutores de saída

Considerando uma variação da corrente no indutor de saída, ΔIo , pode-se calcular a indutância $Lo1=Lo2=Lo$ pela expressão (3.50).

$$Lo = \frac{\left(\frac{2 \cdot Vi}{n} - Vo \right)}{4 \cdot fs \cdot \Delta Io} \quad (3.50)$$

Para determinação do núcleo calcula-se o produto das áreas efetiva e de janela através da expressão (3.51).

$$AeAw = \frac{Lo \cdot ILo_{pk} \cdot ILo_{ef}}{Kw \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \quad [cm^4] \quad (3.51)$$

Onde:

Símbolo	Parâmetro	Valor usual
Aw	Área da janela [cm ²]	
Lo	Valor da indutância do indutor de saída [H]	
Kw	Fator de utilização da janela do núcleo	0,7
ILo_{pk}	Corrente de pico no indutor ressonante [A]	$ILo_{pk} \cong \frac{Io}{2} + \frac{\Delta I_{Lo}}{2}$
ILo_{ef}	Corrente eficaz no indutor de saída [A]	$ILo_{ef} = \frac{Io}{2}$
J_{max}	Densidade máxima de corrente [A/cm ²]	
B_{max}	Densidade de fluxo máxima [T]	

O número de espiras é calculado pela expressão (3.52).

$$N_{Lo} = \frac{Lo \cdot ILo_{pk}}{Ae \cdot B_{max}} \quad (3.52)$$

O entreferro é calculado empregando a expressão (3.53).

$$lg = \frac{N_{Lo}^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{Lo} \Rightarrow \frac{lg}{2} \quad (3.53)$$

Caso o entreferro for maior que 0,1 cm, o efeito espriamento se torna relevante, portanto deve-se realizar o recálculo do número de espiras do indutor de saída.

O fator de correção é determinado pela expressão (3.54) e o novo número de espiras pela expressão (3.55).

$$Fc = 1 + \frac{lg}{\sqrt{Ae}} \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot G}{lg} \right) \quad (3.54)$$

$$N_{Lo} = \sqrt{\frac{Lo \cdot \left(lg + \frac{le}{\mu_r} \right)}{0,4 \cdot \pi \cdot Fc \cdot 10^{-8}}} \quad (3.55)$$

Com o diâmetro máximo do condutor, calculado para o transformador, tem-se a bitola do fio elementar para o indutor de saída.

Onde:

- $G \rightarrow$ Dimensão geométrica do núcleo
- $\mu_0 \rightarrow$ Permeabilidade do ar
- $\mu_r \rightarrow$ Permeabilidade relativo ferrite
- $l_e \rightarrow$ Comprimento efetivo do núcleo

A área da seção transversal do condutor pode ser calculada pela expressão (3.56).

$$S_{Lo} = \frac{ILO_{ef}}{J \max} \quad (3.56)$$

O número de fios em paralelo do condutor do indutor de saída é calculado pela expressão (3.57).

$$Nfp_{Lo} = \frac{S_{Lo}}{Scu} \Rightarrow NfLo = 120 \text{ fios} \quad (3.57)$$

O fator de ocupação é calculado pela expressão (3.58) na qual a área do fio de cobre isolado é Acu_{isol} .

$$Ku = \frac{N_{Lo} \cdot Acu_{isol} \cdot Nfp_{Lo}}{Aw} \quad (3.58)$$

As perdas no núcleo de ferrite do indutor de saída podem ser determinadas através da curva apresentada em [5]. Para $\Delta B_{\max} = \frac{2 \cdot B_{\max} \cdot \Delta I_{Lo}}{Io}$, tem-se as perdas em miliwatts por centímetros cúbicos (PL).

$$Pn = Ve \cdot PL \quad (3.59)$$

O comprimento médio de uma espira é calculado pela expressão (3.60).

$$lm = 2 \cdot (Nc \cdot C + F) + \pi \cdot \frac{(E - F)}{2} \quad (3.60)$$

As perdas Joule é calculada pela expressão (3.61).

$$Pw_{Lo} = \frac{\rho \cdot N_{Lo} \cdot lm \cdot (ILO_{ef})^2}{Nf_{Lo}} \quad (3.61)$$

A perda total, teórica, para os indutores de saída é determinada somando as perdas do núcleo mais as perdas no cobre (Pw_{Lo}).

$$P_{Lo} = 2 \cdot (Pn + Pw_{Lo}) \quad (3.62)$$

Com a perda total no indutor de saída pode-se estimar a elevação de temperatura através das expressões (3.63) e (3.64).

$$Rt_{Lo} = 23 \cdot (Ae \cdot Aw)^{-0,37} \quad (3.63)$$

$$\Delta T_{Lo} = Rt_{Lo} \cdot P_{Lo} \quad (3.64)$$

3.3.4 Dimensionamento dos interruptores de potência

A máxima tensão a ser aplicada sobre os interruptores S1, S2, S3 e S4 do conversor é definida pela expressão (3.65).

$$Vs_{\max} = Vi \quad (3.65)$$

A corrente de pico nos interruptores é apresentada na expressão (3.66).

$$Is_{pk} = \frac{Io}{2} \cdot \frac{N_{Tr}}{n} \quad (3.66)$$

A corrente eficaz nos interruptores S1 e S3 é definida pela expressão (3.67).

$$Is13_{ef} = \frac{Io}{2} \cdot \frac{N_{Tr}}{n} \cdot \sqrt{\frac{D_{\max} + 5 \cdot (D_{\max} - \Delta D)}{3}} \quad (3.67)$$

A corrente eficaz nos interruptores S2 e S4 é definida pela expressão (3.68).

$$Is24_{ef} = \frac{Io}{2} \cdot \frac{N_{Tr}}{n} \cdot \sqrt{\frac{-5 \cdot \Delta D + 6}{12}} \quad (3.68)$$

A partir dos esforços nos interruptores seleciona-se o MOSFET. As perdas totais nos interruptores, adotando a maior corrente eficaz, é calculada pela expressão (3.69).

$$Ps_{PB} = 4 \cdot Rds \cdot (Is_{ef})^2 \quad (3.69)$$

Onde:

➤ Rds → resistência de condução *dreno-source*

Os diodos retificadores de saída Do1 e Do1 podem ser especificados a partir da tensão e corrente através das expressões a seguir:

$$VDo_{\max} = \frac{Vi}{n} \cdot N_{Tr} \quad (3.70)$$

$$IDo_{med} = \frac{Io}{2} \quad (3.71)$$

$$IDo_{pk} = \frac{Io}{2} + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \quad (3.72)$$

A partir dos esforços nos diodos seleciona-se o diodo a ser utilizado. A perda, devido a corrente média nos dois diodos retificadores de saída, é calculada pela expressão (3.73).

$$PDo_T = 2 \cdot Vf \cdot IDo_{med} \quad (3.73)$$

3.3.5 Dimensionamento do circuito $R_{cc}C_{cc}$ de bloqueio em série com o transformador

Deve-se utilizar um capacitor em série com o primário do transformador para bloquear a componente contínua gerada, principalmente devido ao intervalo de condução dos interruptores serem diferentes.

$$C_{cc} = \frac{\frac{Io}{2} \cdot \frac{N_{Tr}}{n}}{2 \cdot fs \cdot \Delta Vc} \quad (3.74)$$

Onde:

➤ $\Delta Vc \rightarrow$ é a variação de tensão sobre o capacitor adotada
($\Delta Vc = \% \cdot (D_{max} - \Delta D) \cdot Vi$)

O resistor R_{dc} tem com função evitar oscilações em baixa frequência devido ao capacitor de bloqueio e indutâncias. Este resistor é colocado em paralelo com o capacitor de bloqueio e especificado através da expressão (3.75).

$$R_{cc} = \frac{Vi}{\frac{Io}{2} \cdot \frac{N_{Tr}}{n}} \quad (3.75)$$

A potência do resistor pode ser determinada pela expressão (3.76).

$$PR_{cc} = \frac{(\Delta Vc)^2}{R_{cc}} \quad (3.76)$$

3.3.6 Dimensionamento circuito grampeador, dos diodos retificadores de saída, do lado do secundário

Através da corrente de pico de recuperação reversa dos diodos retificadores de saída e pela tensão reversa máxima nos diodos grampeadores Ds1 e Ds2 pode-se dimensionar o diodo grampeador.

Na expressão (3.77) é apresentada a expressão que calcula a máxima tensão reversa nos diodos grampeadores de saída.

$$VD_{s1} = VD_{s2} = VD_s = \frac{V_i}{n} \cdot N_{Tr} + \Delta V_{cp} \quad (3.77)$$

Através da conservação da energia, pode-se calcular o valor da capacitância do capacitor do circuito de grampeamento em função da indutância de dispersão do transformador, pico de corrente reversa do diodo retificador de saída.

A energia na indutância de dispersão do transformador está representada na expressão (3.78).

$$E_{Ld} = \frac{1}{2} \cdot Ld \cdot (Irr_{pk})^2 \quad (3.78)$$

A energia no capacitor está representada na expressão (3.79).

$$E_{Cs} = \frac{1}{2} \cdot Cs \cdot (\Delta V_{cp})^2 \quad (3.79)$$

Igualando as duas expressões acima, tem-se:

$$\frac{1}{2} \cdot Ld \cdot (Irr_{pk})^2 = \frac{1}{2} \cdot Cs \cdot (\Delta V_{cp})^2 \quad (3.80)$$

Resolvendo a expressão (3.80), tem-se expressão que calcula o valor mínimo da capacitância do capacitor de grampeamento.

$$Cs > \frac{Ld \cdot (Irr_{pk})^2}{(\Delta V_{cp})^2} \quad (3.81)$$

- ΔV_{cp} → variação da tensão, na qual o grampeador atua. Especificada pelo projetista.
- Ld → indutância de dispersão do transformador.
- Irr_{pk} → corrente de pico de recuperação reversa do diodo retificador de saída.

A tensão no resistor de grampeamento pode ser expressa, de maneira aproximada, pela expressão (3.82).

$$V_{RS} \cong \left(\frac{V_i}{n} \cdot N_{Tr} + \Delta V_{cp} \right) - V_o \quad (3.82)$$

Admitindo que as perdas Joule no resistor de grampeamento (R_s) é P_{Rs} , então pode-se determinar o valor do resistor de grampeamento através da expressão (3.83).

$$R_s = \frac{\left(\frac{V_i}{n} \cdot N_{Tr} + \Delta V_{cp} - V_o \right)^2}{P_{Rs}} \quad (3.83)$$

➤ P_{Rs} → Potência do resistor, estabelecida pelo projetista.

Analisando as expressão (3.83), observa-se que o projetista tem um compromisso entre a tensão a ser grampeada e as perdas Joule no resistor R_s . Cabe ao projetista estabelecer um ΔV_{cp} de forma que a tensão grampeada não ultrapasse a tensão reversa máxima dos diodos retificadores de saída e também escolher um P_{Rs} que não seja relevante na eficiência do conversor.

3.3.7 Dimensionamento dos diodos grampeadores do lado do primário

A tensão máxima é apresentada na expressão (3.84).

$$VDG1 = VDG2 = VDG = V_i \quad (3.84)$$

A corrente de pico:

$$IDG_{pk} = \frac{I_o}{2} \cdot \frac{N_{Tr}}{n} \quad (3.85)$$

É importante observar que os diodos grampeadores são dimensionados pela corrente de pico repetitiva que passa através do mesmo.

3.3.8 Filtro de saída

A capacitância do capacitor de saída é determinada pela expressão (3.86).

$$C_o = \frac{\Delta I_{L_o}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_o} \quad (3.86)$$

- ΔI_{L_o} → Variação da corrente no indutor de saída, adotado pelo projetista.
- ΔV_o → Variação da tensão de saída de alta frequência, estabelecida por norma [1]

3.3.9 Dimensionamento do dissipador

O procedimento de cálculo da resistência térmica do dissipador é apresentado em [22].

Dada a temperatura ambiente e a temperatura de junção (@100 °C) dos semicondutores tem-se a máxima temperatura no dissipador, para o caso dos interruptores, através da expressão (3.87).

$$Td_s = Tj - P_{s_T} \cdot (R_{jc} + R_{cd}) \quad (3.87)$$

A máxima temperatura no dissipador para os diodos retificadores de saída é apresentada na expressão (3.88).

$$Td_{D_o} = Tj - P_{D_o_T} \cdot (R_{jc_{D_o}} + R_{cd_{D_o}}) \quad (3.88)$$

A temperatura média no dissipador é apresentada na expressão (3.89).

$$Td_{med} = \frac{Td_s + Td_{D_o}}{2} \quad (3.89)$$

Através da expressão (3.89) adota-se uma temperatura menor ou igual para o dissipador (T_d) e recalcula a temperatura na junção para os componentes.

A máxima temperatura na junção para os interruptores:

$$Tj_s = Td + P_{s_T} \cdot (R_{jc} + R_{cd}) \quad (3.90)$$

A máxima temperatura na junção para os diodos retificadores de saída:

$$Tj_{D_o} = Td + P_{D_o_T} \cdot (R_{jc_{D_o}} + R_{cd_{D_o}}) \quad (3.91)$$

Através das perdas totais nos componentes pode-se dimensionar o dissipador através da expressão (3.92).

$$R_{da} = \frac{Td - T_a}{P_{T_{cond}}} \quad (3.92)$$

Onde:

- Td_s → Temperatura no dissipador para os interruptores
- Td_{D_o} → Temperatura no dissipador para os diodos retificadores de saída
- Tj_s → Temperatura de junção para os interruptores
- Tj_{D_o} → Temperatura de junção para os diodos retificadores de saída
- Td → Temperatura no dissipador adotada

- T_a → Temperatura ambiente
- R_{jC_S} → Resistência térmica junção-cápsula para os interruptores
- $R_{jC_{D_o}}$ → Resistência térmica junção-cápsula para os diodos retificadores de saída
- R_{cd_S} → Resistência térmica cápsula-dissipador para os interruptores
- $R_{cd_{D_o}}$ → Resistência térmica cápsula-dissipador para os diodos retificadores de saída
- PT_{cond} → Perda total nos condutores
- PD_{O_T} → Perda total nos diodos retificadores de saída
- PS_T → Perda total nos interruptores

3.4 Conclusão

Neste capítulo fez-se uma análise do conversor CC-CC isolado ponte completa apresentando os seguintes itens:

- Etapas de funcionamento
- Característica de saída do estágio de potência proposto do conversor CC-CC isolado Full-Bridge ZVS-PS
- Procedimento de projeto para os elementos magnéticos
- Procedimento de projeto para todos os semicondutores

Observa-se que o conversor proposto pode apresentar excelente desempenho, pois a corrente eficaz no enrolamento secundário do transformador é apenas a metade da corrente de carga, reduzindo as perdas Joule.

4. CAPÍTULO IV

APRESENTAÇÃO E ANÁLISE DOS CIRCUITOS DE CONTROLE E SUPERVISÃO DO CONVERSOR

4.1 Introdução

As características dos circuitos de supervisão e controle exigidos e desejáveis pelas normas Telebrás [1] são apresentados neste capítulo. As características exigidas são aquelas funções que estabelecem um nível mínimo aceitável em questões como características elétricas básicas, proteções e sinalizações. No entanto, as características desejáveis são aquelas recomendações para melhorar o desempenho geral da unidade retificadora (UR).

Neste capítulo, faz-se a apresentação e o procedimento de projeto do circuito de controle do conversor CC-CC isolado-ZVS-PS proposto atendendo às especificações de regulação estática e dinâmica. Também serão apresentados os circuitos de supervisão e comando para atender as normas Telebrás no projeto de unidades retificadoras para telecomunicações (UR).

A supervisão do conversor será feita utilizando um microcontrolador PIC [25]. A geração dos pulsos da parte de comando, com deslocamento de fase (*PS - Phase Shift*), é conseguida utilizando um integrado dedicado UC3875 [24].

4.2 Procedimento de projeto do circuito de controle do conversor

O comando por defasagem de fase é realizado pelo circuito integrado UC3875 [24]. Este CI já contém todas as funções necessárias a este tipo de comando.

Entre as funções implementadas com este circuito estão:

- Comando por defasagem de fase para um conversor em ponte-completa.
- Tempo morto ajustável.
- Frequência ajustável.

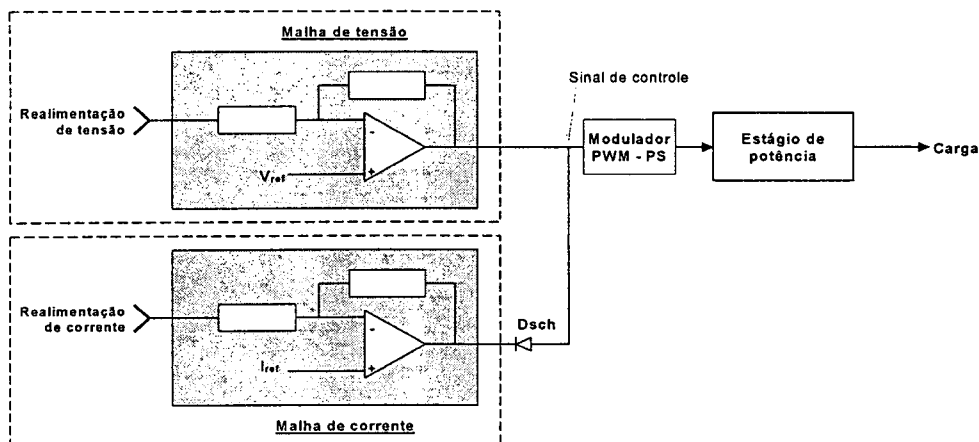


Fig. 4.2 - Esquema da proteção contra sobrecarga e curto-circuito na saída.

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 D_{sch} 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 mantém 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 deveria ser muito mais lenta que a de corrente.

Para implementação da malha de corrente são utilizados amplificadores operacionais encapsulados no circuito integrado LM324, Fig. 4.3. Na saída dessa malha deve-se utilizar um diodo do tipo *schottky*.

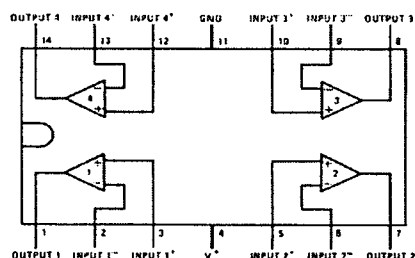


Fig. 4.3 – Circuito integrado LM324.

No projeto do controle do conversor CC-CC isolado ponte completa-ZVS-PS em malha fechada será utilizado, como compensador de tensão de saída, um compensador PID (proporcional-integral-derivativo) e no controle da corrente de saída é utilizado um compensador PI (proporcional-integral).

Na Fig. 4.4 pode ser visto as formas de onda de controle e "dente de serra" para comparação. Estes sinais são comparados, obtendo-se a razão cíclica de comando dos interruptores de potência.

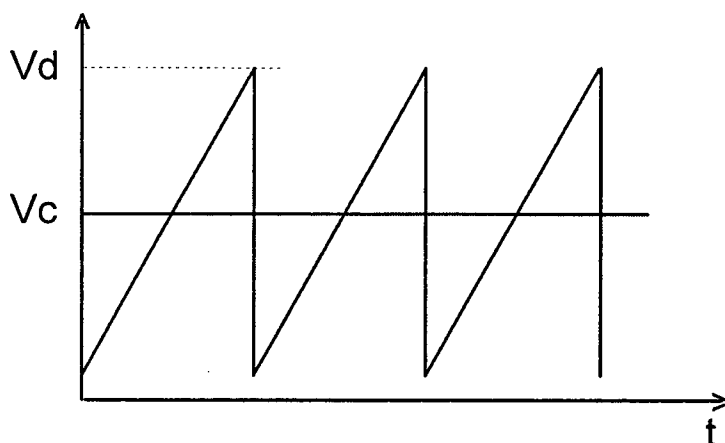


Fig. 4.4 - Geração da razão cíclica

Através da Fig. 4.4 tem-se a razão cíclica representada através da expressão (4.1).

$$D = \frac{V_c}{V_d} \quad (4.1)$$

Onde:

- > $V_c \rightarrow$ é o sinal de controle
- > $V_d \rightarrow$ é a tensão de pico da forma de onda "dente de serra"

4.2.2 Compensador de tensão

No diagrama de blocos, Fig. 4.5, pode-se observar a malha de tensão.

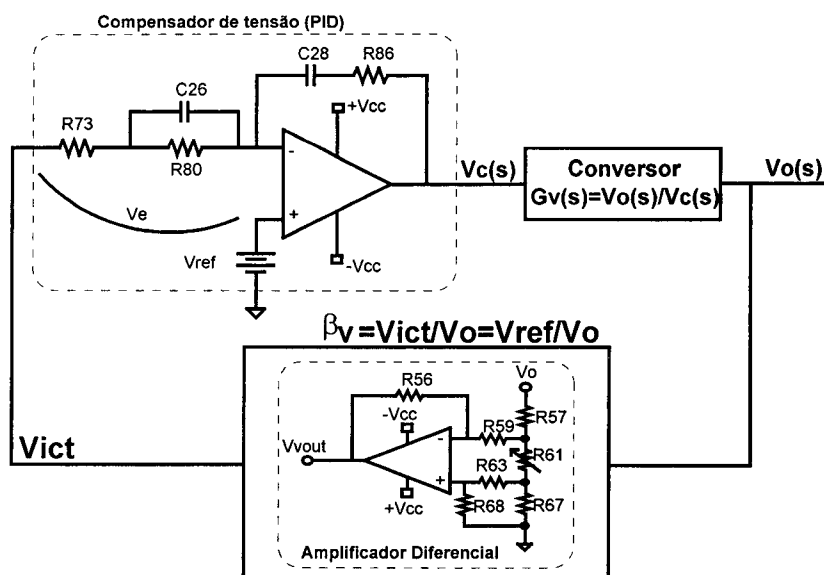


Fig. 4.5 - Diagrama de blocos do conversor mais o compensador de tensão.

A tensão de referência, V_{ref} , será comparada com a tensão na saída, V_{ict} . Dessa comparação tem-se a tensão de erro V_e , que é devidamente processado pelo compensador PID, gerando na saída uma tensão de controle (V_c). Esta tensão V_c é comparada com uma forma de onda "dente de serra", gerada internamente ao UC3875, de forma que a razão cíclica varie pelo deslocamento de fase (PS).

Onde:

- V_e → é a tensão de erro
- V_{ref} → é a tensão de referência, estabelecida pelo projetista.
- $V_c(s)$ → é a tensão de controle
- V_{cc} → é a tensão de alimentação do operacional
- B_v → é o ganho de tensão da malha de realimentação
- V_{vout} → é a tensão de saída do amplificador diferencial
- V_{ict} → é a tensão de entrada do compensador de tensão PID, comparada com V_{ref}
- V_o → é a tensão de saída do conversor, conhecida do projetista.

A função de transferência da planta do conversor CC-CC isolado Full-Bridge-ZVS-PS [8] é apresentada na expressão (4.2).

$$G(f) = \left(\frac{\frac{N_{tr}}{n} \cdot \frac{Vi}{Vd}}{4 \cdot \left(\frac{N_{tr}}{n}\right)^2 \cdot Lr \cdot fs} \right) \cdot \frac{1 + j2 \cdot \pi \cdot f \cdot Rse \cdot Co}{\left(1 + \frac{Rse}{Ro}\right) \cdot Co \cdot Lo + j2 \cdot \pi \cdot f \cdot \left(Co \cdot Rse + \frac{Lo}{Ro}\right) + 1} \quad (4.2)$$

Onde:

$$n = \frac{Np}{Ns} \cdot N_{tr} \Rightarrow \frac{1}{n} = \frac{Ns}{Np} \cdot \frac{1}{N_{tr}}$$

A frequência natural da planta é calculada pela expressão (4.3).

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{Co \cdot Lo \cdot \left(1 + \frac{Rse}{Ro}\right)}} \quad (4.3)$$

A frequência do zero da planta é calculada pela expressão (4.4).

$$\omega_z = \frac{1}{Rse \cdot Co} \quad (4.4)$$

Procedimento de cálculo dos componentes do amplificador diferencial:

O circuito amplificador diferencial tem como função obter uma amostra de tensão de saída entre os pontos terra (positivo) e V_o , evitar que ruídos sejam amplificados causando perturbações na malha de controle de tensão e adaptar a tensão de saída ao nível da tensão de referência (V_{ref}), na qual o seu ganho de tensão é $K\Phi$.

Pode-se observar, na Fig. 4.6, o circuito que realimenta o sinal da tensão de saída do conversor para o circuito de controle.

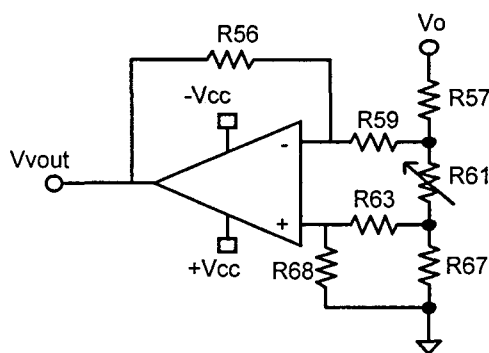


Fig. 4.6 - Circuito amplificador diferencial.

Através da expressão (4.5) pode ser calculado o ganho de tensão do amplificador diferencial, $K\Phi$.

$$\frac{V_{vout}}{V_o} = K\Phi = \frac{KA}{(KB + KC)} \quad (4.5)$$

Sendo:

$$KA = (-R56 \cdot R63 \cdot R67 + R68 \cdot R59 \cdot R67 - R56 \cdot R61 \cdot R67 - R56 \cdot R61 \cdot R63 - R61 \cdot R56 \cdot R68)$$

$$KB = (R63 \cdot R57 \cdot R67 + R59 \cdot R63 \cdot R67 + R68 \cdot R59 \cdot R67 + R61 \cdot R59 \cdot R67 + R61 \cdot R57 \cdot R67 + R57 \cdot R59 \cdot R67)$$

$$KC = (R63 \cdot R61 \cdot R59 + R63 \cdot R61 \cdot R57 + R63 \cdot R57 \cdot R59 + R61 \cdot R68 \cdot R59 + R61 \cdot R68 \cdot R57 + R68 \cdot R59 \cdot R57)$$

Isolando R61 e admitindo valores para R56=R68, R59=R63, R57 e R67 tem-se o seu valor através da expressão (4.6).

$$R61 = K\Phi \cdot R59 \cdot \left(\frac{K3}{K1 + K2} \right) \quad (4.6)$$

Sendo:

$$K1 = (K\Phi \cdot R59 \cdot R67 + K\Phi \cdot R57 \cdot R67 + K\Phi \cdot (R59)^2 + K\Phi \cdot R59 \cdot R57 + K\Phi \cdot R56 \cdot R59)$$

$$K2 = (K\Phi \cdot R56 \cdot R57 + R56 \cdot R67 + R56 \cdot R59 + (R56)^2)$$

$$K3 = (2 \cdot R57 \cdot R67 + R59 \cdot R67 + R56 \cdot R67 + R59 \cdot R57 + R56 \cdot R57)$$

Procedimento de cálculo dos componentes do compensador de tensão:

Na Fig. 4.7 pode ser visto o circuito PID.

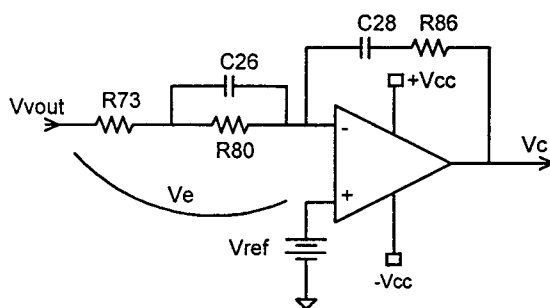


Fig. 4.7 - Circuito compensador de tensão.

A função de transferência do compensador de tensão [8] pode ser visto na expressão (4.7).

$$Hv(f) = Kv \cdot \frac{\left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{Wzc1}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{Wzc2}\right)}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{Wpc}\right)} \quad (4.7)$$

Sendo Kv , $Wzc1_v$, $Wzc2_v$, $Wpc1_v$ e $Wpc2_v$, relacionados nas expressões abaixo:

$$Kv = \frac{1}{C28 \cdot (R80 + R73)} \quad (4.8)$$

$$Wzc1_v = \frac{1}{R80 \cdot C26} \quad (4.9)$$

$$Wzc2_v = \frac{1}{R86 \cdot C28} \quad (4.10)$$

$$Wpc1_v = 0 \quad (4.11)$$

$$Wpc2_v = \frac{1}{C26 \cdot \frac{R73 \cdot R80}{R80 + R73}} \quad (4.12)$$

A resposta em frequência, da função de transferência da planta do conversor, tem um decaimento de 40 dB/dec a partir da frequência natural até atingir a frequência do zero, passando então a 20 dB/dec .

Com o intuito de fazer com que a resposta em frequência seja de 20 dB/dec , a partir da frequência natural da planta, coloca-se os dois zeros, do compensador de tensão, na frequência natural da planta.

$$Wzc1_v = Wzc2_v = Wn \quad (4.13)$$

A frequência do zero da planta, devido a dependência com a resistência série do capacitor (Rse), se torna muito imprecisa variando com a temperatura. Portanto, para minimizar o efeito de Rse coloca-se a frequência do pólo do compensador na frequência do zero da planta.

$$Wpc2_v = Wz \quad (4.14)$$

O ganho do controlador Kv pode ser calculado sabendo-se que o módulo da função de transferência de laço aberto do sistemas (planta mais controlador) deve ser igual a 1 na frequência de cruzamento (fc_v) e com decaimento de 20 dB/dec .

A frequência de corte define onde o ganho da função de transferência de laço aberto (FTLA) é zero dB (1 absoluto). Esta frequência deve ser menor que a frequência de comutação,

respeitando a teoria de amostragem ($fc < \frac{fs}{2}$). Em [26] e [8] indica-se que a frequência de corte seja pelo menos 10 vezes menor que a frequência (fs) de comutação.

$$fc_v < \frac{fs}{10} \quad (4.15)$$

$$Kv = \frac{1}{\beta v \cdot G(fc_v) \cdot \frac{\left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot fc_v}{Wzc1_v}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot fc_v}{Wzc2}\right)}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot fc_v \cdot \left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot fc_v}{Wpc2_v}\right)}} \quad (4.16)$$

Para o sistema ser estável é necessário que a margem de fase ($M\phi$) seja maior que -180° , dessa forma a expressão (4.17) calcula $M\phi$.

$$M\phi = -180^\circ - \angle G(fc_v) \cdot Hv(fc_v) \quad (4.17)$$

Normalmente adota-se $M\phi > 45^\circ C$.

Os componentes do compensador de tensão podem ser determinados de acordo com as condições de pólos e zeros estabelecidos acima.

Estabelecendo o valor do capacitor C26 tem-se o valor da resistência R80.

$$R80 = \frac{1}{Wzc1_v \cdot C26} \quad (4.18)$$

Com o valor de R80 pode-se calcular R73.

$$R73 = \frac{R80}{Wpc2_v \cdot R80 \cdot C26 - 1} \quad (4.19)$$

O valor do capacitor C28 pode ser determinado através do ganho do Kv.

$$C28 = \frac{1}{Kv \cdot (R73 + R80)} \quad (4.20)$$

O valor da resistência R86:

$$R86 = \frac{R80 \cdot C26}{C28} \quad (4.21)$$

4.2.3 Compensador de corrente.

No diagrama de blocos, na Fig. 4.8, pode-se observar a malha de corrente.

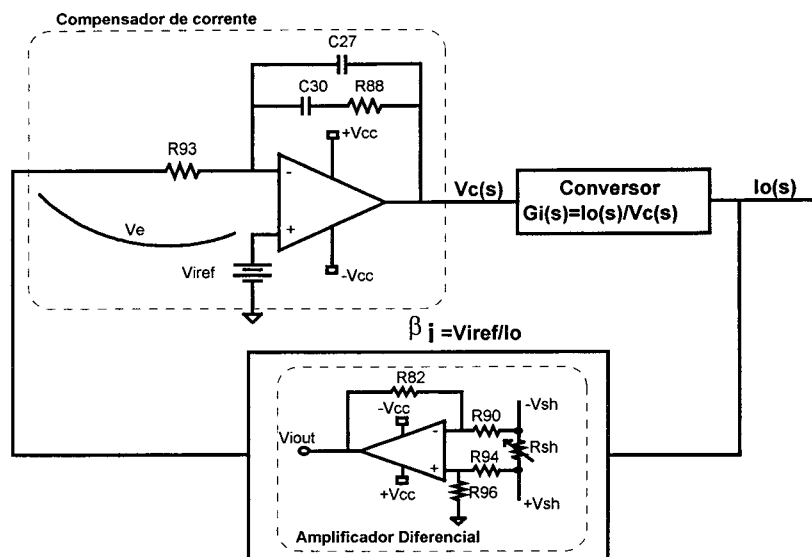


Fig. 4.8 - Diagrama de blocos do conversor mais o compensador de corrente

A expressão (4.22) calcula o ganho do amplificador diferencial.

$$K_{\Theta} = \frac{Vi_{out}}{+Vsh} = \left(\frac{R96 + R82}{R90 + R94} \right) \quad (4.22)$$

Considerando $R82=R96$ e $R90=R94$ a expressão (4.22) fica simplificada em (4.23).

$$K_{\Theta} = \frac{Vi_{out}}{+Vsh} = \frac{R82}{R90} \quad (4.23)$$

Procedimento de cálculo dos componentes do amplificador diferencial:

O circuito que informa a corrente de saída do conversor ao circuito de controle é apresentado na Fig. 4.9.

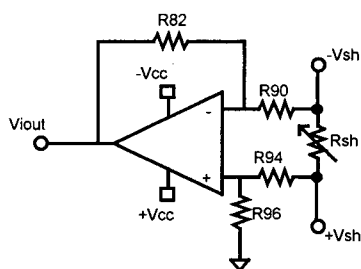


Fig. 4.9 - Circuito amplificador diferencial.

Para amostrar a corrente de saída do conversor CC-CC será utilizado um sensor de efeito Hall [27], na qual a tensão +Vsh pode ser determinada pela expressão (4.24).

$$+Vsh = \frac{I_o}{Iesc} \cdot Rsh \quad (4.24)$$

Sendo:

- Rsh é a resistência *shunt* dada em [27].
- Iesc é o valor da escala de corrente dada em [27] (Iesc=2000).

A tensão Viref é estabelecida pelo projetista, portanto para determinar o ganho K_{Θ} e consequentemente os valores das resistências do amplificador diferencial, assume que Viout=Viref.

$$K_{\Theta} = \frac{Viref}{+Vsh} = \left(\frac{R96 + R82}{R90 + R94} \right) \quad (4.25)$$

O ganho K_{Θ} é determinado a partir dos valores de R90=R94 e R96=R82.

A expressão (4.26) relaciona a tensão Viout em função da tensão de saída, Vo, do conversor CC-CC.

$$Viout = K_{\Theta} \cdot \frac{Rsh \cdot Vo}{Iesc \cdot Ro} \quad (4.26)$$

Procedimento de cálculo dos componentes do compensador de corrente:

A função de transferência do compensador de corrente é apresentada na expressão (4.27).

$$Hi(f) = Ki \cdot \frac{\left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{Wzc_i} \right)}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{Wpc2_i} \right)} \quad (4.27)$$

Sendo Ki, Wzc_i, Wpc1_i e Wpc2_i relacionados nas expressões (4.28), (4.29), (4.30) e (4.31).

$$Ki = \frac{1}{R93 \cdot (C30 + C27)} \quad (4.28)$$

$$Wzc_i = \frac{1}{R88 \cdot C30} \quad (4.29)$$

$$W_{pc2_i} = \frac{C30 + C27}{R88 \cdot C30 \cdot C27} \quad (4.30)$$

$$W_{p1} = 0 \quad (4.31)$$

A resposta em frequência, da função de transferência do compensador de corrente do conversor, é de 40 dB/dec a partir da frequência natural da planta até atingir a frequência do zero, passando então, a 20 dB/dec .

Colocando a frequência do zero do compensador na frequência natural da planta tem-se:

$$W_{zc_i} = W_n \quad (4.32)$$

O pólo do compensador é colocado acima da frequência de cruzamento ($\frac{f_s}{2}$) com o intuito de, apenas, atuando como filtro.

O ganho do controlador K_i pode ser calculado sabendo-se que o módulo da função de transferência de laço aberto do sistemas (planta mais controlador) é igual a 1 na frequência de cruzamento (f_{c_i}) e com decaimento de $20 \frac{\text{dB}}{\text{dec}}$. Adotando $f_{c_i} < 10$ vezes menor que a frequência de chaveamento, tem-se:

$$f_{c_i} < \frac{f_s}{10} \quad (4.33)$$

$$K_i = \frac{1}{\beta_i \cdot G(f_{c_i}) \cdot \frac{\left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{c_i}}{W_{zc2_i}}\right)}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{c_i} \cdot \left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{c_i}}{W_{pc2_i}}\right)}} \quad (4.34)$$

Para o sistema ser estável é necessário que a margem de fase ($M\phi$) seja maior que -180° , dessa forma tem-se:

$$M\phi = -180^\circ - \angle G(f_{c_i}) \cdot H_i(f_{c_i}) \quad (4.35)$$

Normalmente adota-se $M\phi > 45^\circ C$.

Os componentes do compensador de corrente podem ser determinados de acordo com as condições de pólos e zeros estabelecidos acima.

Estabelecendo o valor do capacitor C30 tem-se o valor da resistência R88.

$$R88 = \frac{1}{W_{zc_i} \cdot C30} \quad (4.36)$$

Com o valor de R88 pode-se calcular C27:

$$C27 = \frac{C30}{W_{pc2_i} \cdot R88 \cdot C30 - 1} \quad (4.37)$$

O valor do resistor R93 pode ser determinado através do ganho de Ki.

$$R93 = \frac{1}{K_i \cdot (C30 + C27)} \quad (4.38)$$

4.3 Descrição dos circuitos de supervisão e controle de acordo com as práticas Telebrás

São apresentadas, de forma rápida, as características, bem como os circuitos de supervisão e controle exigidos e desejáveis pelas normas Telebrás [1]

As características exigidas são funções que estabelecem um nível mínimo aceitável em questões como as características elétricas básicas, proteções e sinalizações.

As características desejáveis são recomendações para melhorar o desempenho geral da UR (Unidade Retificadora).

Optou-se por utilizar um microcontrolador PIC (18C452 – anexo A) no circuito de supervisão, reduzindo desta forma a quantidade de circuitos discretos que seriam necessários, aumentando a flexibilidade frente a possíveis modificações do sistema e a confiabilidade na operação dos protótipos.

4.3.1 Circuito de carga/flutuação e temperatura

Na Fig. 4.10 é apresentado o funcionamento do circuito de carga/flutuação e temperatura da bateria.

A bateria possui três modos de operação: modo tensão de carga, modo tensão de flutuação e modo temperatura. Quando a entrada \overline{CRG} estiver em nível baixo significa que o conversor deve operar no modo carga, ou seja, a saída PWM do PIC soma, uma determinada tensão, V_{cgi} com V_{vout} e V_{iout} de forma que o compensador de tensão atua regulando a tensão na bateria (na saída do conversor CC-CC) no modo carga. Do mesmo modo é o funcionamento no modo flutuação, ou seja se o sinal \overline{CRG} estiver em nível alto, a saída PWM do PIC soma uma determinada tensão de forma a aumentar o sinal V_x . Isso faz com que aumente o sinal de erro entre V_{ict} e a tensão V_{ref} diminuindo, dessa forma, a tensão sobre a bateria até que a tensão

sobre a bateria atinja a tensão para o modo flutuação. Caso a temperatura da bateria ultrapassar um determinado limite, a saída PWM do PIC também soma uma determinada tensão na entrada do compensador de tensão forçando a diminuição da tensão sobre a bateria.

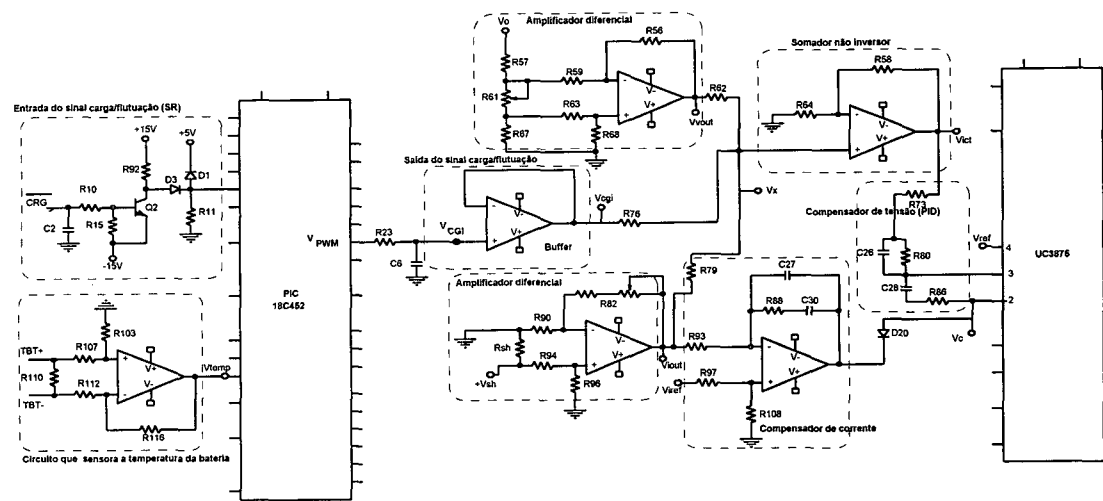


Fig. 4.10 - Funcionamento do circuito de carga

De forma mais específica, o sinal PWM passa por um filtro RC originando o sinal V_{CGI} . Este sinal V_{CGI} , após passagem por um *buffer*, somado com V_{vout} e V_{iout} (amostra de tensão e corrente de saída do conversor CC-CC) através de um amplificador somador não inversor, originando uma tensão V_{ct} . Essa tensão regulará a tensão de saída do conversor CC-CC na situação de carga/flutuação ou temperatura das baterias (ver Tabela 4.1 [1]).

Tabela 4.1 - Faixas de ajustes da tensão de saída

Tensão Nominal da UR [V]	Faixa de Ajustes [V]				Ajuste de Referência [V]	
	Flutuação		Carga		Flutuação	Carga
	Mínima	Máxima	Mínima	Máxima		
48	45,0	56,0	48,0	59,0	52,8	57,6

Na Fig. 4.11 é apresentada a forma de onda da saída PWM e as expressões (4.39) e (4.40) definem o valor de C_6 , R_{23} e V_{CGI} . Sabendo que o patamar de tensão na saída do PIC é 5V, tem-se:

$$V_{CGI} = 5 \cdot D_b \quad (4.39)$$

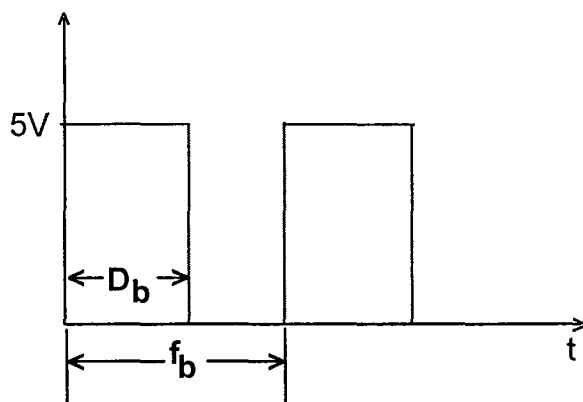


Fig. 4.11 - Saída PWM do PIC.

- D_b é a razão cíclica da saída PWM do PIC.

Sabendo o valor de f_b , dando valor para $C6$, tem-se o valor $R23$.

$$R23 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_b \cdot C6} \quad (4.40)$$

A tensão V_x pode ser determinada através da expressão (4.41) considerando que $R58=R64$ apresentados na Fig. 4.10.

$$V_x = \frac{V_{ict}}{2} \quad (4.41)$$

Onde:

- V_{ict} é a tensão na entrada do compensador de tensão ($V_{ict}=V_{ref}$).

A tensão V_{cgi} em função da tensão de saída V_o é determinada pela expressão (4.42).

$$V_{cgi} = \frac{\left(R79 \cdot R76 \cdot (V_{vout} - V_x) - R79 \cdot R62 \cdot V_x + R62 \cdot R76 \cdot \left(K_{\Theta} \cdot \frac{R_{sh} \cdot V_o}{I_{esc} \cdot R_o} - V_x \right) \right)}{R79 \cdot R62} \quad (4.42)$$

A expressão (4.42) define a tensão na qual o microcontrolador PIC deve colocar na saída, antes do filtro formado por $R23$ e $C6$, para que a UR funcione para qualquer situação, ou seja: Situação de carga/flutuação ou temperatura da bateria.

Dando valor para $R62=R76$ e isolando $R79$ na expressão (4.42), tem-se o seu valor através da expressão (4.43).

$$R79 = \frac{K_{\Theta} \cdot \frac{R_{sh} \cdot V_o}{I_{esc} \cdot R_o} - V_x}{-\left(\frac{V_{vout} - V_x}{R62} + \frac{V_{cgi} - V_x}{R76} \right)} \quad (4.43)$$

4.3.2 Circuito de sobretensão intrínseca

Na Fig. 4.12 é apresentado o funcionamento do circuito que verifica se o barramento, na saída do conversor CC-CC, está com sobretensão intrínseca.

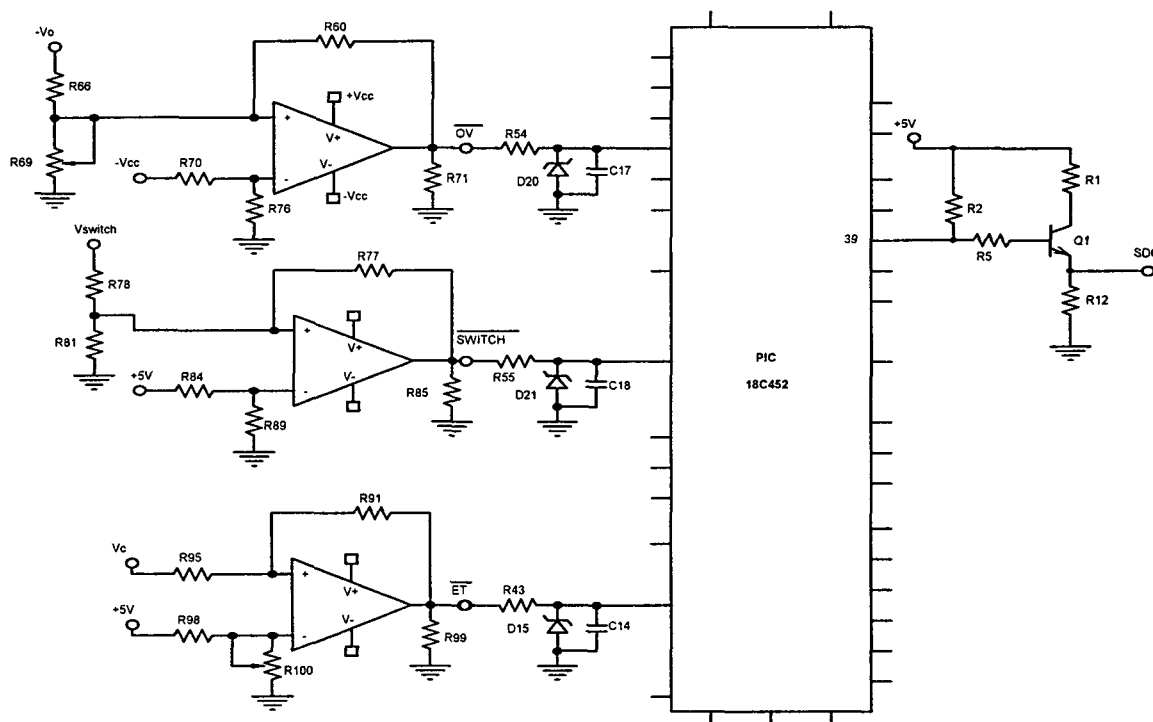


Fig. 4.12 - Circuito de sobretensão intrínseca

Se houver uma sobretensão no barramento na saída do conversor CC-CC, ou seja V_o passar além do limite ajustado (Tabela 4.1), o sinal \overline{OV} vai para nível baixo. Então o microcontrolador PIC, de cada UR, processa essa informação e verifica os sinais de chaveamento \overline{SWITCH} e \overline{ET} (sinal que monitora a saída do compensador de tensão). Se o sinal \overline{SWITCH} estiver em nível alto significa que a UR está chaveando, então o PIC verifica se o sinal \overline{ET} também está em nível alto. Com isso o PIC informa que a UR está com defeito. Portanto, o PIC deve colocar em nível alto a saída (pino 39 do PIC), de forma que o transistor Q1 entre em condução colocando o sinal SDC em nível alto. Este sinal é enviado para o integrado UC3875 (Pino 5 de UC3875) que, por sua vez inibirá os comandos dos interruptores de potência do conversor CC-CC, desligando a UR.

4.3.3 Circuito que sensora a temperatura no dissipador

Na Fig. 4.13 é apresentado o circuito que sensora a temperatura no dissipador.

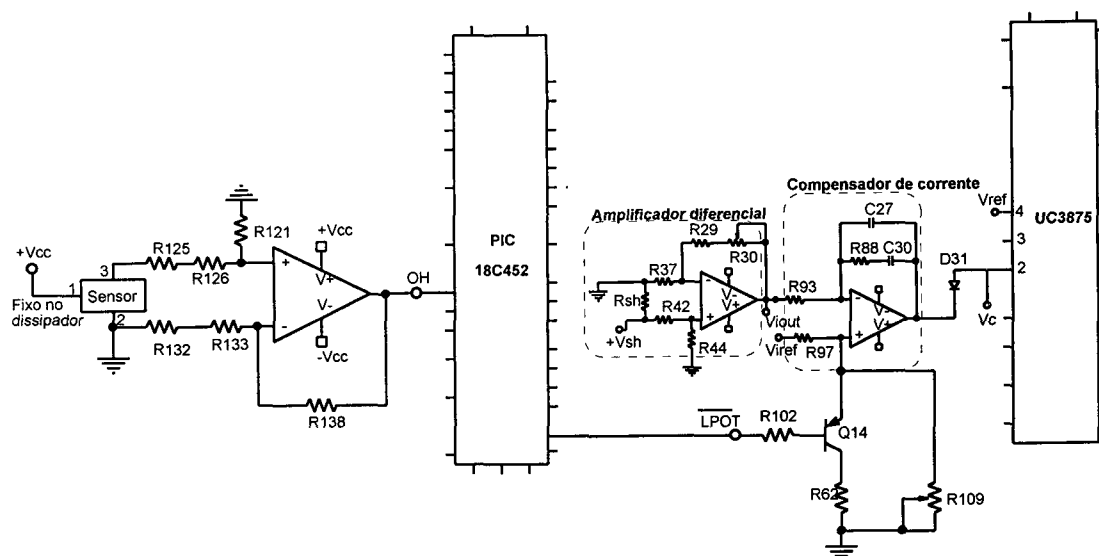


Fig. 4.13 - Sensor de temperatura no dissipador.

O comando \overline{LPOT} é ativado quando a temperatura do dissipador atingir a máxima temperatura permitida no dissipador. Quando isso ocorre, a referência de corrente diminui, forçando a diminuição da corrente do conversor, de forma a manter a temperatura num valor aceitável. Caso persistir a elevação de temperatura o PIC envia uma informação para o circuito integrado UC3875 desligar o conversor através do sinal SDC (Fig. 4.12).

4.3.4 Circuito de falha de ventiladores

A Fig. 4.14 apresenta o circuito de falha de ventiladores para três ventiladores: Vent_1, Vent_2 e Vent_3. Esses ventiladores possuem três fios: dois são para a alimentação e o terceiro serve para verificar se o ventilador parou de funcionar. Quando o sinal desse fio estiver em nível alto o transistor conduz (Q3, Q4 ou Q6), colocando na entrada do PIC (sinal \overline{FF}) um sinal baixo. O PIC processa esse sinal e envia o sinal \overline{LPOT} , limitando a potência, pois a temperatura do dissipador aumentará.

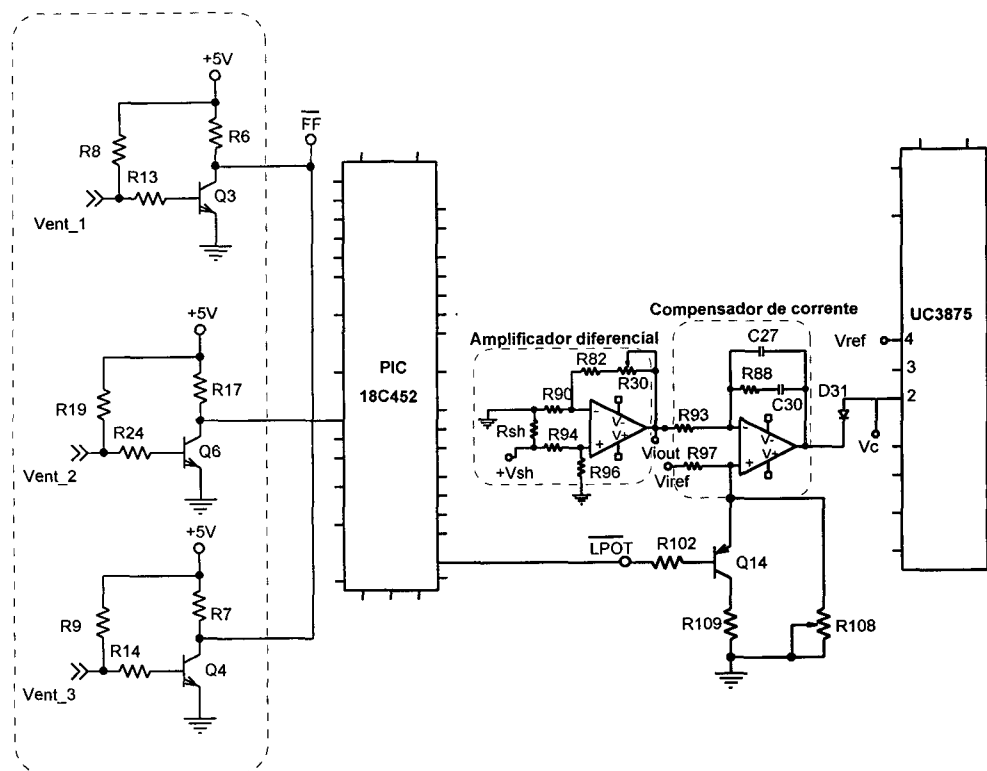


Fig. 4.14 - Circuito de falha de ventiladores.

4.3.5 Anexo A

No anexo A, são descritas as entradas e saídas que serão utilizadas no microcontrolador PIC. Uma descrição das funções que o programa do PIC executará, ou seja, são apresentados os sinais, as portas afetadas e a descrição da operação. Também são apresentadas as sinalizações utilizando diodos emissores de luz (*Led*).

4.3.6 Apresentação do circuito completo de supervisão e comando do estágio de potência.

Com base na quantidade de informações que o microcontrolador PIC deverá processar, optou-se pela utilização do microcontrolador PIC18C452 [25], o qual possui 33 portas de I/O num total de 40 pinos. Na Fig. 4.15 e na Fig. 4.16 são apresentados o funcionamento dos circuitos da parte de supervisão e comando.

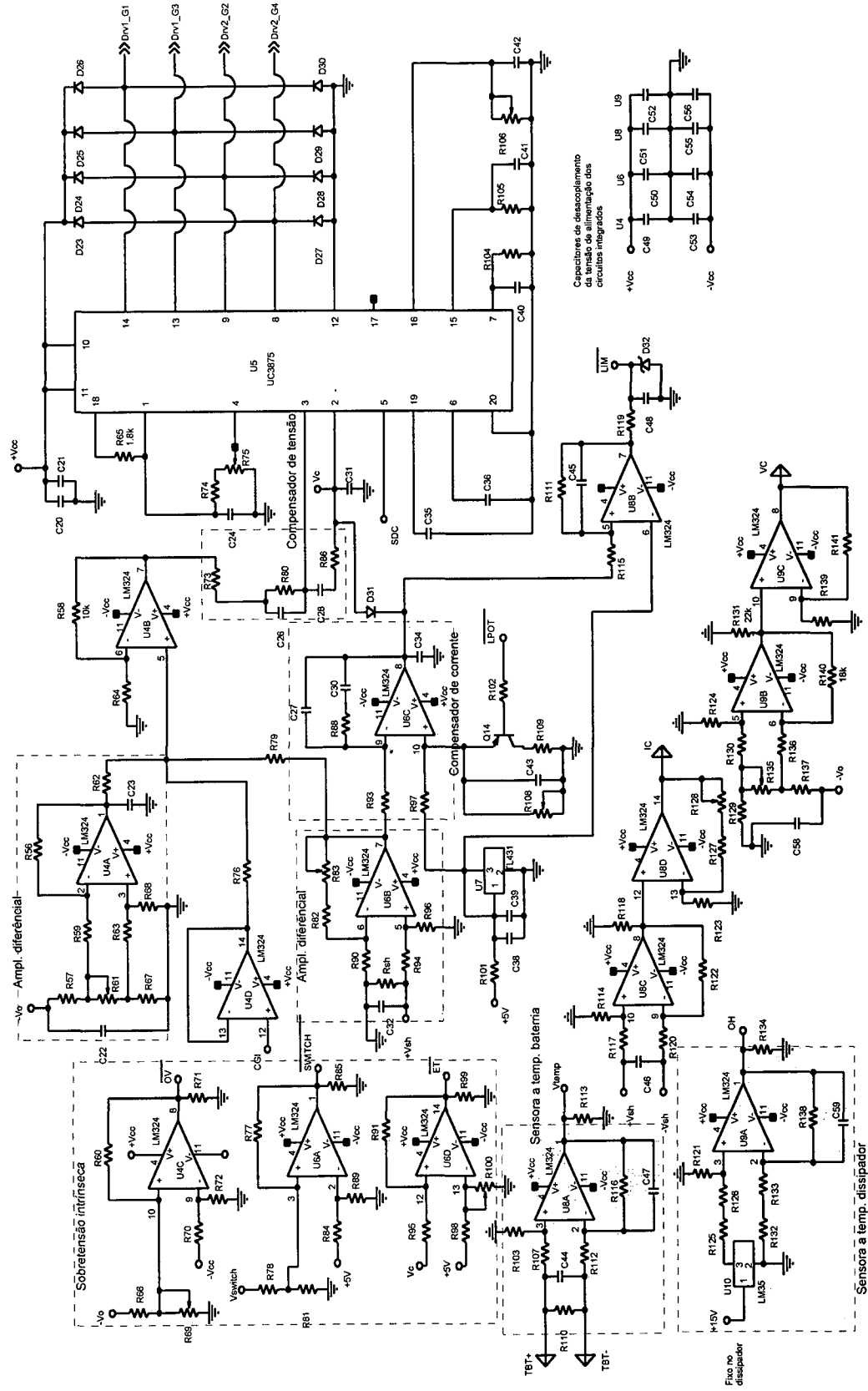


Fig. 4.15 - Circuito da parte de comando e controle

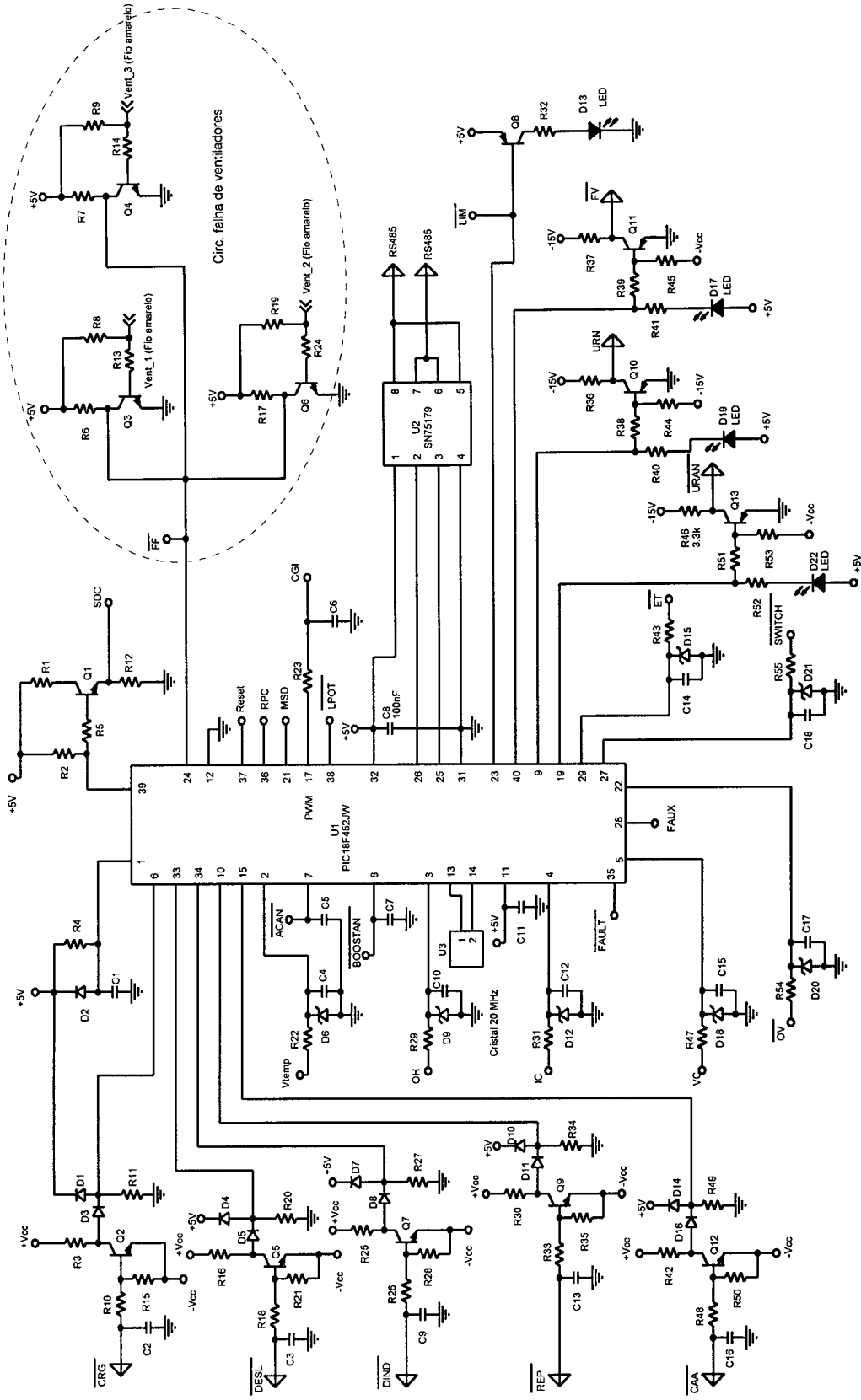


Fig. 4.16 - Circuito da parte de supervisão

4.4 Conclusão

Neste capítulo apresentou-se:

- Uma descrição do circuito integrado responsável pelos sinais de comando e controle do conversor CC-CC.
- Metodologia de projeto dos compensadores de tensão e corrente
- Apresentação e descrição dos circuitos responsáveis pela parte de supervisão, controle e comando da UR.
- A descrição dos sinais que serão processados pelo microcontrolador PIC, juntamente com uma descrição detalhada das funções que o programa deverá desempenhar, foram exploradas.

Observou-se que utilizar um microcontrolador PIC no circuito de supervisão, reduz significativamente a quantidade de circuitos discretos que seriam necessários, aumentando a flexibilidade frente a possíveis modificações do sistema e a confiabilidade na operação da UR.

5. CAPÍTULO V

PROJETO, SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAÇÃO

5.1 Introdução

Neste capítulo, faz-se a apresentação do projeto, simulação e experimentação realizados para um conversor CC-CC isolado ponte completa ZVS – PS utilizando como estágio de saída o retificador dobrador de corrente. O projeto é utilizado para uma aplicação comercial de uma unidade retificadora (UR) de 6kW para aplicações em telecomunicações.

Na primeira parte inicia-se com o projeto completo do conversor CC-CC isolado seguindo as metodologias de projeto apresentadas no capítulo 3 e no capítulo 4.

Finalizada a parte de projeto, coloca-se alguns resultados de simulações para o conversor operando em malha fechada para confirmação do projeto realizado.

Logo em seguida são apresentados os circuitos implementados, os resultados obtidos na experimentação e as fotos dos circuitos de potência, comando e supervisão funcionando de maneira intergradada.

5.2 Projeto do conversor CC-CC

O projeto completo do conversor CC-CC isolado ponte completa ZVS – PS utilizando como estágio de saída o retificador dobrador de corrente é aqui apresentado. Sua especificações são dadas a seguir.

- | | |
|-------------------------|----------------------------------|
| ➤ $V_i = 450 V_{dc}$ | ➤ $P_o = 6 \text{ kW}$ |
| ➤ $V_o = 60 V_{dc}$ | ➤ $f_s = 70 \text{ kHz}$ |
| ➤ $I_o = 100 \text{ A}$ | ➤ $D_{max} = 0,9$ |
| ➤ $\eta = 0,94$ | ➤ $\Delta I_{Lo} = 10 \text{ A}$ |
- $V_i \rightarrow$ Tensão de entrada
 - $V_o \rightarrow$ Tensão de saída
 - $I_o \rightarrow$ Corrente de saída
 - $\eta \rightarrow$ Rendimento adotado

- P_o → Potência de saída
- f_s → Frequência de comutação
- D_{max} → Razão cíclica máxima
- ΔI_{Lo} → Variação da corrente no indutor de saída

O dimensionamento dos elementos magnéticos e dos semicondutores do circuito de potência serão feitos seguindo a metodologia de projeto na seção 3.3 do capítulo 3.

5.2.1 Transformador

Símbolo	Parâmetro	Valor
P_i	Potência de entrada máxima [W]	$P_{o_{max}}/\eta$
K_w	Fator de utilização da janela do núcleo	0,4
K_p	Fator de utilização do primário	0,41
J_{max}	Densidade máxima de corrente [A/cm ²]	300
ΔB_{max}	Excursão da densidade de fluxo máxima [T]	0,13
V_f	Queda de tensão direta nos semicondutores [V]	
N_{Tr}	Número de transformadores	2

A expressão (5.1) define o produto de áreas do núcleo a ser utilizado.

$$A_e A_w = \frac{P_i}{2 \cdot f_s \cdot K_w \cdot K_p \cdot J_{max} \cdot \Delta B_{max}} \cdot 10^4 = 71,283 \quad [cm^4] \quad (5.1)$$

É utilizado dois transformadores com os primários conectados em paralelo e com os secundários conectados em série. Na Fig. 5.1 é apresentado a sua conexão.

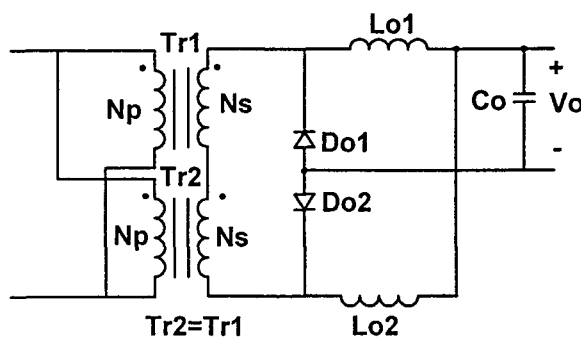


Fig. 5.1 - Conexão dos transformadores

O núcleo escolhido e as suas características são apresentadas na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 - Características do núcleo escolhido do transformador

Cod.	48020 - EC
Combinação	E-E
Fabricante	Magnetcs
Material	R
le [cm]	14,5
Ve [cm³]	72,1
Massa [gm]	357
Ae [cm²]	3,89
Aw [cm²]	7,91
AeAw [cm⁴]	30,8
PL [mW/cm³]	70
C [cm]	1,98
E [cm]	5,93
F [cm]	1,98

O número mínimo de espiras para o enrolamento primário é dado pela expressão

(5.2).

$$N_p = \frac{D_{\max} \cdot V_i}{4 \cdot f_s \cdot A_e \cdot \Delta B_{\max}} \cdot 10^4 = 29,666 \Rightarrow N_p = 30 \text{ [espiras]} \quad (5.2)$$

A relação de transformação, para cada transformador, é dada pela expressão (5.3).

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{0,9 \cdot (D_{\max} \cdot V_i - V_f) \cdot N_{Tr}}{(2 \cdot V_o + V_f)} = 6 \quad (5.3)$$

A corrente eficaz em cada enrolamento primário é calculada pela expressão (5.4).

$$I_{Np_{ef}} = \frac{I_o}{2 \cdot n} = 8,333 A \quad (5.4)$$

A corrente eficaz no enrolamento secundário é calculada pela expressão (5.5).

$$IN_{S_{ef}} = \frac{I_o}{2} = 50A \quad (5.5)$$

Para o cálculo da seção mínima dos condutores pode-se utilizar as expressões (5.6) e (5.7).

$$S_{Np} = \frac{IN_{p_{ef}}}{J_{\max}} = 0,02778 \text{ [cm}^2\text{]} \quad (5.6)$$

$$S_{Ns} = \frac{IN_{S_{ef}}}{J_{\max}} = 0,167 \text{ [cm}^2\text{]} \quad (5.7)$$

Com o objetivo de minimizar o efeito pelicular, calcula-se a profundidade de penetração pela expressão (5.8) e o diâmetro do fio a ser utilizado através da expressão (5.9).

$$\Delta = \frac{7,15}{\sqrt{fs}} = 0,027 \quad (5.8)$$

$$d = 2 \cdot \Delta = 0,054 \text{ [cm]} \quad (5.9)$$

Com a utilização de lâminas de cobre no enrolamento secundário do transformador, pode-se calcular o número de lâminas em paralelo através da expressão apresentada em (5.11).

A área da seção transversal da lâmina de cobre é apresentada na expressão (5.10).

$$S_L = 0,05\text{cm} \cdot 4\text{cm} = 0,2 \text{ [cm}^2\text{]} \quad (5.10)$$

$$Nl_{p_{Ns}} = \frac{S_{Ns}}{S_L} = 0,833 \quad [\text{Laminas}] \quad (5.11)$$

Com o objetivo de diminuir as perdas no cobre do enrolamento secundário serão utilizadas duas lâminas em paralelo ($Nl_{p_{Ns}} = 2$).

Com a utilização de condutores "Litz" no enrolamento primário, tem-se o número de fios em paralelo através da expressão (5.14).

$$A_{cu} = 0,000100 \text{ [cm}^2\text{]} \quad (5.12)$$

$$S_{\mathcal{L}} = 40 \cdot A_{cu} = 0,004 \text{ [cm}^2\text{]} \quad (5.13)$$

$$Nf_{p_{Np}} = \frac{S_{Np}}{S_{\mathcal{L}}} = 6,944 \quad [\text{fios}] \quad (5.14)$$

Adotou-se $Nf_{p_{Np}} = 10$ com o objetivo de diminuir as perdas no cobre do enrolamento do primário.

O fator de ocupação é calculado pela expressão (5.17).

$$S_{JL} = 0,051 \text{ [cm}^2\text{]} \quad (5.15)$$

$$S_{LI} = 1,1 \cdot 0,2 \text{ [cm}^2\text{]} \quad (5.16)$$

$$Ku = \frac{Np \cdot S_{JL} \cdot Nfp_{Np} + Ns \cdot S_{LI} \cdot Nlp_{Ns}}{Aw} = 0,521 \quad (5.17)$$

As perdas no núcleo de ferrite do transformador podem ser determinadas através da curva experimental [5].

$$Pn = Ve \cdot PL = 5,047W \quad (5.18)$$

O comprimento médio de uma espira é calculado pela expressão (5.19).

$$lm = 2 \cdot (C + F) + \pi \cdot \frac{(E - F)}{2} = 14,3 \text{ [cm]} \quad (5.19)$$

As perdas no enrolamento primário e secundário são calculadas pelas expressões (5.20) e (5.21).

$$Pw_{Np} = \frac{\rho \cdot Np \cdot lm \cdot (INp_{ef})^2}{Nfp_{Np}} = 1,571W \quad (5.20)$$

$$Pw_{Ns} = N_{Tr} \cdot \frac{\rho \cdot Ns \cdot lm \cdot (INs_{ef})^2}{Nlp_{Ns}} = 0,493W \quad (5.21)$$

As perdas totais (P_{Tr}), teórica, para o transformador pela expressão (5.22).

$$P_{Tr} = N_{Tr} \cdot (Pn + Pw_{Np} + Pw_{Ns}) = 7,56W \quad (5.22)$$

Com as perdas totais no transformador, pode-se estimar a elevação de temperatura do transformador pelas expressões (5.23) e (5.24).

$$Rt_{Tr} = 23 \cdot (Ae \cdot Aw)^{-0,37} = 6,473 \text{ [}^\circ\text{C/W]} \quad (5.23)$$

$$\Delta T_{Tr} = Rt_{Tr} \cdot P_{Tr} = 48,94 \text{ [}^\circ\text{C]} \quad (5.24)$$

O transformador foi enrolado, visando diminuir a indutância de dispersão, da seguinte maneira:

- Primeiramente enrolou-se metade do número de espiras do primário
- Logo em seguida, enrolou-se todo o enrolamento do secundário

➤ Finalizando, enrolou-se o restante do primário.

A indutância de dispersão medida foi de $17\mu\text{H}$.

Uma fotografia do transformador implementado em laboratório é apresentada na Fig.

5.2.

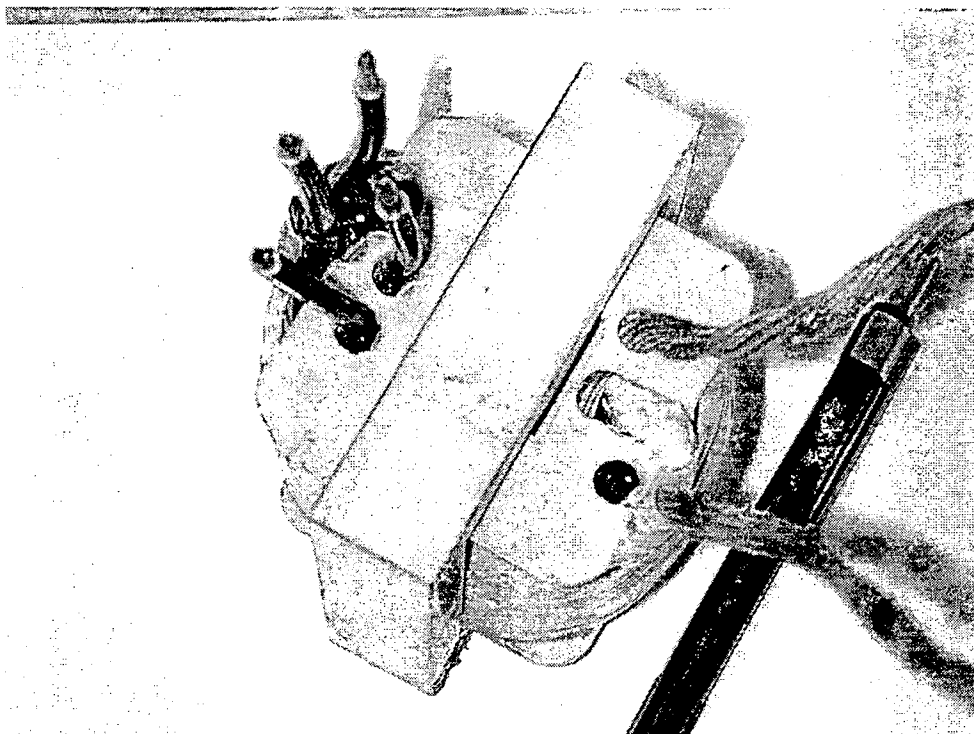


Fig. 5.2 - Fotografia do transformador implementado

5.2.2 Indutor ressonante

O valor da indutância L_r :

$$\Delta D = 0,15 \quad (5.25)$$

$$L_r = L_d - V_i \cdot \frac{\Delta D \cdot D_{\max}}{4 \cdot f_s \cdot \frac{I_o}{n}} = 5,525 \mu\text{H} \quad (5.26)$$

A corrente de pico no indutor ressonante:

$$I L_{r_{pk}} = \frac{I_o}{n} = 17,422 \text{ A} \quad (5.27)$$

Símbolo	Parâmetro	Valor
Kw	Fator de utilização da janela do núcleo	0,7
Jmax	Densidade máxima de corrente [A/cm^2]	400

ΔB_{max}	Excursão da densidade de fluxo máxima [T]	0,08
------------------	---	------

Para determinação do núcleo calcula-se o produto das áreas efetiva e de janela através da expressão (5.28).

$$AeAw = \frac{Lr \cdot (ILr_{pk})^2}{Kw \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \cdot 10^4 = 1,045 \quad [cm^4] \quad (5.28)$$

O núcleo escolhido e as suas características são apresentadas na Tabela 5.2.

Foi escolhido esse núcleo de forma a reduzir o efeito de proximidade, podendo-se fazer o enrolamento em camada única.

Tabela 5.2 - Características do núcleo escolhido do indutor ressonante.

Cod.	46016 - EC
Combinação	E-E
Fabricante	Magnetcs
Material	R
le [cm]	11
Ve [cm³]	27,2
Massa [gm]	135
Ae [cm²]	2,48
Aw [cm²]	2,89
AeAw [cm⁴]	7,16
PL [mW/cm³]	30
C [cm]	1,562
E [cm]	4,4
F [cm]	1,562

O número de espiras é calculado pela expressão (5.29).

$$Np_{l,r} = Ns_{l,r} = \frac{Lr \cdot ILr_{pk}}{Ae \cdot B_{max}} \cdot 10^4 = 4,843 \Rightarrow Np_{l,r} = 5 \text{ [espiras]} \quad (5.29)$$

O entreferro pode ser calculado pela expressão (5.30).

$$lg = \frac{Np_{Lr} \cdot \mu_0 \cdot Ae}{Lr} \cdot 10^{-2} = 0,141 \quad [cm] \quad (5.30)$$

A área da seção transversal do condutor é calculado pela expressão (5.31).

$$S_{Lr} = \frac{ILr_{ef}}{J \max} = 0,043 \quad [cm^2] \quad (5.31)$$

Com o diâmetro máximo do condutor, calculado para o transformador, tem-se o fio 24AWG.

$$S_{cu} = 0,002047 \quad [cm^2] \quad (5.32)$$

O números de fio em paralelo do condutor do indutor ressonante pode-se calcular pela expressão (5.33).

$$Nfp_{Lr} = \frac{S_{Lr}}{S_{cu}} = 21,24 \Rightarrow Nfp_{Lr} = 30 \quad [fios] \quad (5.33)$$

Utilizou-se 30 fios em paralelo de forma a reduzir as perdas no cobre.

O fator de ocupação é calculado pela expressão (5.35).

$$S_{cu_{isol}} = 0,002586 \quad [cm^2] \quad (5.34)$$

$$Ku = \frac{Np_{Lr} \cdot S_{cu_{isol}} \cdot Nfp_{Lr}}{Aw} = 0,268 \quad (5.35)$$

As perdas no núcleo:

$$Pn = Ve \cdot PL = 0,816W \quad (5.36)$$

O comprimento médio de uma espira é calculado pela expressão (5.37).

$$lm = 2 \cdot (C + F) + \pi \cdot \frac{(E - F)}{2} = 8,77 \quad [cm] \quad (5.37)$$

A perda no condutor de cobre é calculada pela expressão (5.38).

$$Pw_{Lr} = 2 \cdot \frac{\rho \cdot Np_{Lr} \cdot lm \cdot ILr_{ef}^2}{Nfp_{Lr}} = 0,9W \quad (5.38)$$

A perdas totais:

$$PT_{Lr} = Pn_{Lr} + Pw_{Lr} = 1,715W \quad (5.39)$$

Com as perdas totais, pode-se estimar a elevação de temperatura do indutor ressonante pelas expressões (5.40) e (5.41).

$$Rt_{Lr} = 23 \cdot (Ae \cdot Aw)^{-0,37} = 11,098 \text{ [}^\circ\text{C/W]} \quad (5.40)$$

$$\Delta T_{Lr} = Rt_{Lr} \cdot P_{Lr} = 19 \text{ }^\circ\text{C} \quad (5.41)$$

O indutor ressonante foi enrolado, visando relação de transformação unitária, da seguinte maneira:

- Construiu-se o condutor Np_{Lr} .
- Construiu-se o condutor Ns_{Lr} .
- Juntou-se os dois condutores, de forma a ficar um único condutor, e construiu-se o indutor ressonante.

Uma fotografia do indutor ressonante acoplado implementado em laboratório está apresentado na Fig. 5.3.

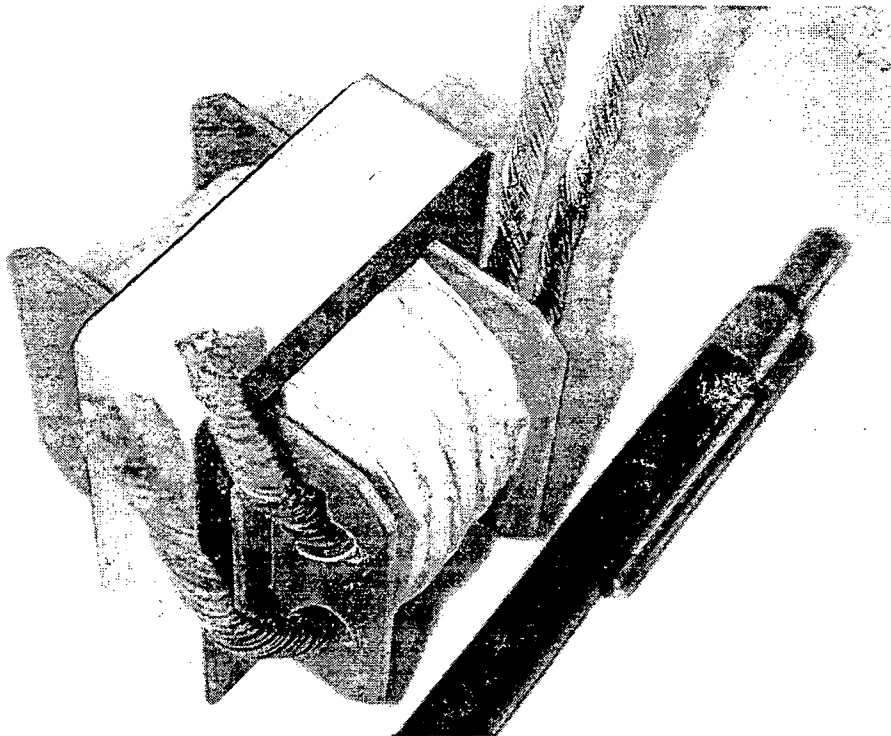


Fig. 5.3 - Fotografia do indutor ressonante acoplado implementado

5.2.3 Indutor de saída

Cálculo da indutância $Lo1=Lo2=Lo$ pela expressão (5.42).

$$L_o = \frac{\left(\frac{2 \cdot D_{\max} \cdot V_i}{n} - V_o \right)}{4 \cdot f_s \cdot \Delta I_o} = 57,8 \mu H \quad (5.42)$$

Para determinação do núcleo calcula-se o produto das áreas efetiva e de janela através da expressão (5.43).

Símbolo	Parâmetro	Valor
Kw	Fator de utilização da janela do núcleo	0,7
Jmax	Densidade máxima de corrente [A/cm ²]	450
ΔBmax	Excursão da densidade de fluxo máxima [T]	0,35
G	Dimensão geométrica do núcleo [cm]	5,93

$$A_e A_w = \frac{L_o \cdot I_{L_o_{pk}} \cdot I_{L_o_{ef}}}{K_w \cdot J_{\max} \cdot B_{\max}} \cdot 10^4 = 13,56 \quad [cm^4] \quad (5.43)$$

O núcleo escolhido é o mesmo utilizado para o transformador (48020 – EC).

O número de espiras:

$$N_{L_o} = \frac{L_o \cdot I_{L_o_{pk}}}{A_e \cdot B_{\max}} = 22 \quad [espiras] \quad (5.44)$$

O entreferro:

$$lg = \frac{N_{L_o}^2 \cdot \mu_o \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_o} = 0,378 \quad [cm] \Rightarrow \frac{lg}{2} = 0,189 \quad [cm] \quad (5.45)$$

O fator de correção é determinado pela expressão (5.46) e o novo número de espiras pela expressão (5.47).

A permeabilidade relativa do ferrite é $\mu_r = 4000$.

$$F_c = 1 + \frac{lg}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot G}{lg} \right) = 1,661 \quad (5.46)$$

$$N_{L_o} = \sqrt{\frac{L_o \cdot \left(lg + \frac{le}{\mu_r} \right)}{0,4 \cdot \pi \cdot F_c \cdot 10^{-8}}} = 16,4 \quad [espiras] \Rightarrow N_{L_o} = 17 \quad [espiras] \quad (5.47)$$

Utilizando o mesmo fio 24AWG, tem-se a área da seção transversal do condutor pela expressão (5.49).

$$ILO_{ef} = 50A \quad (5.48)$$

$$S_{Lo} = \frac{ILO_{ef}}{J_{max}} = 0,111 [cm^2] \quad (5.49)$$

O número de fios em paralelo do condutor do indutor de saída é calculado pela expressão (5.50).

$$Nfp_{Lo} = \frac{S_{Lo}}{S_{cu}} = 54,28 [fios] \Rightarrow NfLo = 120 [fios] \quad (5.50)$$

Utilizou-se 120 fios em paralelo de forma a reduzir as perdas no cobre.

O fator de ocupação:

$$Ku = \frac{N_{Lo} \cdot Acu_{isol} \cdot Nf_{Lo}}{Aw} \quad (5.51)$$

As perdas no núcleo de ferrite:

$$Pn = Ve \cdot PL = 0,3W \quad (5.52)$$

As perdas no cobre:

$$Pw_{Lo} = \frac{\rho \cdot N_{Lo} \cdot lm \cdot (ILO_{ef})^2}{Nf_{Lo}} = 5,698W \quad (5.53)$$

As perdas totais:

$$PT_{Lo} = Pn + Pw_{Lo} = 5,986W \quad (5.54)$$

Elevação de temperatura:

$$Rt_{Lo} = 23 \cdot (Ae \cdot Aw)^{-0,37} = 6,473 [^{\circ}C/W] \quad (5.55)$$

$$\Delta T_{Lo} = Rt_{Lo} \cdot P_{Lo} = 39 \text{ } ^{\circ}C \quad (5.56)$$

Uma fotografia do indutor de saída implementado em laboratório está apresentado na

Fig. 5.4.

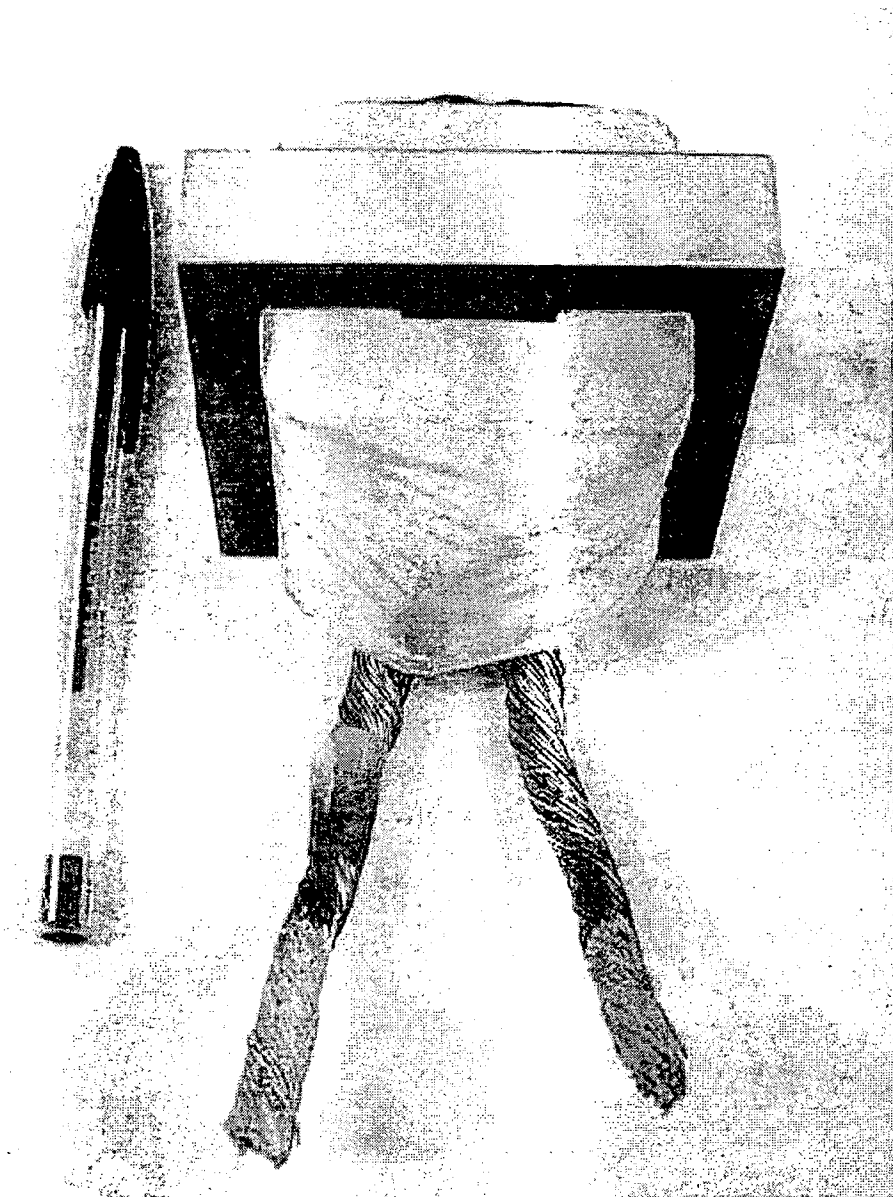


Fig. 5.4 - Fotografia do indutor de saída implementado

5.2.4 Interruptores de potência

A máxima tensão a ser aplicada sobre os interruptores:

$$V_{s \max} = 450 V \quad (5.57)$$

A corrente de pico nos interruptores:

$$I_{s_{pk}} = \frac{I_o}{2} \cdot \frac{N_{Tr}}{n} = 17,5 A \quad (5.58)$$

A corrente eficaz nos interruptores S1 e S3:

$$I_{S13_{ef}} = \frac{I_o}{2} \cdot \frac{N_{Tr}}{n} \cdot \sqrt{\frac{D_{max} + 5 \cdot (D_{max} - \Delta D)}{3}} = 11 A \quad (5.59)$$

A corrente eficaz nos interruptores S2 e S4:

$$I_{S24_{ef}} = \frac{I_o}{2} \cdot \frac{N_{Tr}}{n} \cdot \sqrt{\frac{-5 \cdot \Delta D + 6}{12}} = 11,6 A \quad (5.60)$$

A partir dos esforços nos interruptores seleciona-se o MOSFET com as seguintes características [9]:

MOSFET	IXYF44N60
Fabricante	IXYS
V _{ds_max} [V]	600
I _{S_med} [A]	30 @ T _c =100 °C
R _{ds_on} [mΩ]	208 @ T _c =100 °C
C _{ds} [pF]	670
R _{jc} [°C/W]	0,22
Com silicone	0,45
R _{cd} [°C/W]	0,15

As perdas totais nos interruptores, adotando a maior corrente eficaz, é calculada pela expressão (5.61).

$$P_{S_T} = 4 \cdot R_{ds_{on}} \cdot (I_{S_{ef}})^2 = 112 W \quad (5.61)$$

5.2.5 Diodos retificadores

Tensão máxima teórica:

$$V_{D_{o_{max}}} = \frac{V_i}{n} \cdot N_{Tr} = 150 V \quad (5.62)$$

Corrente média:

$$I_{D_{o_{med}}} = \frac{I_o}{2} = 50 A \quad (5.63)$$

Corrente de pico:

$$IDo_{pk} = I_o + \frac{\Delta I_o}{2} = 105 A \quad (5.64)$$

A partir dos esforços nos diodos selecionou-se o diodo com as seguintes características [7]:

Diodo	HFA50PA60
Fabricante	IR
VDo_{max} [V]	600
IDo_{med} [A]	50 @ $T_c=100$ °C
V_f [V]	1,6 @ $T_c=100$ °C
R_{jc} [°C/W]	0,42
R_{cd} [°C/W]	0,25
Com silicone	0,45
<p>➤ O Do1 é composto por dois diodo HFA50PA60 em paralelo</p> <p>➤ O Do2 é composto por dois diodo HFA50PA60 em paralelo</p>	

Foi selecionado este diodo, pois houve dificuldade de aquisição de outro diodo com menor tensão reversa e tensão direta [28].

Perdas nos diodos:

$$PDo_T = 2 \cdot V_f \cdot IDo_{med} = 160 W \quad (5.65)$$

É bom salientar que as perdas calculadas aqui são somente devido a corrente média, mas as perdas devido a corrente eficaz também são relevantes e não foi calculada porque o *Data Sheet* não fornecia a resistência $R_{Do_{on}}$ do diodo.

5.2.6 Circuito $R_{cc}C_{cc}$ de bloqueio em série com o transformador

Capacitor:

$$\Delta V_c = 4\% \cdot (D_{max} - \Delta D) \cdot V_i = 13,5 V \quad (5.66)$$

$$C_{dc} = \frac{\frac{I_o \cdot N_{Tr}}{2} \cdot n}{f_s \cdot \Delta V_c} = 9,243 \mu F \Rightarrow C_{dc} = 10 \mu F \quad (5.67)$$

O resistor R_{dc} :

$$R_{dc} = \frac{V_i}{\frac{I_o \cdot N_{Tr}}{2} \cdot n} = 36,033 \Omega \Rightarrow R_{dc} = 47 \Omega \quad (5.68)$$

A potência perdida no resistor:

$$PR_{dc} = \frac{(\Delta V_c)^2}{R_{dc}} = 3,85 W \Rightarrow PR_{dc} = 5 W$$

5.2.7 Circuito grampeador, dos diodos retificadores de saída, do lado do secundário

Adotando a tensão de variação da tensão, na qual o grampeador atua:

$$\Delta V_{cp} = 60 V \quad (5.69)$$

A tensão reversa no diodo grampeador:

$$V_{Ds1} = V_{Ds2} = V_{Ds} = \frac{V_i}{n} \cdot N_{Tr} + \Delta V_{cp} = 210 V \quad (5.70)$$

A corrente de recuperação reversa do diodo retificador de saída:

$$I_{rr} = 20 A \quad (5.71)$$

Com base nas grandezas acima optou-se pelo diodo ultra-rápido APT15D60K com as seguintes características [29]:

Diodo	APT15D60K
Fabricante	APT
$V_{Ds_{max}}$ [V]	600
$I_{Ds_{pk}}$ [A]	110 A

Capacitância do capacitor de grampeamento:

$$C_s > \frac{L_d \cdot (I_{rr_{pk}})^2}{(\Delta V_{cp})^2} = 2 \mu F \quad (5.72)$$

O valor da tensão sobre o resistor R_s :

$$VR_s \cong \left(\frac{V_i}{n} \cdot N_{Tr} + \Delta V_{cp} \right) - V_o = 150V \quad (5.73)$$

Admitindo que as perdas Joule no resistor de grampeamento (R_s) é 30W, tem-se:

$$R_s = \frac{\left(\frac{V_i}{n} \cdot N_{Tr} + \Delta V_{cp} - V_o \right)^2}{P_{R_s}} = 750\Omega \quad (5.74)$$

5.2.8 Diodos grampeadores do lado do primário

A tensão reversa máxima:

$$VDG_1 = VDG_2 = VDG = 450V \quad (5.75)$$

A corrente de pico:

$$IDG_{pk} = \frac{I_o}{2} \cdot \frac{N_{Tr}}{n} = 17,5A \quad (5.76)$$

Optou-se pelo mesmo diodo utilizado no circuito de grampeamento pelo lado do secundário.

5.2.9 Capacitor de filtro de saída

A variação da tensão de saída:

$$\Delta V_o = 200mV \quad (5.77)$$

A capacitância do capacitor de saída é determinada pela expressão (5.78).

$$C_o > \frac{\Delta I_{Lo}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_o} = 45\mu F \quad (5.78)$$

As características do capacitor selecionado está listado na Tabela 5.3.

Tabela 5.3 - Características do capacitor

Cod.	B41822 A9477M
Tensão [V]	100
Diâmetro [mm]	16
Altura [mm]	31,5

RSE [Ω]	0,28
Capacitância [μF]	470
Quantidade	4 em paralelo

5.2.10 Dissipador

A temperatura ambiente:

$$T_a = 50^\circ\text{C} \quad (5.79)$$

A máxima temperatura no dissipador para os interruptores:.

$$T_{d_s} = T_j - P_{s_T} \cdot (R_{jc} + R_{cd}) = 88,665^\circ\text{C} \quad (5.80)$$

A máxima temperatura no dissipador para os diodos retificadores de saída:

$$T_{d_{D_o}} = T_j - P_{D_{o_T}} \cdot (R_{jc_{D_o}} + R_{cd_{D_o}}) = 85,862^\circ\text{C} \quad (5.81)$$

A temperatura média no dissipador:

$$T_{d_{med}} = \frac{T_{d_s} + T_{d_{D_o}}}{2} = 87,263^\circ\text{C} \Rightarrow T_{d_{med}} = 85^\circ\text{C} \quad (5.82)$$

Através da expressão (5.82) adota-se uma temperatura menor ou igual para o dissipador (T_d) e recalcula a temperatura na junção para os componentes.

A máxima temperatura na junção para os interruptores:

$$T_{j_s} = T_d + P_{s_T} \cdot (R_{jc} + R_{cd}) = 126,335^\circ\text{C} \quad (5.83)$$

A máxima temperatura na junção para os diodos retificadores de saída:

$$T_{j_{D_o}} = T_d + P_{D_{o_T}} \cdot (R_{jc_{D_o}} + R_{cd_{D_o}}) = 129,138^\circ\text{C} \quad (5.84)$$

Através das perdas totais nos componentes pode-se dimensionar o dissipador através da expressão (5.85).

$$R_{da} = \frac{T_d - T_a}{P_{T_{cond}}} = 0,161^\circ\text{C}/\text{W} \quad (5.85)$$

O dissipador escolhido foi o P16/170 – Semikron – ventilação forçada, no qual suas dimensões são: 21 cm X 17 cm X 8 cm.

5.2.11 Circuito de controle/comando

Na Tabela 5.4 são apresentados os valores adotados para o cálculo dos componentes dos circuitos de controle.

Tabela 5.4 - Valores para o cálculo dos circuitos de controle

Variável	Valor
V_o [V]	-60
V_{ref} [V]	2,5
V_d [V]	4,1 [24]
$V_{i_{out}}$ [V]	2,35
$V_{v_{out}}$ [V]	1,75
f_{c_v} [kHz]	3,5
f_{c_i} [kHz]	4,667
R_o [Ω]	0,6
R_{se} [Ω]	$(0,28/4)=0,07$

Função de transferência do conversor:

$$G(f) = \left(\frac{\frac{N_r \cdot V_i}{n \cdot V_d}}{1 + \frac{4 \cdot (N_r/n)^2 \cdot L_r \cdot f_s}{R_o}} \right) \cdot \frac{1 + j2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_{se} \cdot C_o}{(j2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot \left(1 + \frac{R_{se}}{R_o}\right) \cdot C_o \cdot L_o + j2 \cdot \pi \cdot f \cdot \left(C_o \cdot R_{se} + \frac{L_o}{R_o}\right) + 1} \quad (5.86)$$

$$W_n = \sqrt{\frac{1}{C_o \cdot L_o \cdot \left(1 + \frac{R_{se}}{R_o}\right)}} = 2,866 \text{ [k} \cdot \text{rad/s]} \quad (5.87)$$

$$W_z = \frac{1}{R_{se} \cdot C_o} = 7,599 \text{ [k} \cdot \text{rad/s]} \quad (5.88)$$

Compensador de tensão:

Função de transferência do compensador:

$$Hv(f) = \beta_v \cdot K_v \cdot \frac{\left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{W_{zc1_v}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{W_{zc2_v}}\right)}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{W_{pc2_v}}\right)} \quad (5.89)$$

Fazendo:

$$W_{zc1_v} = W_{zc2_v} = W_n \text{ e } W_{pc2_v} = W_z \quad (5.90)$$

O ganho β_v :

$$\beta_v = \frac{V_{ref}}{V_o} = 0,042 \quad (5.91)$$

Calculo do ganho K_v :

$$K_v = \frac{1}{|\beta_v \cdot Hv(f_{c_v}) \cdot G(f_{c_v})|} = 18,33 \cdot 10^3 \quad (5.92)$$

Calculo dos componentes do amplificador diferencial:

Estabelecendo valores para $R_{56}=R_{68}=18k\Omega$, $R_{59}=R_{63}=15k\Omega$, $R_{57}=47k\Omega$ e $R_{67}=12k\Omega$ tem-se o valor de R_{61} através da expressão (5.94).

$$K\Phi = \frac{V_{v_{out}}}{V_o} = 0,029 \quad (5.93)$$

$$K1 = \left(K\Phi \cdot R_{59} \cdot R_{67} + K\Phi \cdot R_{57} \cdot R_{67} + K\Phi \cdot (R_{59})^2 + K\Phi \cdot R_{59} \cdot R_{57} + K\Phi \cdot R_{56} \cdot R_{59} \right) = 5,67 \cdot 10^7$$

$$K2 = \left(K\Phi \cdot R_{56} \cdot R_{57} + R_{56} \cdot R_{67} + R_{56} \cdot R_{59} + (R_{56})^2 \right) = 8,347 \cdot 10^8$$

$$K3 = \left(2 \cdot R_{57} \cdot R_{67} + R_{59} \cdot R_{67} + R_{56} \cdot R_{67} + R_{59} \cdot R_{57} + R_{56} \cdot R_{57} \right) = 3,075 \cdot 10^9$$

$$R_{61} = K\Phi \cdot R_{59} \cdot \left(\frac{K3}{K1 + K2} \right) = 1,509 k\Omega \Rightarrow R_{61} = 5k\Omega \quad (5.94)$$

Calculo dos componentes do compensador de tensão:

Atribuindo valor para $C_{26}=22nF$, tem-se:

$$R_{80} = \frac{1}{W_{zc1_v} \cdot C_{26}} = 15,86 k\Omega \Rightarrow R_{80} = 15 k\Omega \quad (5.95)$$

$$R73 = \frac{R80}{W_{pc2_v} \cdot C26 \cdot R80 - 1} = 9,95 \text{ k}\Omega \Rightarrow R73 = 10 \text{ k}\Omega \quad (5.96)$$

$$C28 = \frac{1}{K_v \cdot (R80 + R73)} = 2,182 \eta F \Rightarrow C28 = 3,3 \eta F \quad (5.97)$$

$$R86 = \frac{1}{W_{zc2_v} \cdot C28} = 100 \text{ k}\Omega \quad (5.98)$$

Na Fig. 5.5 e na Fig. 5.6 apresentam-se os diagramas de Bode de módulo e fase da função de transferência do conversor, do compensador de tensão teórica e prática (substituindo os valores de resistores e capacitores comercial) e da função de laço aberto.

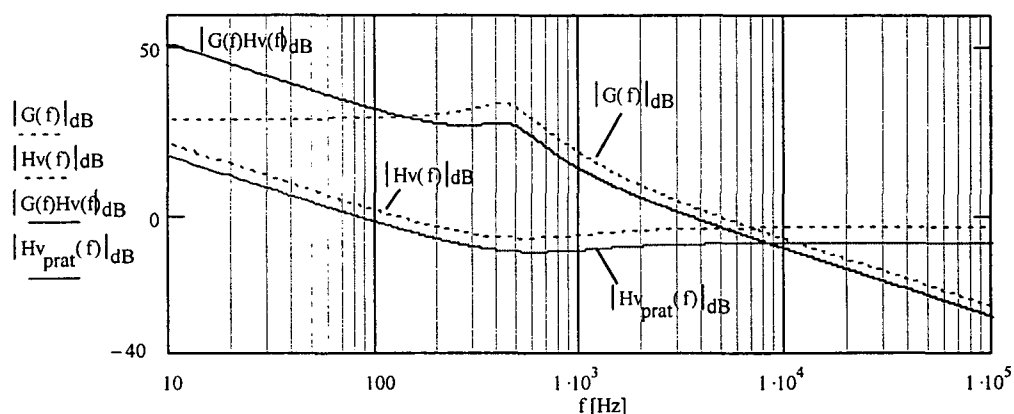


Fig. 5.5 - Diagramas de módulo (dB)

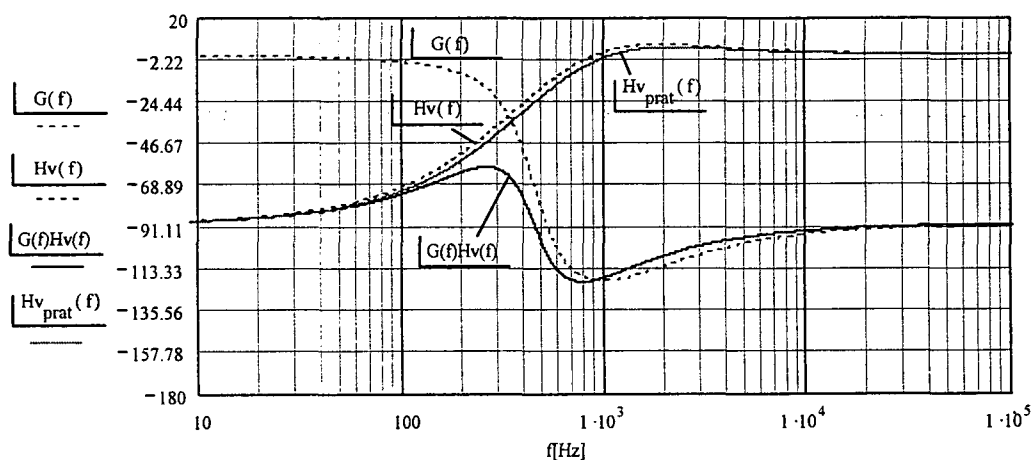


Fig. 5.6 - Diagrama de fase (graus)

➤ $H_{v_{\text{prat}}}$ e $H_{i_{\text{prat}}}$ – são as funções de transferências do compensador de tensão e de corrente, substituindo os valores dos componentes seleccionados.

Compensador de corrente:

Função de transferência do compensador é apresentada na expressão (5.99)

$$H_i(f) = K_i \cdot \frac{\left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{W_{zc_i}}\right)}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{W_{pc2_i}}\right)} \quad (5.99)$$

Fazendo:

$$W_{zc_i} = W_n \text{ e } W_{pc2_i} = \frac{2\pi f_s}{2} \quad (5.100)$$

O ganho β_i :

$$\beta_i = \frac{V_{ref}}{I_o} = 0,023 \quad (5.101)$$

Calculo do ganho K_i :

$$K_i = \frac{1}{|\beta_i \cdot H_i(f_{c_i}) \cdot G(f_{c_i})|} = 65,64 \cdot 10^3 \quad (5.102)$$

Calculo dos componentes do amplificador diferencial:

$$K_{\ominus} = \frac{V_{iref}}{+V_{sh}} = 1 \quad (5.103)$$

Atribuindo valor para $R_{82}=R_{96}=R_{90}=R_{94}=18k\Omega$, tem-se:

$$K_{\ominus} = \left(\frac{R_{96} + R_{82}}{R_{90} + R_{94}}\right) = 1 \quad (5.104)$$

Calculo dos componentes do compensador de corrente:

Atribuindo valor para $C_{30}=100nF$, tem-se:

$$R_{88} = \frac{1}{W_{zc_i} \cdot C_{30}} = 3,489k\Omega \Rightarrow R_{88} = 3,3k\Omega \quad (5.105)$$

$$C_{27} = \frac{C_{30}}{W_{zc_i} \cdot C_{30} \cdot R_{88} - 1} = 1,397CnF \Rightarrow C_{27} = 1,2nF \quad (5.106)$$

$$R_{93} = \frac{1}{K_i \cdot (C_{30} + C_{27})} = 150,538\Omega \Rightarrow R_{93} = 150\Omega$$

Na Fig. 5.7 e Fig. 5.8 na apresentam-se os diagramas de Bode de módulo e fase da função de transferência do conversor, do compensador de tensão teórica e prática (substituindo os valores de resistores e capacitores comercial) e da função de laço aberto.

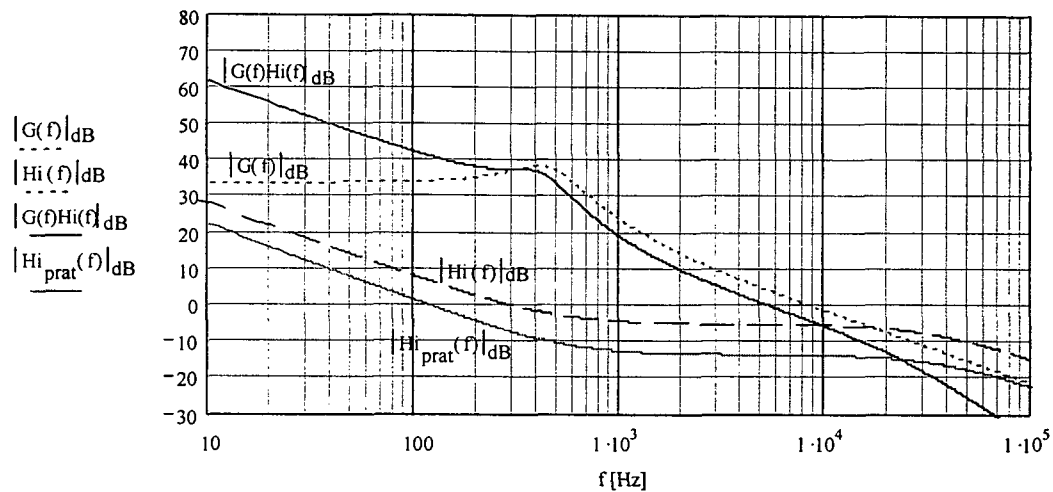


Fig. 5.7 - Diagrama de módulo (dB)

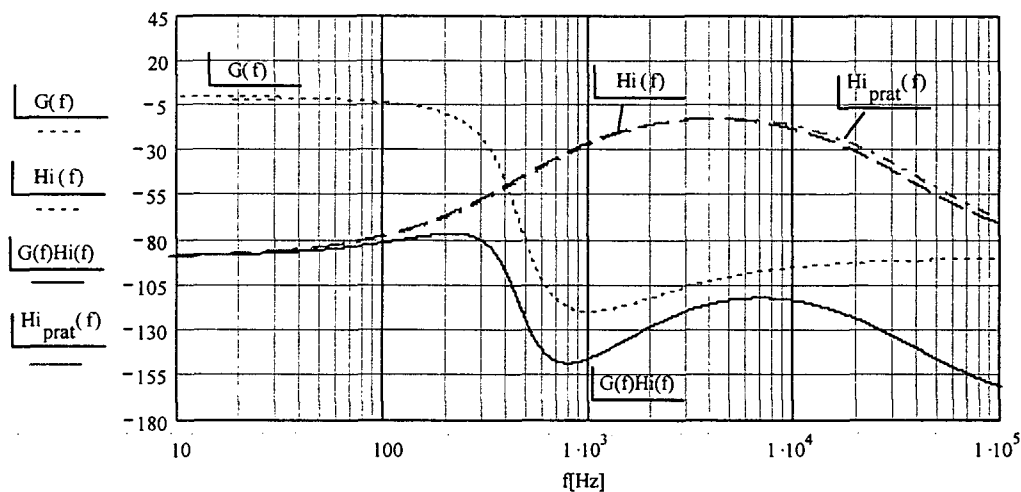


Fig. 5.8 - Diagrama de fase (graus)

Calculo de R79:

Variável	Valor
Vx [V]	(Vref/2)=1,25
Vcgi [V]	2,35
Rsh [Ω]	47
Iesc [A]	2000

Atribuindo valores para $R_{62}=R_{72}=10\text{ k}\Omega$, tem-se o valor de R_{79} em (5.107).

$$R_{79} = \frac{K \ominus \cdot \frac{R_{sh} \cdot V_o}{I_{esc} \cdot R_o} - V_x}{-\left(\frac{V_{vout} - V_x}{R_{62}} + \frac{V_{cgi} - V_x}{R_{76}}\right)} = 52,56\text{ k}\Omega \quad (5.107)$$

5.3 Simulação do conversor em malha fechada

O circuito utilizado na simulação está apresentado na Fig. 5.9.

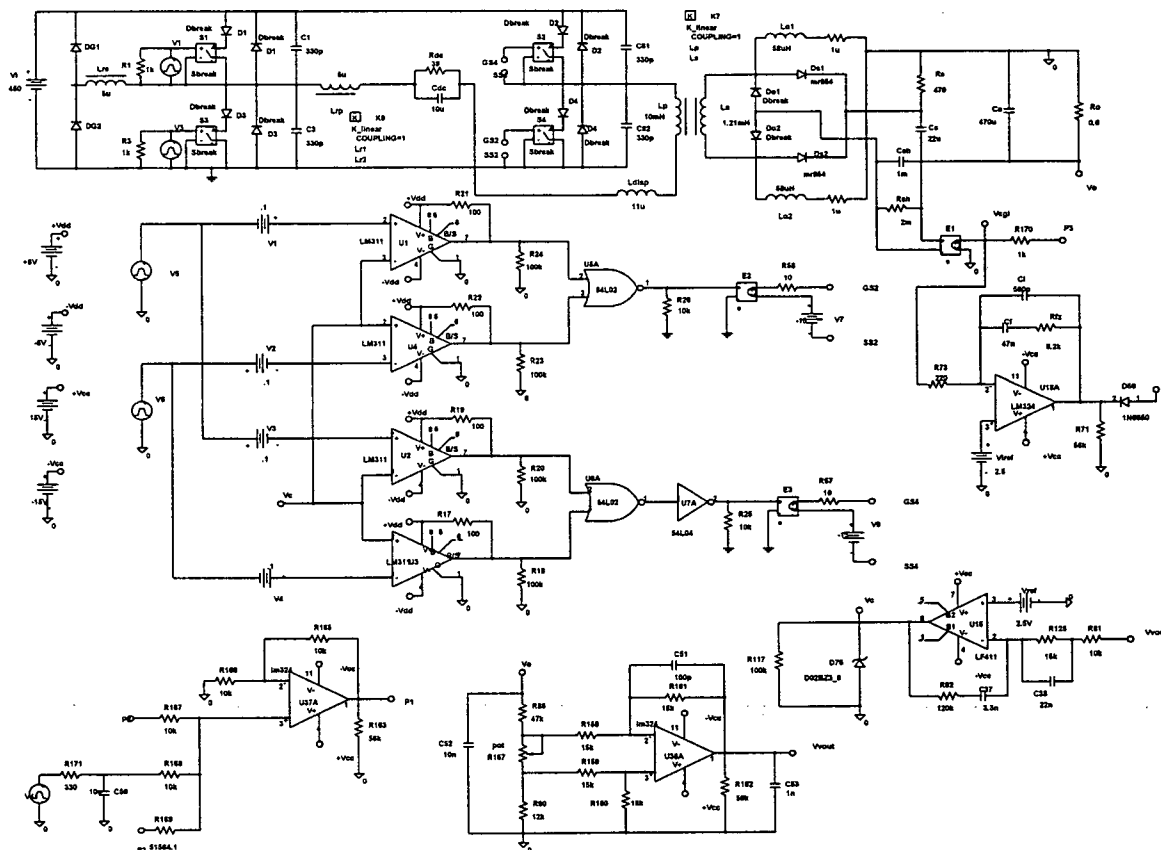


Fig. 5.9 - Circuito utilizado na simulação

Na Fig. 5.10 está apresentado a corrente no indutor acoplado L_r ressonante.

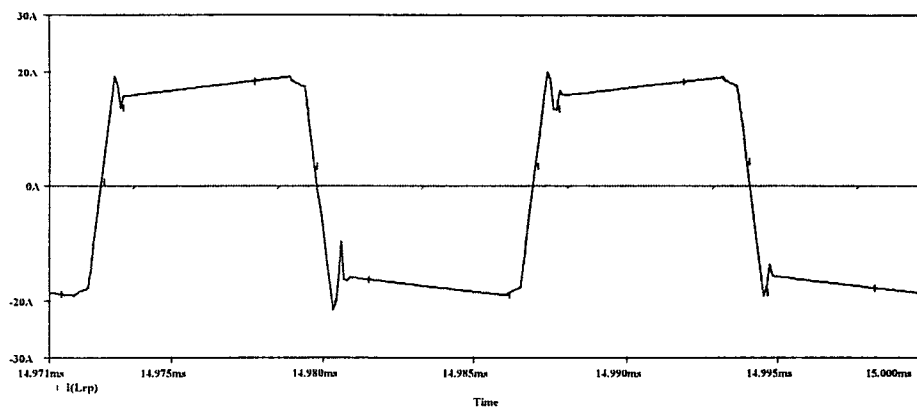


Fig. 5.10 - Corrente no indutor Lr

Na Fig. 5.11 e na Fig. 5.12 são apresentadas as tensões e as correntes nas chaves S1 e S2 bem como a corrente no diodo antiparalelo D1 e D2. Verifica-se que tanto a entrada em condução quanto no bloqueio a comutação é não dissipativa.

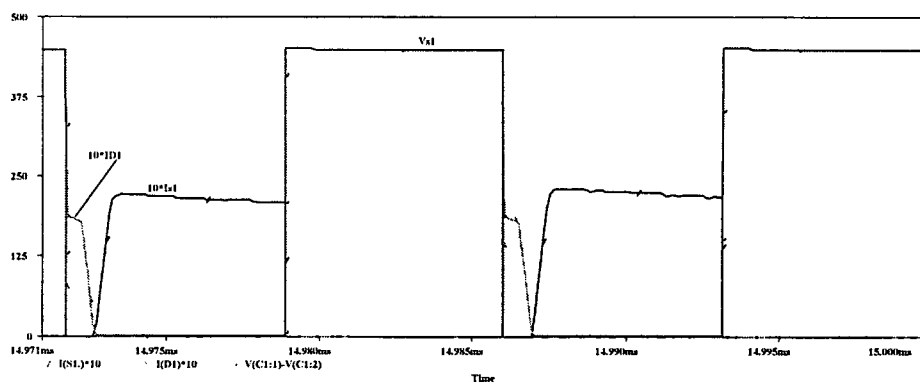


Fig. 5.11 - Detalhe da entrada em condução e bloqueio de S1

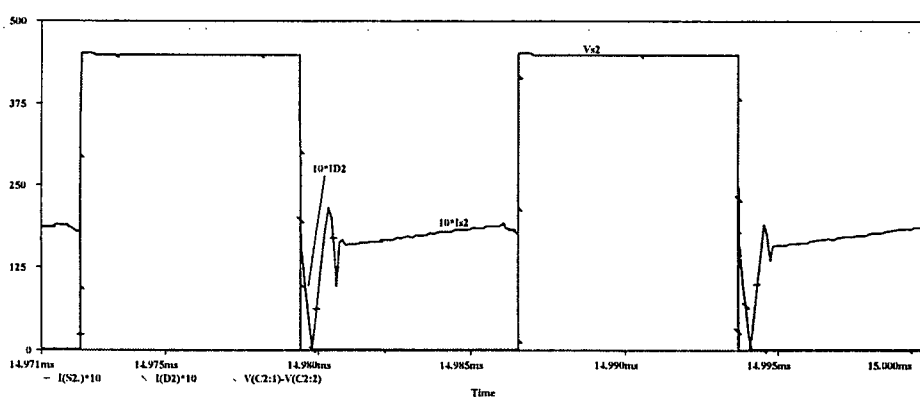


Fig. 5.12 - Detalhe da entrada em condução e bloqueio de S2.

Na Fig. 5.13 é apresentada a corrente no indutor acoplado Lr, ou seja, a corrente nos diodos grampeadores de entrada DG1 e DG2. Na Fig. 5.14 está representada a corrente nos diodos retificadores Do1 e Do2 bem como a corrente no capacitor Cs, na qual é a corrente nos diodos grampeadores de saída Ds1 e Ds2.

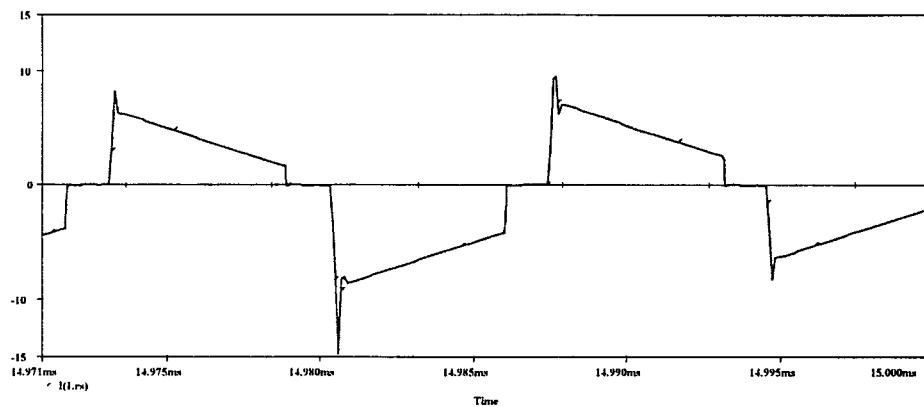


Fig. 5.13 - Corrente no segundo enrolamento do indutor acoplado L_r .

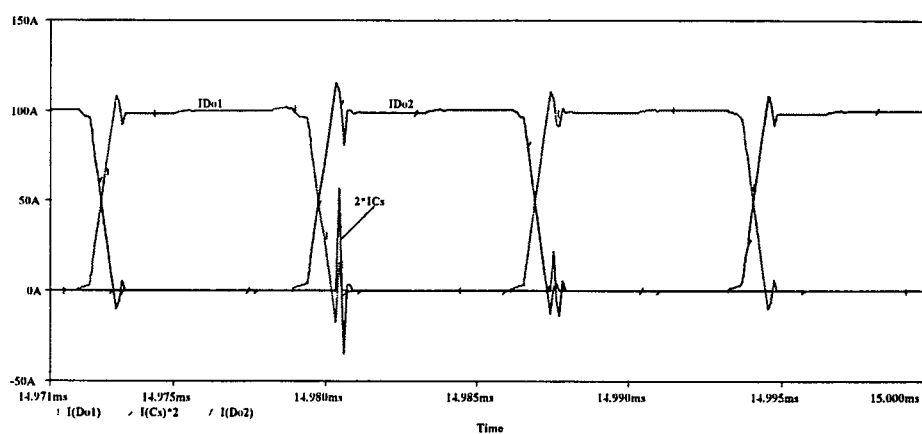


Fig. 5.14 - Corrente nos diodos retificadores Do1 e Do2 e no capacitor Cs.

Na Fig. 5.15 pode-se verificar a atuação do grameador de saída através da tensão no capacitor Cs e a tensão no diodo retificador Do1.

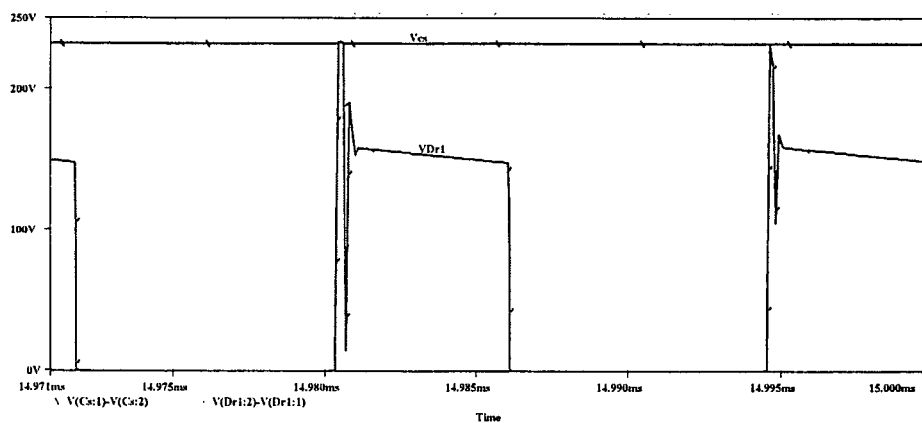


Fig. 5.15 - Tensão no diodo Do1 e Cs.

A corrente e tensão de saída pode-se verificar na Fig. 5.16. Observa-se que a potência nominal especificada de 6kW foi verificada.

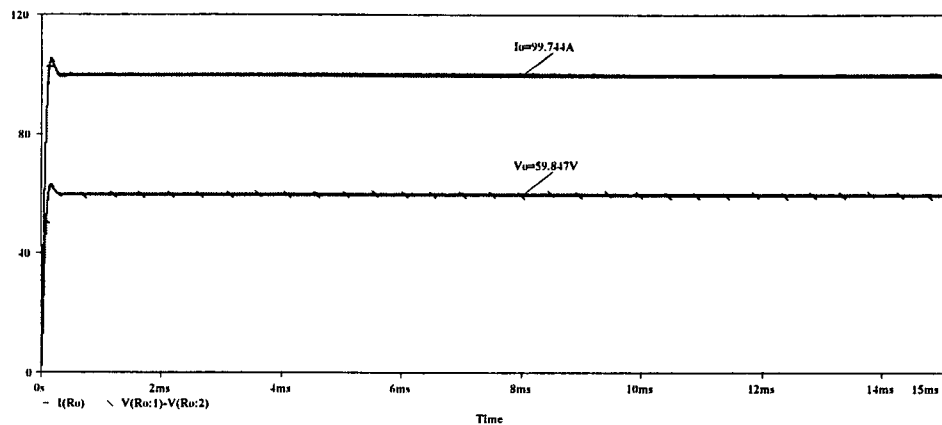


Fig. 5.16 - Tensão e corrente de saída.

A Fig. 5.17 apresenta o comportamento da corrente frente a abertura da carga (4ms) e frente a um curto-circuito (8ms) na carga. Com estas formas de onda pode-se verificar que a técnica de controle empregada está efetivamente regulando a tensão de saída frente a abertura da carga. Quando se aplica uma sobre carga ao conversor, a malha de corrente passa a atuar limitando a corrente de saída em 100A.

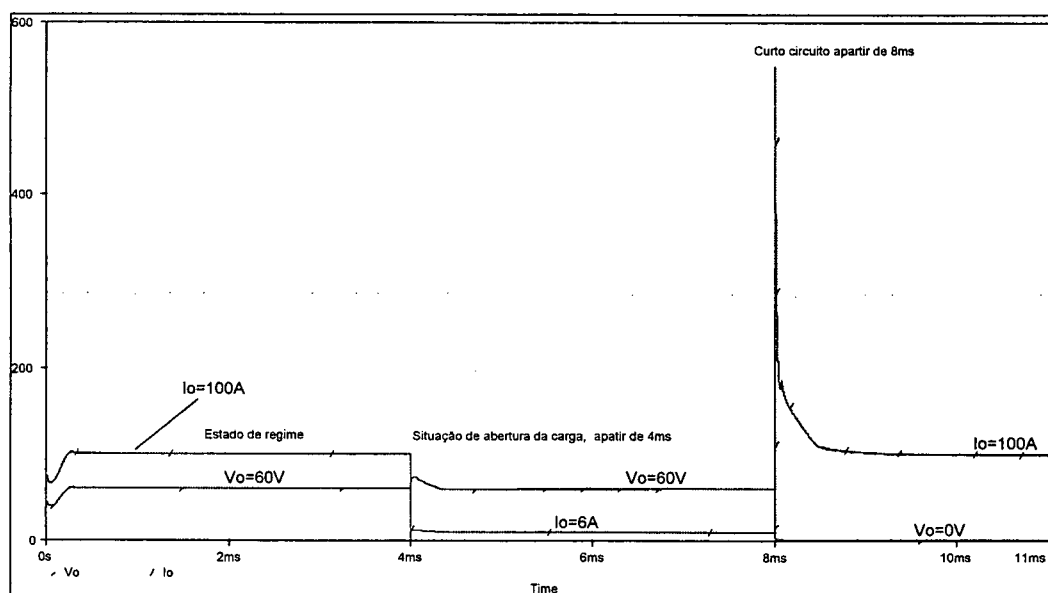
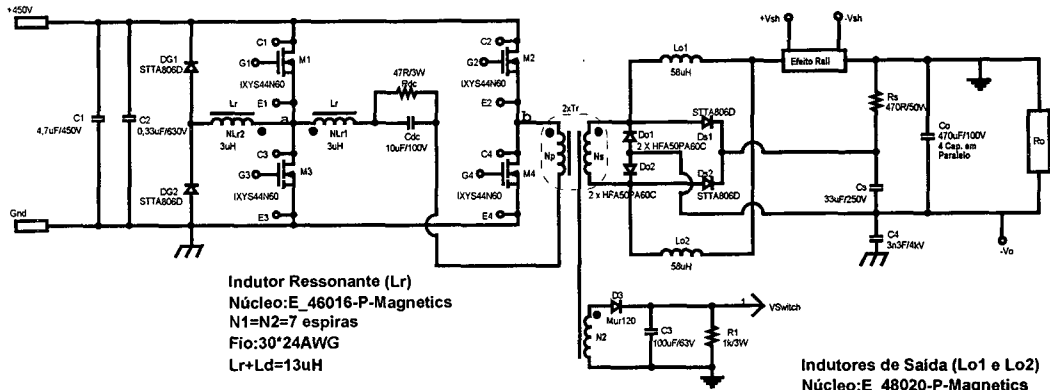


Fig. 5.17 - Corrente e tensão na carga.

5.4 Experimentação

Na Fig. 5.19 e Fig. 5.20 são mostrados os diagramas elétricos dos circuitos implementados em laboratório.

Primeiramente é apresentado o circuito da parte de potência, logo em seguida o circuito da parte de comando e controle e por fim, é apresentado o circuito da parte de supervisão do conversor CC-CC.



OBS:

- 1- O caminho de +Vsh e -Vsh até o circuito compensador de corrente e malha de limitação de corrente deve ser o mais curto possível.
- 2- O caminho entre os Mosfet's M1 e M3, M2 e M4 deve ser o mais curto possível.
- 3- O caminho entre o braço 1 (M1 e M3), o braço 2 (M2 e M4) e tensão de entrada (Vi=450V) devem ser o mais curto possível.
- 5- Todas as referências devem der conectadas por um plano de terra.
- 6- As referências do circuito de potência devem ter retorno separado em um ponto único.
- 7- A corrente eficaz nas Chaves (M1 a M4), indutor Lr, lado primário do trafo é 12A.
- 8- A corrente eficaz nos indutores Lo1 e Lo2 é 50A.
- 9- A corrente no lado secundário do trafo é 50A.
- 10- A corrente eficaz em Do1 e Do2 é 71A.

2° Transformadores (Tr): 1° em Paralelo e 2° em Série
Núcleo: E_48020-P-Magnetics

Primário:
Np=30 espiras
Fio: 10° Litz

Secundário 1:
Ns=5 espiras
Lâmina: 2 lâminas de 4cm X 0,05cm
Secundário 2:
N2=1 espira
Fio: 1°30AWG

Fig. 5.18 Circuito da parte de potência.

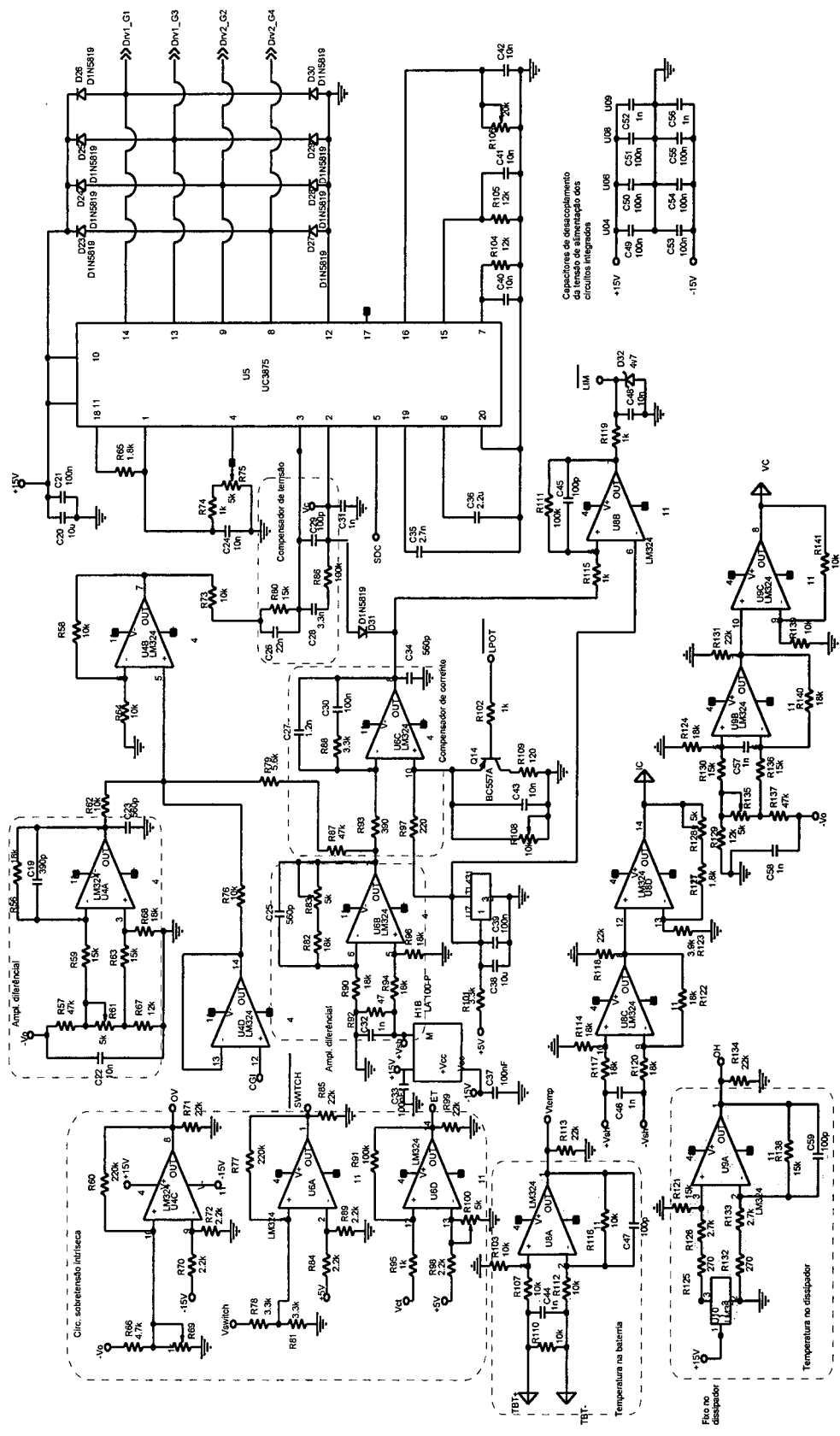


Fig. 5.19 - Circuito da parte de controle e comando

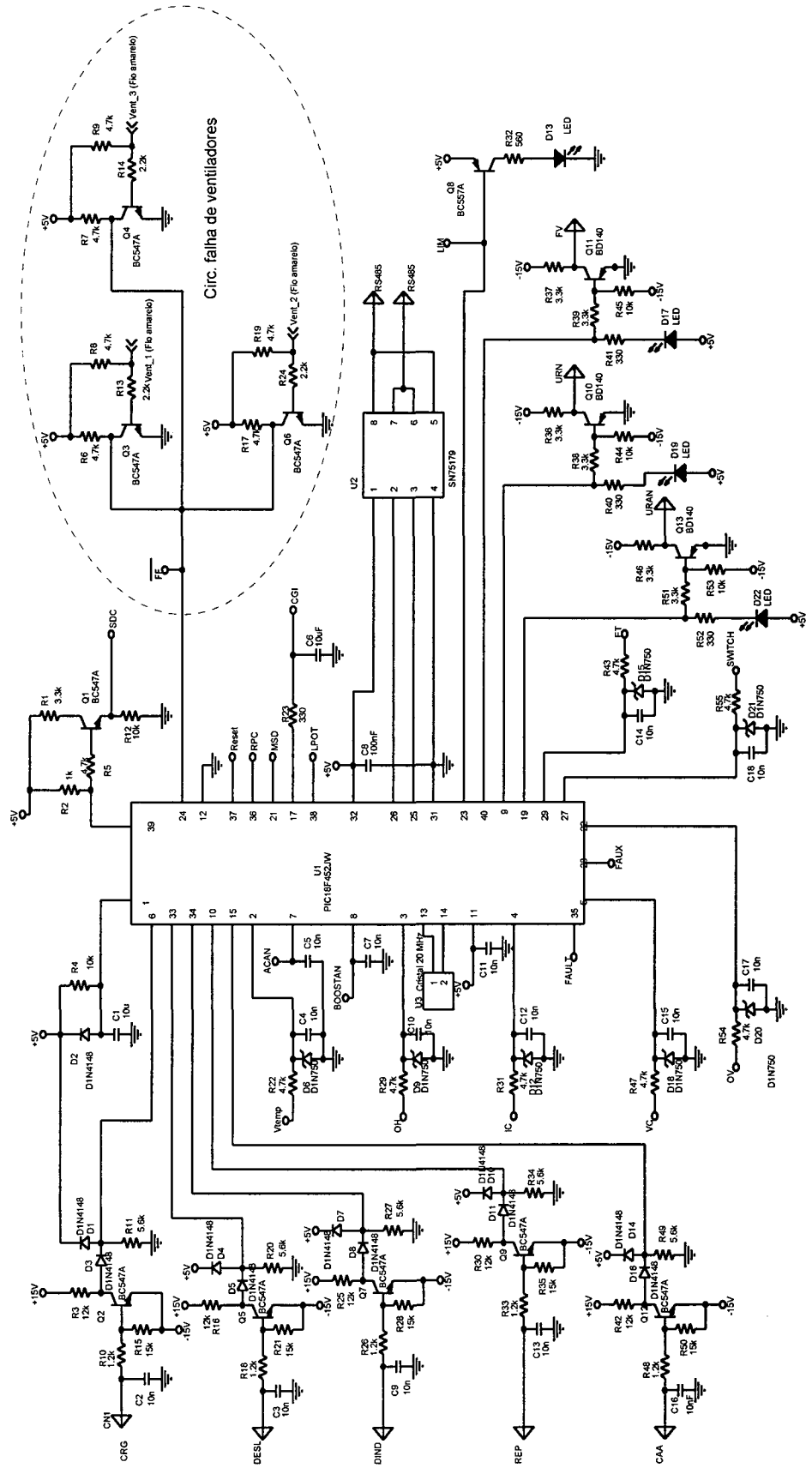


Fig. 5.20 - Circuito da parte de supervisão

Na Fig. 5.21 é apresentada a forma de onda da tensão "gate-source", tensão de "dreno-source" e corrente de dreno no interruptor M1 para o conversor operando com meia carga. Observa-se que a entrada em condução é suave. Aparentemente no bloqueio, observa-se uma comutação dissipativa, mas é devido a corrente que circula pelo capacitor intrínseco ao MOSFET. Pode ser observado também que a comutação desse braço é mais crítica, pois a corrente de carga não auxilia na comutação.

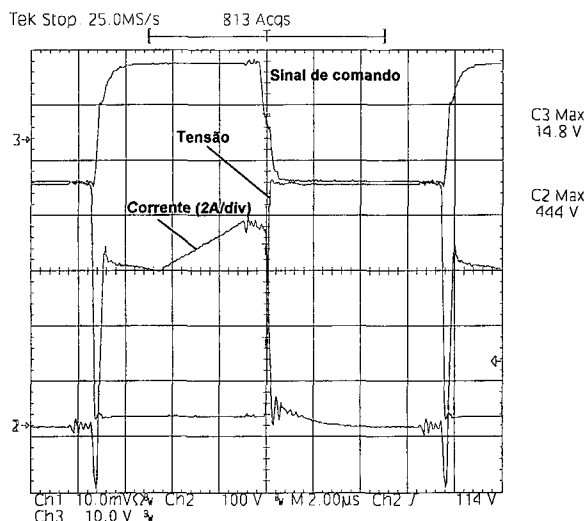


Fig. 5.21 – Tensão gate-source, tensão Vds e corrente de dreno (2A/div).

Na Fig. 5.22 é apresentada a forma de onda da tensão de "gate", tensão de "dreno-source" e corrente de dreno no interruptor M2.

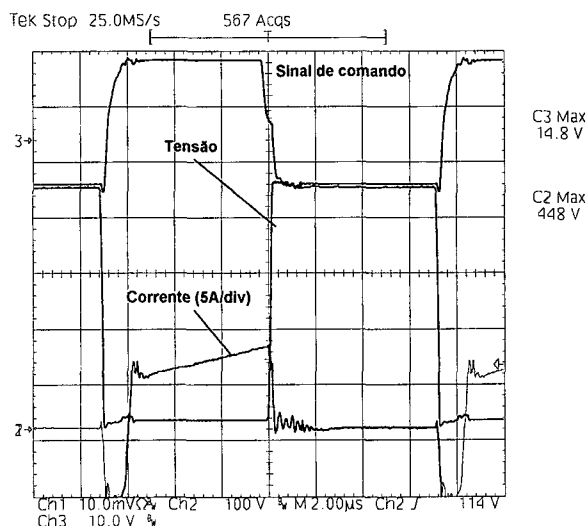


Fig. 5.22 – Tensão de gate, tensão Vds e corrente de dreno (5A/div).

Na Fig. 5.23 é apresentada a tensão Vab e a corrente no primário do transformador.

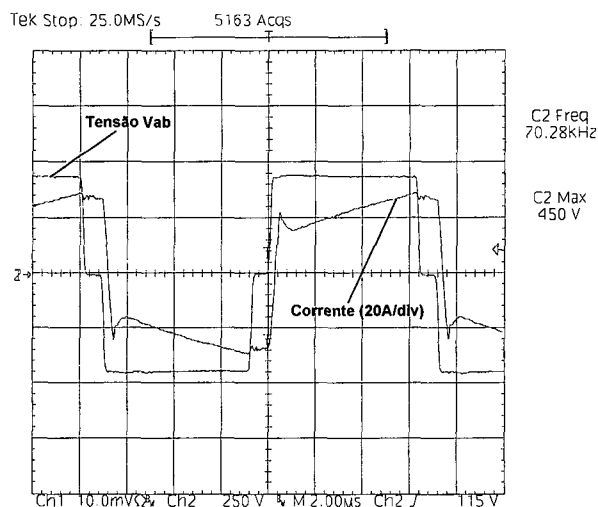


Fig. 5.23 Tensão Vab e corrente no primário do transformador.

A corrente e a tensão no secundário do transformador é apresentada na Fig. 5.24.

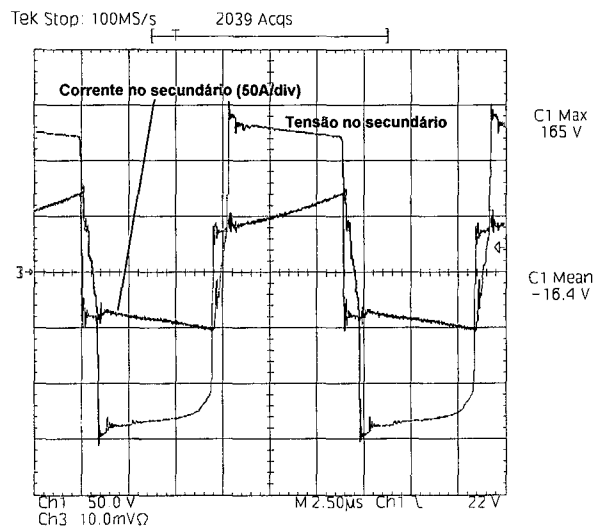


Fig. 5.24 - Tensão e corrente no secundário.

Observa-se que a corrente e a tensão, na Fig. 5.24, possuem uma componente CC. Essa componente é devido aos indutores de saída Lo1 e Lo2, pois para que haja divisão por igual da corrente de carga é necessário que ambos sejam iguais em termos de resistência AC, DC e valor da indutância. Portanto, no processo construtivo essa igualdade se torna difícil, principalmente na produção em série da UR. Contudo, se esse ajuste não for rigorosamente seguido, fica prejudicado o funcionamento e podendo até vir a danificar a UR. Por outro lado, a componente CC, devido à diferença construtiva entre Lo1 e Lo2, pode vir a saturar o transformador, indutores Lo1 e Lo2 e provocar também o aumento das perdas, causando a diminuição do rendimento da UR.

Na Fig. 5.25 e na Fig. 5.26 observa-se que a corrente em Lo2 é maior do que em Lo1. Foi observado na prática, que o parâmetro de maior relevância, causador desse desequilíbrio de corrente, é a resistência AC dos indutores.

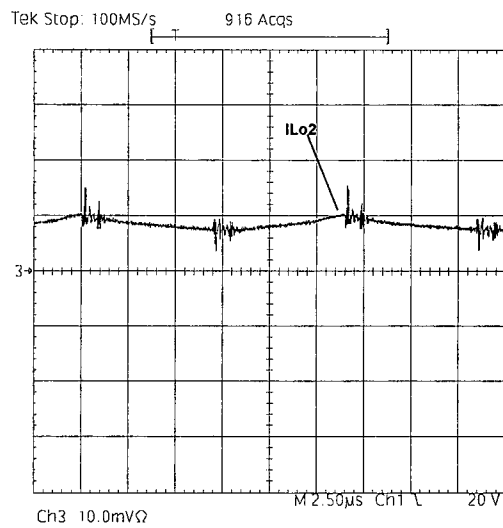


Fig. 5.25 - Corrente no indutor de saída Lo2.

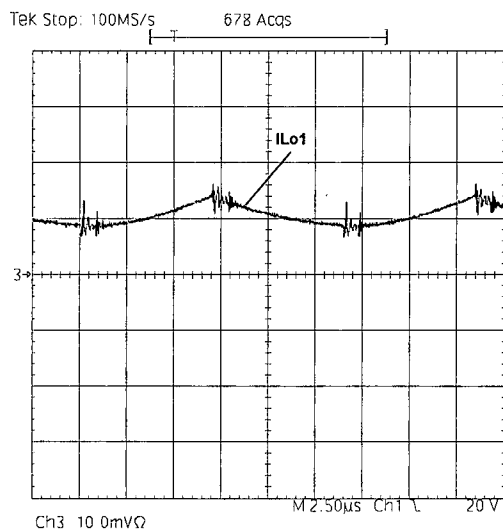


Fig. 5.26 - Corrente no indutor de saída Lo1.

Portanto, conclui-se que uma importante desvantagem do retificador dobrador de corrente, apresentada no capítulo 2, é no processo de fabricação dos indutores, pois requer cuidados especiais na sua construção, tornando um processo complexo.

Na Fig. 5.27 é apresentada a forma de onda da tensão no diodo retificador de saída e a tensão no capacitor do circuito de grameamento. O objetivo é mostrar a boa eficiência do

grampeador de saída. Observa-se que o grampeador atua com 11V acima da tensão de secundário.

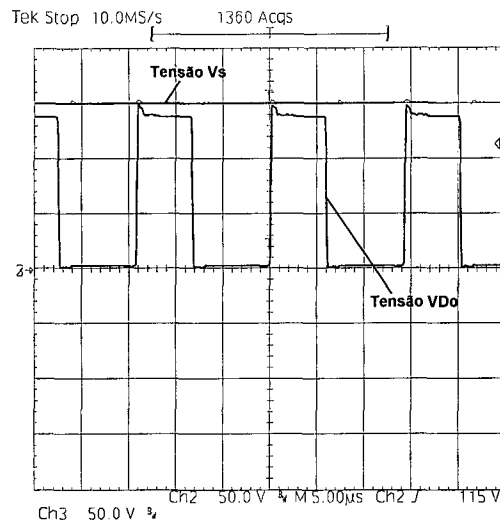


Fig. 5.27 - Tensão no diodo retificador e tensão no capacitor de grampeamento.

Na Fig. 5.28 é apresentada a tensão no diodo DG2 e a tensão de barramento. O objetivo também é mostrar a boa eficiência do grampeador.

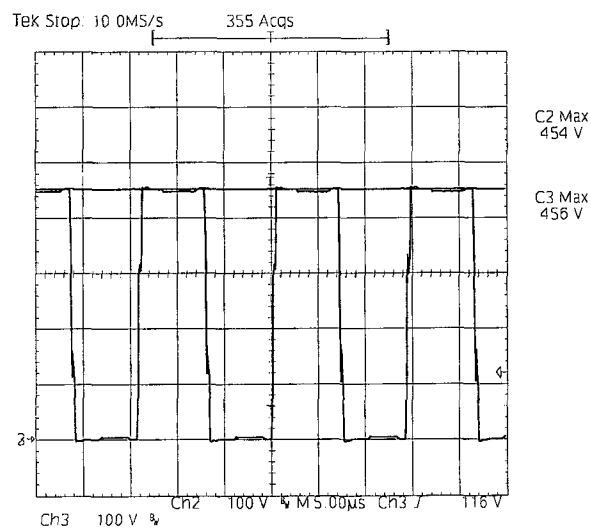


Fig. 5.28 - Tensão no diodo DG2 e tensão de barramento.

Na Fig. 5.29 pode ser observado a corrente e a tensão na carga.

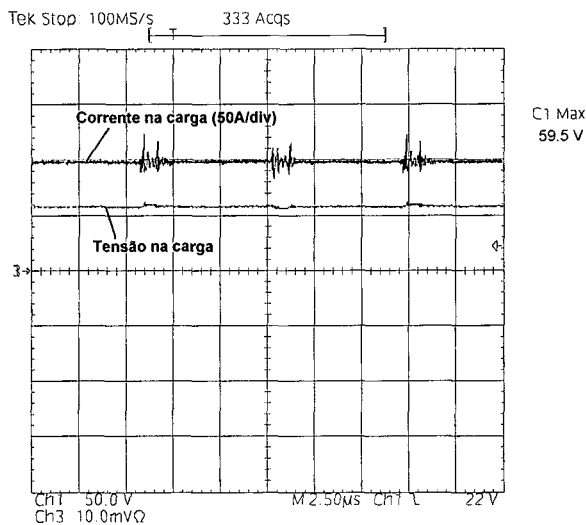


Fig. 5.29 - Tensão e corrente na carga.

São apresentadas, na Fig. 5.30 e na Fig. 5.31, o comportamento da corrente e da tensão de saída para uma sobrecarga e na abertura da carga, respectivamente. Com estas formas de onda pode-se verificar que a técnica de controle empregada está efetivamente regulando a tensão de saída frente a abertura da carga. Quando se aplica uma sobrecarga, a malha de corrente passa a atuar, limitando a corrente de saída em 100A.

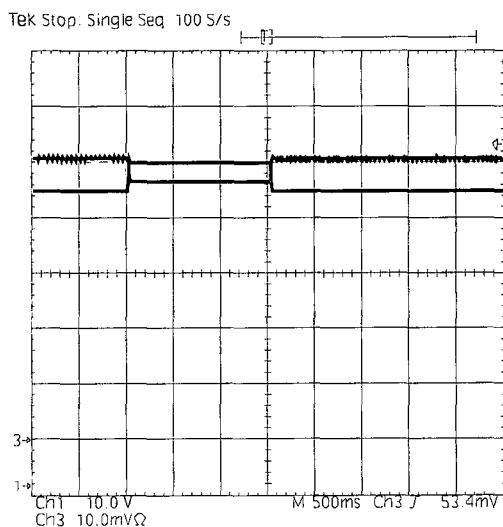


Fig. 5.30 - Corrente e tensão para sobrecarga.

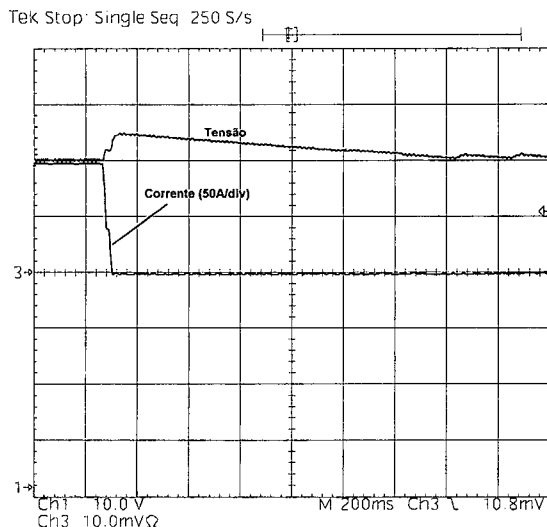


Fig. 5.31 - Corrente e tensão para abertura da carga.

A curva de rendimento do conversor CC-CC está apresentada na Fig. 5.32 , realizada para tensão de barramento de 450V. O rendimento teórico para a operação em condições nominais foi de 94%, já o experimental foi de 92%. Uma melhora no rendimento pode ser alcançada substituindo-se os diodos Do1 e Do2 por diodos com menor queda de tensão direta (HFA160NJ40C), já que o diodo utilizado foi o HFA50PA60C com $V_F=1,6V @ 125^{\circ}C$. η

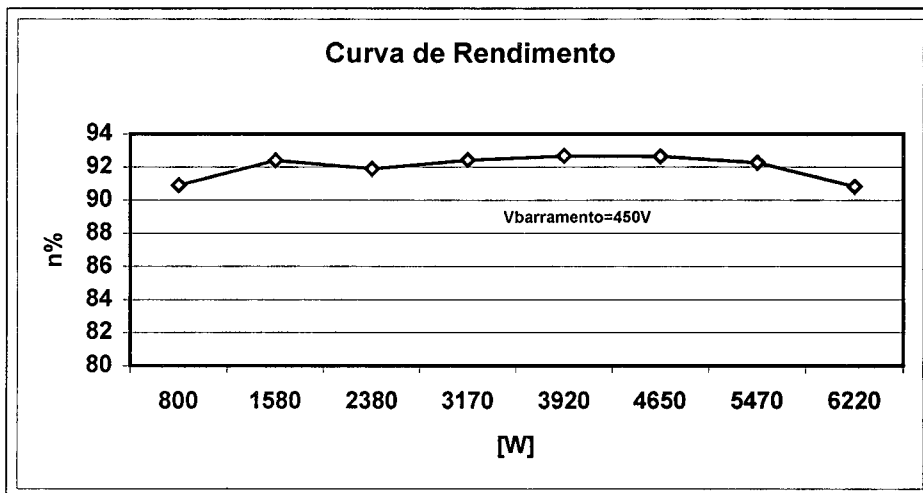


Fig. 5.32 - Curva de rendimento do Conversor CC-CC.

Observou-se também, que o rendimento esperado não foi alcançado devido ao desequilíbrio de corrente em Lo1 e Lo2, pois devido a isso, passa a circular uma componente CC no lado do secundário aumentando as perdas nos magnéticos.

5.4.1 Anexo B

A lista de materiais e a concepção mecânica são apresentadas no anexo B.

5.4.2 Fotos do conversor implementado

Na Fig. 5.33 mostra-se uma fotografia do conversor CC-CC implementado em laboratório utilizando-se um único transformador. Já na Fig. 5.34 mostra-se a fotografia do conversor CC-CC utilizando-se dois transformadores.

O transformador referido na Fig. 5.33 foi construído, utilizando-se o núcleo E-49938R da Magnetics, usando duas formas de enrolamento, com o objetivo de diminuir a dispersão. Na primeira forma enrolou-se todo o enrolamento primário e em seguida todo o enrolamento secundário. O resultado foi uma dispersão vista pelo lado do primário de $33\mu\text{H}$, o que inviabilizaria a utilização do indutor ressonante, que possui uma indutância em torno de $12\mu\text{H}$, e conseqüentemente apresentaria uma diminuição da razão cíclica efetiva. Na segunda forma enrolou-se metade do enrolamento do primário, depois enrolou-se todo o enrolamento secundário e logo em seguida a outra metade restante do primário. O resultado foi uma dispersão, vista pelo lado do primário, de $17\mu\text{H}$. Essa diminuição de dispersão possibilitou a construção do indutor ressonante, porém devido a elevação de temperatura do transformador, em torno de 80°C na potência de 3kW , não foi possível utilizá-lo. Um explicação para essa elevação é o efeito de proximidade que no projeto não é considerado.

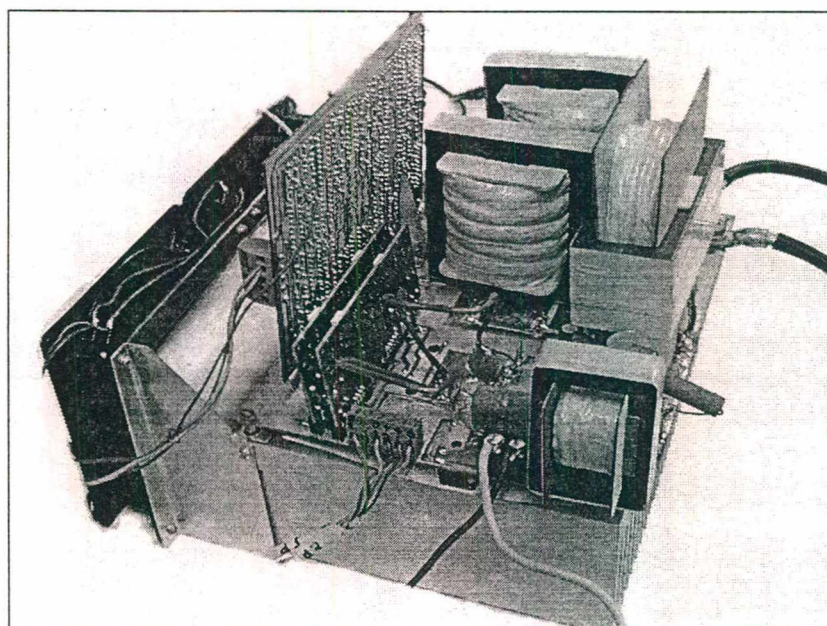


Fig. 5.33 - Conversor CC-CC – Único transformador.

A solução para o problema de elevação de temperatura, foi utilizar dois transformadores de núcleo E-48020R da Magnetics (Fig. 5.34). Os enrolamentos secundários foram conectados em série e os enrolamentos primários foram conectados em paralelo. Essa técnica permite uma melhor equalização da corrente.

O procedimento utilizado para enrolar foi o mesmo adotado no transformador da Fig. 5.33, ou seja, primeiro enrola-se metade do enrolamento primário, todo o enrolamento secundário e a outra metade o primário. No primário do transformador utilizou-se fio *Litz*, melhorando as perdas por efeito de proximidade e no enrolamento do secundário utilizou-se lâmina melhorando o fator de ocupação e também a evacuação de calor.

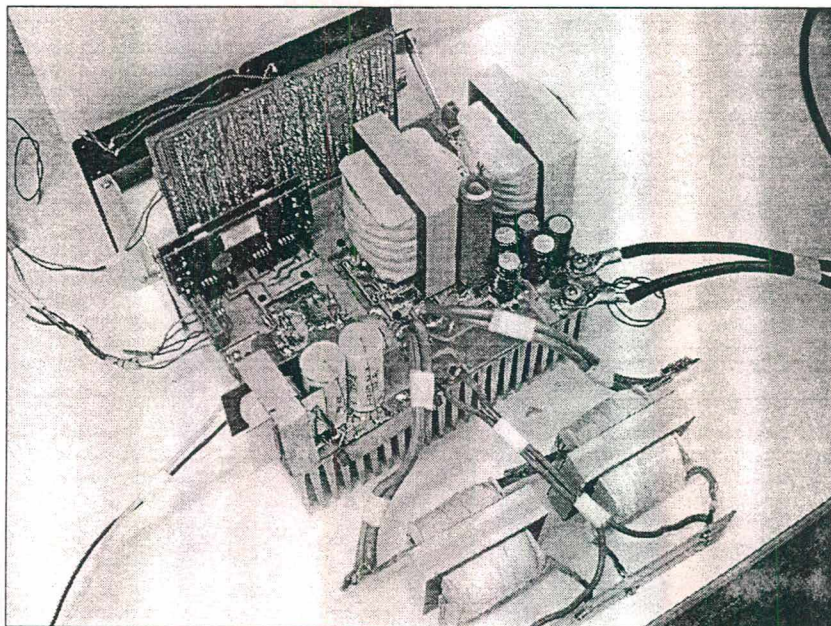


Fig. 5.34 – Conversor CC-CC – Com dois transformadores.

5.5 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o projeto da parte de potência do conversor CC-CC ponte completa, empregando grampeamento pela lado do primário e secundário e utilizando o retificador dobrador de corrente. Também foi feito o projeto da parte de controle e supervisão do conversor. Resultados de simulação e experimentais também foram apresentados.

Analisando os resultado conclui-se:

➤ O rendimento do conversor CC-CC poderá ser melhorado substituindo-se os diodos utilizados (HFA50PA60C) por outros (HFA160NJ40C) com menor queda de tensão direta e construir os indutores Lo1 e Lo2 de forma a ficarem com resistência AC e valor de indutância o mais parecido possível.

➤ Verificou-se na prática, que a grande desvantagem do retificador dobrador de corrente é com relação ao processo construtivo dos indutores L_{o1} e L_{o2} . Caso eles não forem construído o mais parecidos possíveis, aparecerá no lado do secundário uma componente CC devido a divisão desigual de corrente. Isso pode vir a saturar os magnéticos, aumentando as perdas e até mesmo danificando a UR.

➤ O funcionamento dos circuitos de controle e supervisão foi comprovado na prática e apresentaram excelentes resultados. Também foi simulado na prática, as falhas que a UR pode sofrer como: Falha CA, PC, e outras. Com esses testes, foi possível comprovar o funcionamento da parte de supervisão.

Foi feito também a conexão do estágio de entrada (Conversor CA-CC [30]) com o estágio de saída (Conversor CC-CC) apresentando os resultados esperados, ou seja, a conexão foi feita com êxito.

CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou o estudo e implementação prática de um conversor CC-CC ponte completa de 6kW e 70kHz para aplicação em telecomunicações. Este conversor, na verdade faz parte de uma unidade retificador (UR), no qual o estágio CA-CC foi implementado em [30]. Este conversor CC-CC tem como função, básica, o isolamento e a adaptação da tensão de saída o CA-CC e a carga.

No primeiro capítulo, apresentou-se uma comparação, através de um exemplo de projeto, de duas topologias: O conversor três níveis ZVS e o conversor ponte completa ZVS-PS. Para aquelas especificações estabelecidas, o conversor ponte completa ZVS apresentou melhores resultados em relação as perdas nos interruptores. O parâmetro responsável por essa vantagem é a relação de transformação do transformador. A do conversor três níveis é a metade que o do conversor ponte completa. Isso dobra a corrente eficaz nos interruptores de potência aumentando as perdas, já que para o cálculo das perdas utiliza a corrente eficaz ao quadrado.

No capítulo dois, fez-se também uma comparação entre dois retificadores: o retificar com ponto médio e o retificador dobrador de corrente com relação as perdas Joule no enrolamento secundário do transformador. O retificador dobrador de corrente foi o escolhido por apresentar 50% menos perdas Joule. No entanto, resultados práticos revelaram uma importante desvantagem do retificador dobrador de corrente. Essa desvantagem está relacionada com o processo construtivo dos indutores de saída Lo1 e Lo2. É complicado numa linha de produção fazer ajustes de modo a conseguir a igualdade dos indutores e obter a divisão por igual da corrente nos mesmos. A divisão desigual da corrente produz o aparecimento, nos indutores de saída e no secundário do transformador, uma componente CC-CC. Podendo trazer como consequência a saturação dos elementos magnéticos e, até mesmo, a destruição ao UR. Também foi apresentado dois tipos de grampeamento da tensão nos diodos retificadores de saída: grampeamento pelo primário e pelo secundário. Ambos apresentaram ótimos resultados, limitando a tensão reversa nos diodos retificadores de saída.

No capítulo três, apresentou-se um metodologia de projeto do conversor CC-CC ponte completa ZVS-PS empregando grampeamento dos diodos de saída tanto pelo lado do primário quanto pelo secundário.

No quarto capítulo foi apresentado uma metodologia de projeto para o controle e comando do conversor. Uma análise dos circuitos da parte de supervisão foram também apresentadas.

O último capítulo apresenta o projeto completo realizado para o conversor CC-CC proposto. São apresentados os componentes semicondutores e magnéticos projetados, resultados de simulação em malha fechada, resultados obtidos experimentais, concepção mecânica e lista de materiais.

O rendimento verificado revelou-se razoável, podendo o mesmo ser melhorado com a utilização de diodos retificadores de saída com menor queda de tensão direta [19]. O problema da divisão desigual da corrente nos indutores de saída pode ser melhorada com a busca de técnicas de enrolamento que garantam uniformidade na construção dos mesmos.

A utilização de interruptores de potência em paralelo também pode ser considerada para a elevação do rendimento

O objetivo de construir um conversor CC-CC isolado ponte completa ZVS-PS de 6kW, operando a 70kHz em malha fechada e com circuito de supervisão foi alcançado com êxito, apesar do problema observado no retificador dobrador de corrente com relação ao desequilíbrio de corrente entre os indutores de saída.

ANEXO A

Relação dos pinos que serão utilizados como entradas no microcontrolador:

	No do pino	D/A	Nome	Sigla	Descrição
sinais externos a UR:	6 (dreno aberto)	D	carga	$\overline{\text{CRG}}$	Sinal de carga/flutuação das baterias, em nível baixo está em situação de carga.
	33	D	desligamento	$\overline{\text{DESL}}$	Sinal de desligamento completo.
	34	D	desligamento indiv.	$\overline{\text{DIND}}$	Sinal de desligamento individual. (utilizado em situações de economia de energia)
	10	D	Reposição	$\overline{\text{REP}}$	Sinal de reposição da memória de falhas, ativo em nível baixo.
	15	D	CA anormal	$\overline{\text{CAA}}$	Sinal de anormalidade da tensão de entrada do retificador, enviado pela US, ativo em nível baixo.
	26	D	Serial	Rx	Entrada para comunicação serial RS 485.
	2	A	Temp. bateria	TBT+ e TBT-	Entrada para compensação de temperatura
Sinais internos a UR:	7	A	Tensão de entrada anormal	$\overline{\text{ACAN}}$	Falha na rede (sensor do retificador), ativo em nível baixo.
	8	A	Tensão do barramento BOOST anormal	$\overline{\text{BOOSTAN}}$, PC	Tensão do barramento do boost
	35	D	Falha nos driver's	$\overline{\text{Fault}}$	Falha nos circuitos de driver, ativo em nível baixo
	22	D	Sobre-tensão intrínseca	$\overline{\text{OV}}$	Proteção contra sobre-tensão intrínseca na saída do conversor CC-CC, ativo em nível baixo.
	3	A	Temperatura no dissipador	OH	Proteção de sobre temperatura no dissipador 80 C, com histerese de 10 °C.

23	D	Atuação do limite de corrente	$\overline{\text{LIM}}$	Sensor que indica que a limitação de corrente está atuando, ativo em nível baixo.
24	D	Falha de ventilação	$\overline{\text{FF}}$	Falha em um dos ventiladores, ativo em nível baixo.
4	A	Imagem da corrente de saída do CC-CC	IC	Lê o valor da corrente de saída do conversor CC-CC, para posteriormente enviar este valor pela comunicação serial.
27	D	Chaveamento	$\overline{\text{SWITCH}}$	Este sinal indica se o conversor CC-CC está chaveando, nesta situação está em nível baixo.
28	D	Fonte auxiliar	$\overline{\text{FAUX}}$	Sinal que indica o funcionamento correto da fonte auxiliar
29	D	Saída do compensador	$\overline{\text{ET}}$	Este sinal indica se a tensão de saída do compensador de tensão está abaixo do valor mínimo, se estiver abaixo, vai para nível alto.
5	A	Imagem da tensão de saída do CC-CC	VC	Lê o valor da tensão de saída do conversor CC-CC, para posteriormente enviar este valor pela comunicação serial.

Relação dos pinos que serão utilizados como saídas do microcontrolador:

	No do pino	D/A	Nome	Sigla	Descrição
sinais externos A UR:	19	D	UR anormal	$\overline{\text{URAN}}$	Indica falha na UR, sinaliza por LED e envia sinal para a saída.
	40	D	Falha na ventilação	$\overline{\text{FV}}$	Indica que ocorreu falha em um dos ventiladores, sinaliza por led e envia sinal para a saída.
	26	D	Serial	Tx	Transmissão serial RS485.
	9	D	UR em serviço	$\overline{\text{URN}}$	UR operando normalmente, sinaliza por led e envia sinal para a saída.

sinais internos a UR	21	D	Desliga boost	MSD	Shutdown nos ci´s 3854, ativo em nível alto.
	36	D	Relé de pré-carga	RPC	Liga relés de pré-carga, ativo em nível alto.
	37	D	Reestabelece todos os driver´s	Reset	Restabelece os drivers, ativo em nível baixo
	17	PWM	Carga	CGI	Saída PWM filtrada, após passagem por buffer servirá regulará a tensão de saída do CC-CC Modo de funcionamento carga/flutuação: - Valor da tensão para carga: ??? - Valor da tensão para flutuação: ??? - Modo temperatura: - Variação da tensão conforme a tensão de entrada do pino 2.
	38	D	Limite Potência	LPOT	No caso de falha FAN ou temperatura alta a UR não é bloqueada, apenas limita-se a potência de saída em x% da nominal. Ativa-se com 0 na saída do microcontrolador.
	39	D	Desliga CC-CC	SDC	Desliga somente o circuito do conversor CC-CC

Sinalizações:

Para este protótipo estão previstas as seguintes sinalizações, através de diodos emissores de luz:

- Sinalização de UR com defeito; led vermelho.
- Sinalização de UR em serviço, led verde.
- Sinalização de falha de ventilação, led vermelho.
- Sinalização de UR operando no limite de corrente, led amarelo.

Descrição das funções do programa do microcontrolador:

Sinal	Portas afetadas	Descrição da operação
ACAN	ACAN, RPC, MSD, SDC, URAN, URN, BOOSTAN, PC.	<p>Este sinal indica que a tensão de uma das três fases da rede de alimentação está fora da faixa de operação. (A tensão deve estar dentro da seguinte faixa: $(1,62V < VACAN < 3,67V)$).</p> <p>Após a detecção de nível baixo no sinal ACAN, o microcontrolador deve aguardar 500ms e verificar novamente este sinal, caso esteja ainda em nível baixo, deve realizar os seguintes procedimentos, na seqüência:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Levar a saída SDC para nível alto, (desligando o conversor CC-CC) • Levar a saída MSD para nível alto (desligando o retificador); • Levar a saída RPC para nível baixo; • Levar a saída URAN para nível baixo. • Levar a saída URN para nível alto. <p>Obs.:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Após a entrada ACAN voltar para nível alto, o microcontrolador deve aguardar 3 segundos para religar o sistema, na seguinte seqüência: • Testar a entrada PC • Levar a saída RPC para nível alto. • Levar a saída MSD para nível baixo. • Aguardar 3 segundos para testar BOOSTAN • Levar a saída SDC para nível baixo. • Levar a saída URAN para nível alto. • Levar a saída URN para nível baixo.

<p><u>BOOSTAN</u> , PC</p>	<p>DCAN, RPC, MSD, SDC, URAN, URN PC, RPC.</p>	<p>Este sinal indica que a tensão do barramento do conversor Boost esta fora da faixa de operação (menor do que 420 V ou maior do que 500 V), ou que os relés de pré-carga podem ser acionados (190V)</p> <p>As faixas de atuação são:</p> <ul style="list-style-type: none"> - 190 → relés de pré-carga, corresponde a 1,26 V <p>Verifica se a tensão de pré-carga dos capacitores está dentro da faixa especificada. Se estiver com nível alto deve acionar a saída RPC, fechando os relés de pré-carga. Deve levar em conta o tempo de pré-carga (1,5s).</p> <ul style="list-style-type: none"> - 420 → subtensão, corresponde a 2,8 V - 500 → sobretensão, corresponde a 3,33 V <p>Após a detecção de nível baixo no sinal BOOSTAN, o microcontrolador deve aguardar 500 ms e verificar novamente este sinal, caso esteja ainda em nível baixo, deve efetuar os seguintes procedimentos, na seqüência:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Levar a saída SDC para nível alto, (desligando o conversor CC-CC) • Levar a saída MSD para nível alto (desligando o retificador); • Levar a saída RPC para nível baixo; • Levar a saída URAN para nível baixo. • Levar a saída URN para nível alto.
--------------------------------	--	---

		<p>Obs.:</p> <ul style="list-style-type: none"> - O microcontrolador deve aguardar 3 segundos para religar o sistema, na seguinte seqüência: <ul style="list-style-type: none"> • Levar a saída RPC para nível alto. • Levar a saída MSD para nível baixo. <p>Aguardar 3 segundos e verificar o sinal BOOSTAN, se estiver normal (nível alto) deve continuar</p> <ul style="list-style-type: none"> • com a rotina de religamento. (Levar a saída SDC para nível baixo). • Levar a saída URAN para nível alto. • Levar a saída URN para nível baixo. <p>Caso contrário, o microcontrolador deve tentar religar o sistema por mais duas vezes, em caso de insucesso deve memorizar o defeito. O contador de falhas deve ser restabelecido quando o retificador for religado.</p>
<p><u>Fault</u></p>	<p>Fault, RPC, MSD, SDC, URAN, URN.</p>	<p>Caso este sinal vá para nível baixo, significa que ocorreu uma falha em um dos circuitos de driver. O microcontrolador deve realizar as seguintes tarefas:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Levar a saída SDC para nível alto, (desligando o conversor CC-CC) • Levar a saída MSD para nível alto (desligando o retificador); • Levar a saída RPC para nível baixo; • Levar a saída URAN para nível baixo. • Levar a saída URN para nível alto. <p>Obs.: Esta falha deve ser memorizada e restabelecida com o comando de REPOSIÇÃO.</p>

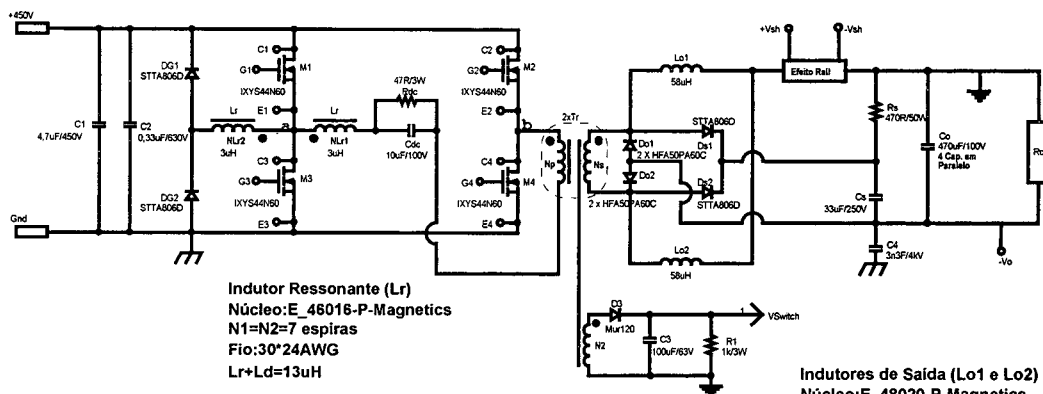
OV	OV, ET, SWITCH, RPC, MSD, SDC, URAN, URN.	<p>Quando este sinal transitar para nível baixo, pode significar que há uma sobretensão na tensão de saída do conversor CC-CC. A sobretensão somente é caracterizada se o sinal ET estiver em nível baixo e o sinal SWITCH também estiver em nível baixo.</p> <p>O microcontrolador deve efetuar as seguintes tarefas:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Após a detecção da transição do sinal OV para nível baixo o microcontrolador deve aguardar 100 ms. • Passados os 100 ms, o microcontrolador deve verificar as entradas OV, ET e SWITCH. Caso todas estejam em nível baixo a UR será desligada na seguinte seqüência: <ul style="list-style-type: none"> • Levar a saída SDC para nível alto, (desligando o conversor CC-CC) • Levar a saída MSD para nível alto (desligando o retificador); • Levar a saída RPC para nível baixo; • Levar a saída URAN para nível baixo. • Levar a saída URN para nível alto. <p>Obs.: Esta falha deve ser memorizada, e restabelecida somente com o comando de REPOSIÇÃO.</p>
----	---	--

OH	OH, RPC, MSD, SDC, URAN, URN, LPOT.	<p>Lê um valor analógico proporcional a temperatura do dissipador, sendo que 100 °C equivalem a 5 V.</p> <p>Quando a tensão neste pino atingir 4 V (80 °C) o microcontrolador deve levar a saída LPOT para nível baixo. Quando a temperatura no dissipador atingir 75 °C (3,75V) a saída LPOT pode voltar para nível alto.</p> <p>Caso a temperatura continue subindo até 85 °C (4,25 V), o microcontrolador deve desligar a UR, na seguinte seqüência:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Levar a saída SDC para nível alto, (desligando o conversor CC-CC) • Levar a saída MSD para nível alto (desligando o retificador); • Levar a saída RPC para nível baixo; • Levar a saída URAN para nível baixo. • Levar a saída URN para nível alto. <p>Obs.: Esta falha deve ser memorizada, e restabelecida somente com o comando de REPOSIÇÃO.</p>
$\overline{\text{LIM}}$	LIM	Indica que o conversor está operando com corrente limitada
$\overline{\text{FF}}$	FF, LPOT, FV, URAN.	<p>Este sinal indica que ocorreu falha em um dos ventiladores da UR, e a potência da UR deve ser limitada.</p> <p>Quando este sinal estiver em nível baixo, a saída LPOT deve ser levada para nível baixo, juntamente com as saídas URAN e FV.</p>
IC	IC	<p>Lê um valor proporcional a corrente de saída do conversor, para posterior verificação através da comunicação serial.</p> <p>Sendo que: 4 V equivalem 100 A</p>

SWITCH	SWITCH, ET, RPC, MSD, SDC, URAN, URN.	<p>Quando este sinal estiver em nível baixo, o conversor está chaveando.</p> <p>Quando este sinal for para nível alto, o microcontrolador deve verificar o sinal ET, se este estiver em nível baixo (significa que o conversor deveria estar chaveando), o microcontrolador deve realizar a rotina de desligamento da UR como segue:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Levar a saída SDC para nível alto, (desligando o conversor CC-CC) • Levar a saída MSD para nível alto (desligando o retificador); • Levar a saída RPC para nível baixo; • Levar a saída URAN para nível baixo. • Levar a saída URN para nível alto. <p>Obs.: Esta falha deve ser memorizada e restabelecida somente com o comando de REPOSIÇÃO.</p>
FAUX	FAUX, RPC, MSD, SDC, URAN, URN.	<p>Se este sinal estiver em nível baixo, significa que existe uma falha em uma das tensões da fonte auxiliar. Neste caso deve-se proceder com a rotina de desligamento.</p> <ul style="list-style-type: none"> • Levar a saída SDC para nível alto, (desligando o conversor CC-CC) • Levar a saída MSD para nível alto (desligando o retificador); • Levar a saída RPC para nível baixo; • Levar a saída URAN para nível baixo. • Levar a saída URN para nível alto. <p>Obs.: Esta falha deve ser memorizada, e restabelecida somente com o comando de REPOSIÇÃO.</p>
VC	VC	<p>Este é um sinal analógico, que indica proporcionalmente o valor da tensão de saída, pela seguinte relação: 100 V equivalem a 5 V neste pino.</p>

<u>REP</u>	REP, URAN, FV, URN	<p>Este sinal serve para restabelecer os erros armazenados na memória da UR, caso não existam mais defeitos e para testar as sinalizações.</p> <p>Quando ocorrer a detecção deste sinal (nível baixo), os led's devem piscar por 1 segundo, e depois retornar ao estado normal (teste de led's), caso não haja nenhuma falha na UR. Caso exista algum flag sinalizando defeito, este deve ser apagado e a UR deve ser religada.</p> <p>URAN → nível baixo URN → Nível alto FV → Nível baixo</p>
<u>CRG</u>	CRG, CGI	<p>Este sinal em nível baixo significa que a tensão de saída do conversor CC-CC deve estar ajustada para carregar as baterias.</p> <p>A saída CGI deve possuir o mesmo nível do sinal da entrada CRG, a não ser que haja comando pela entrada serial.</p>
<u>DESL</u>	DESL, RPC, MSD, SDC, URAN, URN.	<p>A presença de nível baixo neste sinal deve bloquear a UR por completo, seguindo a rotina de desligamento. Após este sinal retornar para nível alto, a UR pode retornar à operação normal</p>
<u>DIND</u>	DIND, RPC, MSD, SDC, URN.	<p>A presença de nível baixo neste sinal deve bloquear a UR por completo, seguindo a rotina de desligamento. Após este sinal retornar para nível alto, a UR pode retornar à operação normal</p>
<u>CAA</u>	CAA, URAN.	<ul style="list-style-type: none"> Quando este sinal é recebido, o sinal de desligamento também é recebido, por motivo de falha na tensão trifásica, detectado no sensor da US. Logo, a UR não deverá indicar URAN.

ANEXO B



OBS:

- 1- O caminho de +Vsh e -Vsh até o circuito compensador de corrente e malha de limitação de corrente deve ser o mais curto possível.
- 2- O caminho entre os Mosfet's M1 e M3, M2 e M4 deve ser o mais curto possível.
- 3- O caminho entre o braço 1 (M1 e M3), o braço 2 (M2 e M4) e tensão de entrada (Vi=450V) devem ser o mais curto possível.
- 5- Todas as referências devem ser conectadas por um plano de terra.
- 6- As referências do circuito de potência devem ter retorno separado em um ponto único.
- 7- A corrente eficaz nas Chaves (M1 a M4), indutor Lr, lado primário do trafo é 12A.
- 8- A corrente eficaz nos indutores Lo1 e Lo2 é 50A.
- 9- A corrente no lado secundário do trafo é 50A.
- 10- A corrente eficaz em Do1 e Do2 é 71A.

2° Transformadores (Tr): 1° em Paralelo e 2° em Série

Núcleo: E_48020-P-Magnetics

Primário:
Np=30 espiras
Fio: 10° LitzSecundário 1:
Ns=5 espiras
Lâmina: 2 lâminas de
4cm X 0,05cm
Secundário 2:
N2=1 espira
Fio: 1° 30AWG

Fig. B.1 - Circuito da parte de potência.

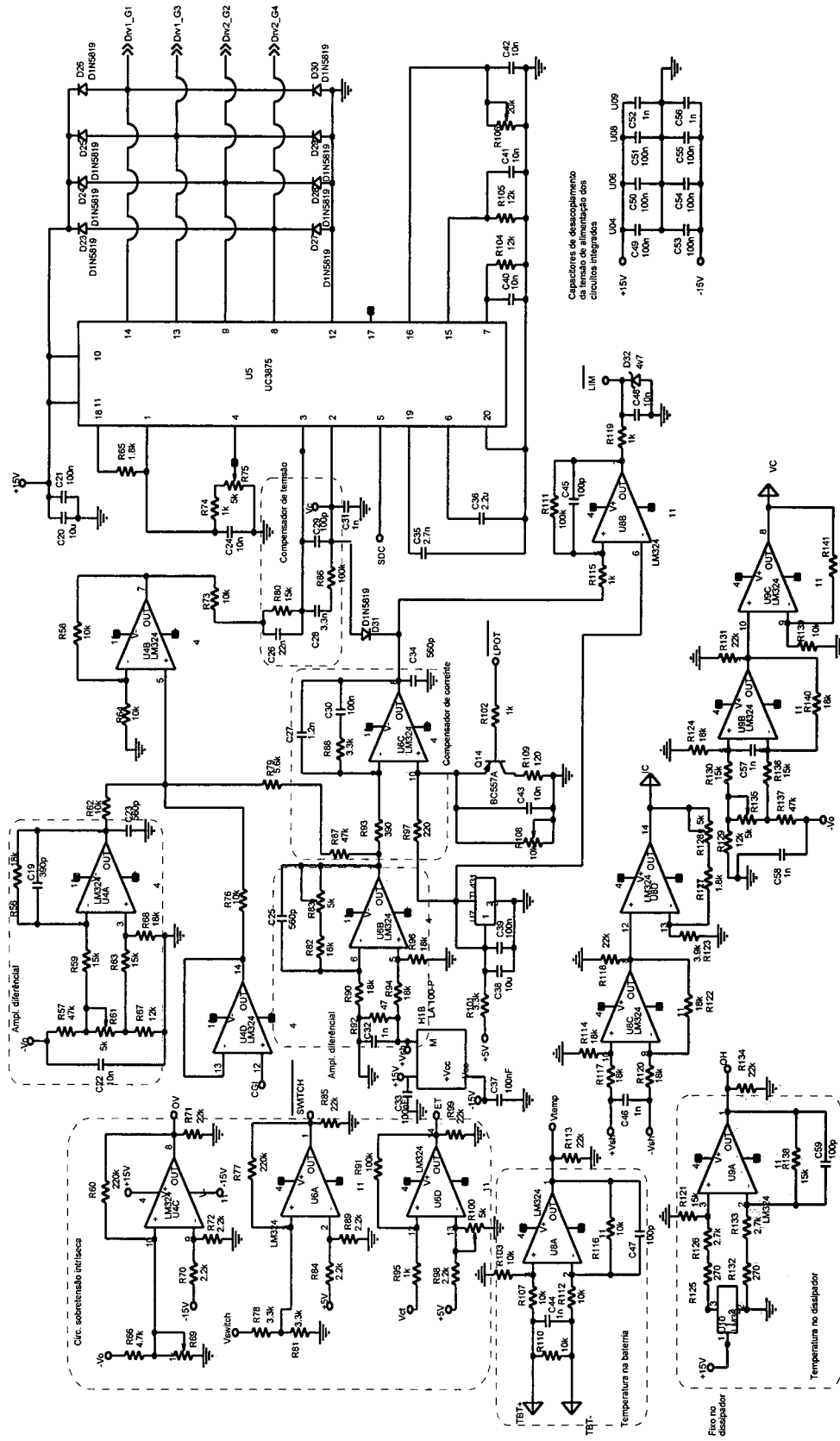


Fig. B.2 - Circuito da parte de controle e comando

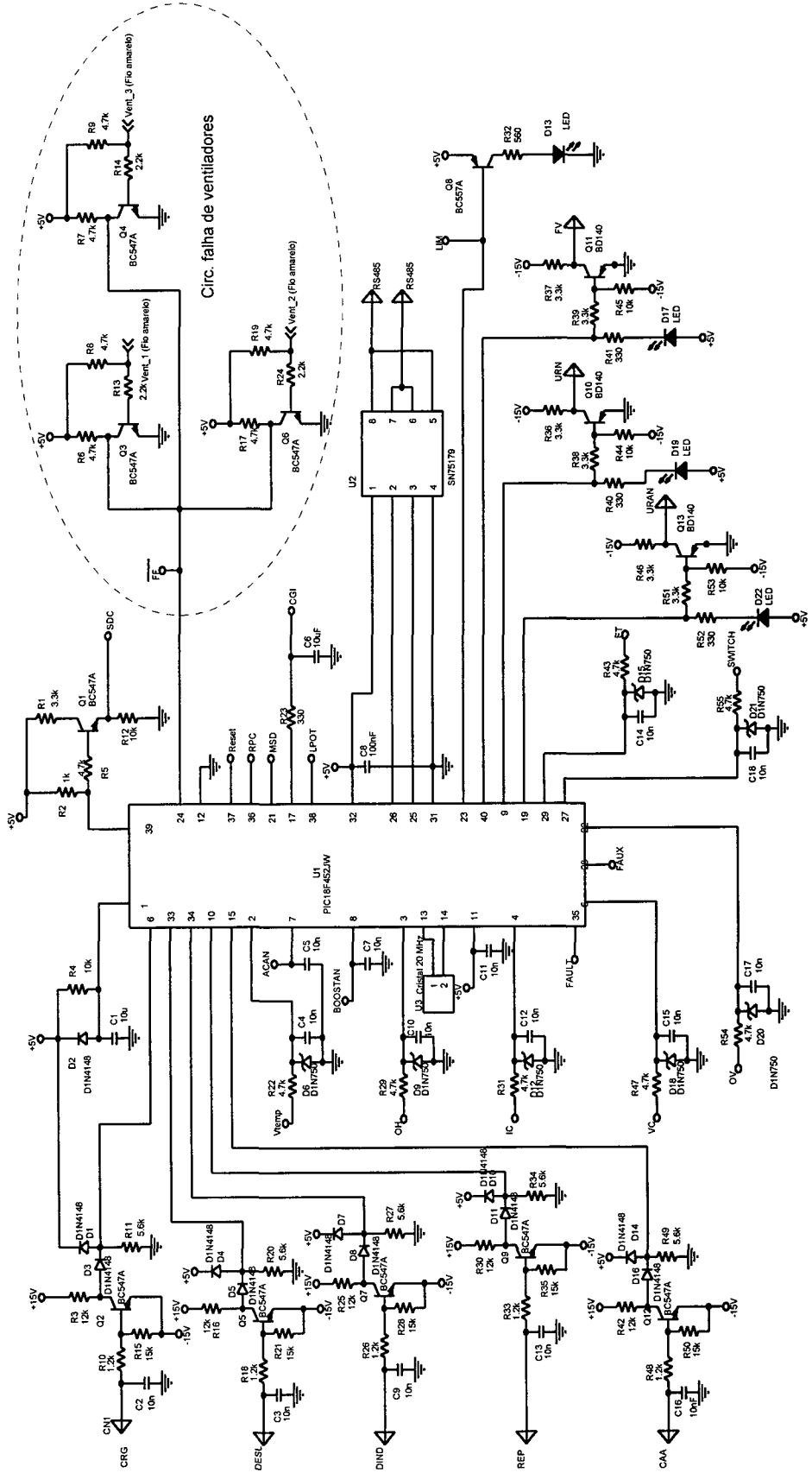


Fig. B.3 - Circuito da parte de supervisão

LISTA DE MATERIAIS:

Ítem	Quantidade	Referência	Valor
15	3	C1	10u
		C20	10u
		C38	10u
16	21	C2	10n
		C3	10n
		C4	10n
		C5	10n
		C7	10n
		C9	10n
		C10	10n
		C11	10n
		C12	10n
		C13	10n
		C14	10n
		C15	10n
		C17	10n
		C18	10n
		C22	10n
		C24	10n
C40	10n		
C41	10n		
C42	10n		
C43	10n		
C48	10n		
17	1	C6	10uF
18	3	C8	100nF
		C33	100nF
		C37	100nF
19	1	C16	10nF
20	1	C19	390p
21	9	C21	100n
		C30	100n
		C39	100n
		C49	100n
		C50	100n
		C51	100n
		C53	100n
		C54	100n
C55	100n		
22	3	C23	560p
		C25	560p
		C34	560p
		C26	22n
23	1	C27	1.2n
24	1	C28	3.3n
25	4	C29	100p
		C45	100p
		C47	100p
		C59	100p
27	8	C31	1n
		C32	1n
		C44	1n
		C46	1n
		C52	1n

		C56	1n
		C57	1n
		C58	1n
28	1	C35	2.7n
29	1	C36	2.2u
30	11	D1	D1N4148
		D2	D1N4148
		D3	D1N4148
		D4	D1N4148
		D5	D1N4148
		D7	D1N4148
		D8	D1N4148
		D10	D1N4148
		D11	D1N4148
		D14	D1N4148
		D16	D1N4148
31	7	D6	D1N750
		D9	D1N750
		D12	D1N750
		D15	D1N750
		D18	D1N750
		D20	D1N750
		D21	D1N750
32	4	D13	LED
		D17	LED
		D19	LED
		D22	LED
33	9	D23	D1N5819
		D24	D1N5819
		D25	D1N5819
		D26	D1N5819
		D27	D1N5819
		D28	D1N5819
		D29	D1N5819
		D30	D1N5819
		D31	D1N5819
34	1	D32	4v7
35	1	H1	LA 100-P
41	9	Q1	BC547A
		Q2	BC547A
		Q3	BC547A
		Q4	BC547A
		Q5	BC547A
		Q6	BC547A
		Q7	BC547A
		Q9	BC547A
		Q12	BC547A
42	2	Q14	BC557A
		Q8	BC557A
43	3	Q10	BD140
		Q11	BD140
		Q13	BD140
44	11	R1	3.3k
		R36	3.3k
		R37	3.3k
		R38	3.3k
		R39	3.3k

		R46	3.3k
		R51	3.3k
		R78	3.3k
		R81	3.3k
		R88	3.3k
		R101	3.3k
45	8	R2	1k
		R69	1K
		R74	1k
		R75	1K
		R95	1k
		R102	1k
		R115	1k
		R119	1k
46	9	R3	12k
		R16	12k
		R25	12k
		R30	12k
		R42	12k
		R67	12k
		R104	12k
		R105	12k
		R129	12k
47	17	R4	10k
		R12	10k
		R44	10k
		R45	10k
		R53	10k
		R58	10k
		R62	10k
		R64	10k
		R73	10k
		R76	10k
		R103	10k
		R107	10k
		R110	10k
		R112	10k
		R116	10k
		R139	10k
		R141	10k
48	15	R5	4.7k
		R6	4.7k
		R7	4.7k
		R8	4.7k
		R9	4.7k
		R17	4.7k
		R19	4.7k
		R22	4.7k
		R29	4.7k
		R31	4.7k
		R43	4.7k
		R47	4.7k
		R54	4.7k
		R55	4.7k
		R66	4.7k
49	5	R10	1.2k
		R18	1.2k

		R26	1.2k
		R33	1.2k
		R48	1.2k
50	6	R11	5.6k
		R20	5.6k
		R27	5.6k
		R34	5.6k
		R49	5.6k
		R79	5.6k
51	8	R13	2.2k
		R14	2.2k
		R24	2.2k
		R70	2.2k
		R72	2.2k
		R84	2.2k
		R89	2.2k
		R98	2.2k
52	12	R15	15k
		R21	15k
		R28	15k
		R35	15k
		R50	15k
		R59	15k
		R63	15k
		R80	15k
		R121	15k
		R130	15k
		R136	15k
		R138	15k
53	4	R23	330
		R40	330
		R41	330
		R52	330
54	1	R32	560
55	12	R56	18k
		R68	18k
		R82	18k
		R90	18k
		R94	18k
		R96	18k
		R114	18k
		R117	18k
		R120	18k
		R122	18k
		R124	18k
		R140	18k
56	3	R57	47k
		R87	47k
		R137	47k
57	2	R77	220k
		R60	220k
58	1	R61	5K trimpot multivoltas de ajuste vertical
59	2	R127	1.8k
		R65	1.8k
60	7	R71	22k
		R85	22k

		R99	22k
		R113	22k
		R118	22k
		R131	22k
		R134	22k
61	4	R83	5K trimpot multivoltas de ajuste vertical
		R100	5K trimpot multivoltas de ajuste vertical
		R128	5K trimpot multivoltas de ajuste vertical
		R135	5K trimpot multivoltas de ajuste vertical
62	3	R86	100k
		R91	100k
		R111	100k
63	1	R92	47
64	1	R93	390
65	1	R97	220
66	2	R108	10K trimpot multivoltas de ajuste vertical
		R106	10K trimpot multivoltas de ajuste vertical
67	1	R109	120
68	1	R123	3.9k
69	2	R125	270
		R132	270
70	2	R126	2.7k
		R133	2.7k
71	1	U1	P1C16F452JW
72	1	U2	SN75179
73	1	U3	Cristal 20 MHz
74	4	U4	LM324
		U6	LM324
		U8	LM324
		U9	LM324
75	1	U5	UC3875
76	1	U7	TL431
77	1	U10	LM35

CONCEPÇÃO MECÂNICA:

Na Fig. B.41B.4 Fig. B.5 são apresentadas uma possibilidade de montagem para o primeiro protótipo do conversor CC-CC.

Os magnéticos serão montados fora do dissipador conectando através de cabos.

Os circuitos de driver serão conectados na vertical na placa de potência próximo dos braços de comutação, de forma a minimizar as indutâncias de linha.

A placa de comando e controle também será conectada na placa de potência através de pontes de terminais formando 90° com a placa de potência. Isso facilita a remoção da mesma, caso seja necessário fazer manutenção.

As tensões de alimentação serão conectadas através de bornes.

Procurou também colocar as chaves o mais próximo possível do barramento CC de forma a minimizar o efeito de indutância de linha.

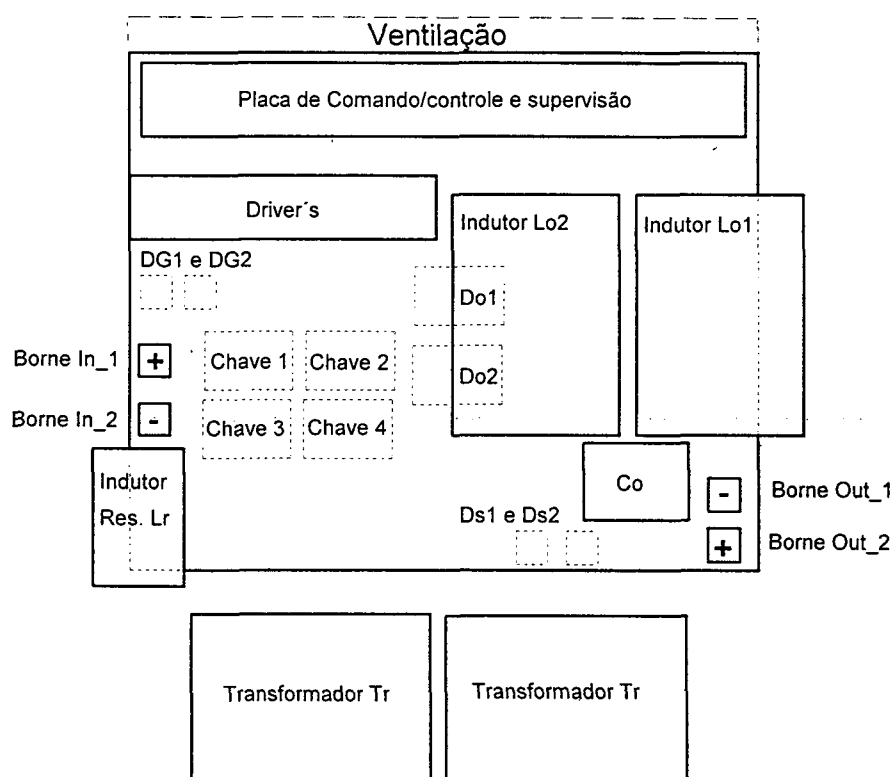


Fig. B.41 - Disposição dos componentes do conversor CC-CC.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] TELEBRÁS, **Especificações gerais de unidades retificadoras chaveadas em alta frequência**. Sistema de Documentação Telebrás (Prática telebrás SDT 240-510 ***, série engenharia de 01/10/1997.
- [2] BARBI, I ; SOUZA, Fabiana P. de. **Conversores CC-CC isolados de alta frequência com comutação suave**. Edição dos autores. Florianópolis. 1999.
- [3] BARBI, I; PINHEIRO, José Renes. "**The Three-Level ZVS-PWM DC-to-DC Converter**". IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 8, no. 4, pp. 486-492, outubro de 1993.
- [4] DESCHAMPS, Eduardo.; BARBI, I, "**Conversores CC-CC isolados de alta tensão de entrada**". Florianópolis 1999. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica – INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [5] MAGNETICS FERRITES. "**FERRITE CORES**", 1999.
- [6] IXYS DATA SHEET "**Power MOSFETs IXFH40N30**".
- [7] IR – INTERNETIONAL RECTIFIERS - DATA SHEET "**Ultrafast, Soft Recovery Diode HFA50PA60C**".
- [8] HELDWEIN, Marcelo Lobo, "**Unidade Retificadora Trifásica de Alta Potência e Alto Desempenho para Aplicação em Centrais de Telecomunicações**". Florianópolis 1999. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica – INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [9] IXYS Data Sheet "**Power MOSFETs IXFX44N60**".
- [10] BASCOPE, René P. T. **Conversores CC-CC ZVS-PWM duplo forward com acoplamento magnético**. Florianópolis, 2000. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [11] SEMIKRON **Manual Semikron 1997/98**, pág. A-47.
- [12] LOURENÇO, Elizete 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.

- [13] SOUZA, Alexandre F. de. **Retificadores monofásicos de alto fator de potência com reduzidas perdas de condução e comutação**. Florianópolis, 1998. TESE (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [14] MAGNETICS FERRITES. "**FERRITE CORES**", 1999.
- [15] IXYS DATA SHEET "**Power MOSFETs IXFH40N30**".
- [16] IR – INTERNECTION RECTIFIER - DATA SHEET "**Ultrafast, Soft Recovery Diode HFA50PA60C**".
- [17] EPCOS - Electronic Parts and Components: **PDF-Documents (Ferrites, Capacitors, etc.)** Disponível em:
http://194.221.15.99/scripts/xlnisapi.dll/publikationen/html/pdf_apass_e.htm?bereich=General. Acesso em: 22/01/2001.
- [18] IXYS Data Sheet "**Power MOSFETs IXFX44N60**".
- [19] Barbi, Ivo, "**Eletônica de Potência**". Florianópolis 1997. Edição do Autor.
- [20] C. Peng, M.Hannigan; O Seiersen. "**A New Efficient Higt Frequency Rectifier Circuit**". HFPC – June 1991 Proceedings – page 236.
- [21] REDL, Richard ; SOKAL, Natan O. ; BALOGH, Laszlo. **A novel soft-switching full-bridge DC/DC converter: Analysis, design considertations and experimental results at 1,5 kW - 100 kHz**. In: PESC'90 (21st Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Proceedings Volume 1, Jun/1990, Texas) IEEE Service Center, Piscataway, NJ, 1990. P 162-172.
- [22] BASCOPÉ, René P. Torrinco; Perin, Arnaldo José. "**O transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência**" Editora Sagra Luzzatto. Porto Alegre 1997.
- [23] NS – National Semiconductor - DATA SHEET "**Low Power Quad Operational Amplifiers LM324**", August 2000.
- [24] Unitrode - DATA SHEET "**Phase Shift Resonant Controller UC 3875**".
- [25] M – Microchip - DATA SHEET "**High-Performance Microcontrlers With 10-Bit A/D**".

- [26] GAINZINSKI, Paulo R. **Unidade retificadora de alta performance, 1500 W - 25 A, para telecomunicações**. Florianópolis, 1993. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [27] LEM - DATA SHEET. "**Sensor de Efeito Hall LA 100-TP**"
- [28] IR – INTERNECTION RECTIFIER - DATA SHEET "**Ultrafast, Soft Recovery Diode HFA120MD40C**".
- [29] APT – ADVANCED POWER TECHNOLOGY - DATA SHEET "**Ultrafast, Soft Recovery Diode 15D60K**".
- [30] BORGONOVO, Deivis, "**Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos Empregando Transformação de Park**". Florianópolis 2001. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica – INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina.