

TESE

1173

ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

Pró - Diretoria de Pesquisa e Pós - Graduação

Programa de Pós - Graduação em Engenharia Elétrica

**RECICLADOR DE POTÊNCIA BIDIRECIONAL PARA
UPS SINCRONIZADA COM A REDE OPERANDO NO
MODO DESCONTÍNUO**

Erik dos Reis Ribeiro

**Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica como requisito parcial à obtenção do
título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica**

Orientador : Prof. Carlos Augusto Ayres, Dr.

Itajubá, outubro de 2001



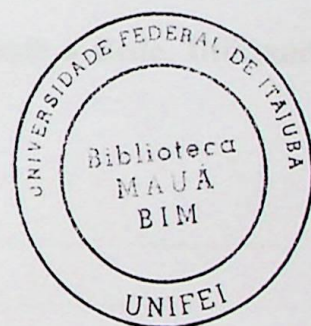
ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

Pró-Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**RECICLADOR DE POTÊNCIA BIDIRECIONAL PARA
UPS SINCRONIZADA COM A REDE OPERANDO NO
MODO DESCONTÍNUO**

Erik dos Reis Ribeiro



Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como requisito parcial à obtenção do título de **Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica**

Orientador: Prof. Carlos Augusto Ayres, Dr.

Itajubá, outubro de 2001



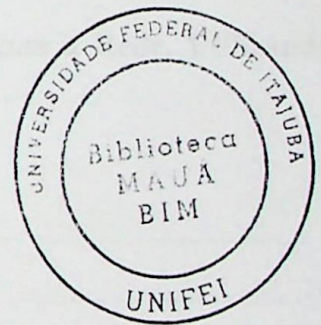
ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

Pró-Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**RECICLADOR DE POTÊNCIA BIDIRECIONAL PARA
UPS SINCRONIZADA COM A REDE OPERANDO NO
MODO DESCONTÍNUO**

Erik dos Reis Ribeiro



Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como requisito parcial à obtenção do título de **Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica**

Orientador: Prof. Carlos Augusto Ayres, Dr.

Itajubá, outubro de 2001

CLASS. 621.314(043.2)
CUTLER. R4842
TOMBO. 1173



Ex. do Sr. R. Ribeiro

Ex. do Sr. R. Ribeiro
Ex. do Sr. R. Ribeiro
Ex. do Sr. R. Ribeiro

Ex. do Sr. R. Ribeiro

Ex. do Sr. R. Ribeiro

Sumário

Simbologia	v
Resumo	ix
Abstract	x
 Capítulo 1 – Reciclagem de Potência	
1.1 – Introdução	1
1.2 – Reciclador de Potência para UPS sincronizada com a rede	2
 Capítulo 2 – Reciclador de Potência para UPS's Sincronizadas com a Rede, Utilizando Chaves Bidirecionais, Operando no Modo Descontínuo	
2.1 – Introdução	5
2.2 – Estrutura Proposta	6
2.3 – Variações Topológicas para o Reciclador de Potência Bidirecional	6
2.4 – Operação no Modo Descontínuo	10
2.5 – Princípio de Funcionamento	11
2.6 – Características de Entrada do Reciclador Buck-Boost	16
2.6.1 - Cálculo do Valor Médio da Corrente pelos Diodos D_{C1} , D_{C2} e Chaves S_{C1} , S_{C2}	16
2.6.2 - Cálculo do Valor Eficaz da Corrente pelos Diodos D_{C1} , D_{C2} e Chaves S_{C1} , S_{C2}	17
2.7 – Características de Saída do Conversor Buck-Boost	18
2.7.1 – Cálculo do Valor Médio da Corrente pelos Diodos D_1 , D_2 e Chaves S_1 , S_2	18

2.7.2 – Cálculo do Valor Eficaz da Corrente pelos Diodos D_1 , D_2 e Chaves S_1, S_2	19
2.8 – Determinação da Indutância Buck-Boost	20
2.8.1 – Cálculo da Corrente Eficaz no Indutor	21
2.9 – Filtros de Entrada e Saida	21

Capítulo 3 – Estudo e Comparação das Perdas de um Reciclador de Potência para UPS's

3.1 – Introdução	24
3.2 - Perdas Relacionadas com a Estrutura	24
3.3 – Perdas nos IGBT's	25
3.4 – Perdas nos Diodos	28
3.5 – Perda no Circuito Snubber	30
3.6 – Perda Total de um Reciclador de Potência	30
3.7 – Estimação das Perdas da Nova Estrutura Recicladora	31
3.7.1 - Perdas relacionadas com os IGBT's que trabalham em alta frequência (S_{C1}, S_{C2}).....	32
3.7.2 - Perdas relacionadas com os IGBT's que trabalham em baixa frequência (S_1, S_2).....	33
3.7.3 - Perdas relacionadas aos diodos que trabalham em alta frequência (D_{C1}, D_{C2}).....	34
3.7.4 - Perdas relacionadas aos diodos que trabalham em baixa frequência (D_1 e D_2).....	35
3.7.5 - Perdas relacionadas ao circuito “snubber”	35
3.8 - Estimação das Perdas da Estrutura Proposta em [1]	36
3.8.1 - Perdas relacionadas aos diodos do estágio retificador (D_{r1}, D_{r2}, D_{r3} e D_{r4}).....	37
3.8.2 - Perdas relacionadas com a chave do conversor (S_C)	38
3.8.3 - Perdas relacionadas com o diodo do conversor (D_C)	38
3.8.4 - Perdas relacionadas com as chaves do inversor de corrente (S_{o1}, S_{o2}, S_{o3} e S_{o4})	38

3.8.5 - Perdas relacionadas com os diodos do inversor de corrente (D_{o1} , D_{o2} , D_{o3} e D_{o4}).....	39
3.8.6 - Perdas relacionadas ao circuito “snubber”.....	39
3.9 - Análise Comparativa das Perdas das Duas Estruturas	39
Capítulo 4 – Projeto do Reciclador de Potência	43
Capítulo 5 - Simulação do Reciclador de Potência	62
Capítulo 6 - Implementação do Protótipo do Reciclador de Potência	74
6.1 – Tensão e Corrente da UPS	75
6.2 – Tensão e Corrente Entregue a Rede	75
6.3 – Corrente pelo Indutor Buck-Boost	76
6.4 – Circuito de Controle	76
6.5 – Circuito de Potência	77
6.6 – Reciclador de Potência	77
6.7 – Resultados Práticos	78
Conclusão	80
Referências Bibliográficas	82
Apêndice A – PCB desenvolvido no Tango	83

SIMBOLOGIA

α	razão de tensão
ζ	fator de amortecimento
ω_c	freqüência de corte
μ_0	permeabilidade do vácuo
μ_r	permeabilidade relativa
ΔV_{Cs}	variação de tensão em Cs durante t_r
A_e	área efetiva do núcleo [m ²]
$A_e \cdot A_w$	produto das áreas [m ⁴]
A_w	área da janela disponível para enrolamento [m ²]
B	densidade de fluxo máxima [T]
C_F	capacitor do filtro
C_{F1}	capacitor do filtro de entrada
C_{F2}	capacitor do filtro de saída
C_s	capacitor do “snubber”
D	razão cíclica
D_1	diodo de circulação de corrente do estágio de baixa freqüência para o semiciclo positivo
D_2	diodo de circulação de corrente do estágio de baixa freqüência para o semiciclo negativo
D_{C1}	diodo de circulação de corrente do estágio de alta freqüência para o semiciclo positivo
D_{C2}	diodo de circulação de corrente do estágio de alta freqüência para o semiciclo negativo
$I_{C(\text{bloq})}(\theta)$	valor instantâneo da corrente após a abertura da chave
$I_{C(\text{lig})}(\theta)$	valor instantâneo da corrente após o fechamento da chave
$I_{C(\text{médio})}$	Valor médio da corrente pela chave
$I_{in(\text{eficaz})}$	valor eficaz da corrente drenada pelo reciclador
$I_{in(\text{médio})}$	valor médio da corrente drenada pelo reciclador

$I_{L(t_s)}(\theta, t)$	corrente pelo indutor durante o tempo de carga
$I_{L C(\text{eficaz})}$	valor eficaz da corrente pelo indutor do conversor Buck-Boost
I_{LP}	corrente de pico no indutor L_c
I_{RR}	valor máximo da corrente de recuperação reversa
$I_{\text{Sin}(\text{eficaz})}$	corrente eficaz pelas chaves e diodos de entrada durante um ciclo da rede
$I_{\text{Sin}(\text{eficaz})T_s}$	corrente eficaz pelas chaves e diodos de entrada durante T_s
$I_{\text{Sin}(\text{médio})}$	corrente média pelas chaves e diodos de entrada durante um ciclo da rede
$I_{\text{Sin}(\text{médio})T_s}$	corrente média pelas chaves e diodos de entrada durante T_s
$I_{\text{So}(\text{eficaz})}$	corrente eficaz pelas chaves e diodos de saída durante um ciclo da rede
$I_{\text{So}(\text{eficaz})T_s}$	corrente eficaz pelas chaves e diodos de saída durante T_s
$I_{\text{So}(\text{médio})}$	corrente média pelas chaves e diodos de saída durante um ciclo da rede
$I_{\text{So}(\text{médio})T_s}$	corrente média pelas chaves e diodos de saída durante T_s
J	densidade de fluxo máxima [A/m^2]
K	fator de utilização da janela de enrolamento
L_c	indutância Buck-Boost
l_e	comprimento efetivo do circuito magnético
l_{esp}	comprimento médio de cada espira do carretel
L_F	indutor do filtro
L_{F1}	indutância do filtro de entrada
L_{F2}	indutância do filtro de saída
l_g	entreferro do núcleo (gap) [m]
N	número de espiras
$P_{\text{TOT}}^{\text{IGBT}}$	potência total dissipada por todos os IGBT's do reciclador
$P_{\text{TOT}}^{\text{DIODO}}$	potência total dissipada por todos os diodos do reciclador
$P_{\text{TOT}}^{\text{SNUBBER}}$	potência total dissipada por todos os snubber's do reciclador
P_{BLOQ}	potência média total dissipada no bloqueio da chave
P_{CCOND}	potência média total dissipada durante o tempo de condução direta da chave
$P_{D1, D2}$	potência total dissipada pelos diodos que operam em baixa frequência
P_{DC}	potência dissipada pelo diodo "free-whelling" do conversor
$P_{DC1, DC2}$	potência total dissipada pelos diodos que operam em alta frequência
P_{DCOND}	potência média total dissipada durante o tempo de condução direta do diodo

P_{DIODO}	potência total média dissipada por um diodo
$P_{\text{Do1,Do2,Do3,Do4}}$	potência total dissipada pelos diodos do estágio de inversão da corrente
$P_{\text{Dr1,Dr2,Dr3,Dr4}}$	potência total dissipada pelos diodos do estágio de retificação
P_{IGBT}	potência média total dissipada por um IGBT
P_{in}	potência que se deseja drenar da UPS
P_{LIG}	potência média total dissipada no ligamento da chave
P_{o}	potência devolvida a rede
P_{REC}	potência total dissipada pelo reciclador de potência
P_{REC1}	potência total dissipada pela estrutura proposta em [1]
P_{RECB}	potência total dissipada pela estrutura recicladora bidirecional
P_{RR}	potência média total dissipada durante a recuperação reversa do diodo
P_{Rs}	potência do resistor do circuito snubber
P_{s}	potência dissipada pelo circuito snubber
$P_{\text{S1,S2}}$	potência total dissipada pelas chaves que operam em baixa frequência
P_{SC}	potência dissipada pela chave do conversor
$P_{\text{SC1,SC2}}$	potência total dissipada pelas chaves que operam em alta frequência
$P_{\text{So1,So2,So3,So4}}$	potência total dissipada pelas chaves do estágio de inversão da corrente
R_{0as}	resistência térmica entre dissipador e ambiente
R_{0es}	resistência térmica entre cápsula e dissipador
R_{0jc}	resistência térmica entre junção e cápsula
R_{eq}	resistência equivalente do conversor aos terminais do capacitor de filtro
R_{s}	resistência do “snubber”
S_1	chave do estágio de baixa frequência para o semiciclo negativo
S_2	chave do estágio de baixa frequência para o semiciclo positivo
$SC1$	chave do estágio de alta frequência para o semiciclo positivo
$SC2$	chave do estágio de alta frequência para o semiciclo negativo
T_{a}	temperatura ambiente
t_{B}	tempo de bloqueio
t_{COND}	tempo de condução da chave ou diodo
t_{d}	tempo de descida (descarga do indutor)
t_{F}	“fall time”

T_j	temperatura máxima permitida para a junção
t_m	tempo morto
t_{swoff}	tempo de comutação total no bloqueio
t_{swon}	tempo de comutação na entrada em condução
t_{onmin}	tempo mínimo de condução da chave
T_s	período de chaveamento em alta frequência (do conversor)
t_s	tempo de subida (carga do indutor)
$V_{CCE(bloq)}(\theta)$	valor instantâneo da tensão de bloqueio após a abertura da chave
$V_{CCE(lig)}(\theta)$	valor instantâneo da tensão de bloqueio antes do fechamento da chave
$V_{CE(sat)}$	valor da tensão de saturação do IGBT
$V_{D(bloq)}(\theta)$	tensão reversa no diodo no momento do bloqueio
V_F	barreira de potencial do diodo
V_{in}	tensão de entrada para correção do fator de potência
V_{ip}	valor de pico da tensão da UPS
$V_{L(t_s)}(\theta)$	tensão nos terminais do indutor durante o tempo de carga
V_{op}	valor de pico da tensão da rede
$V_{redc}(\theta)$	tensão da rede
$V_{ups}(\theta)$	tensão da UPS
f_s	frequência de chaveamento do conversor

Resumo

Este trabalho propõe uma nova estrutura de reciclador de potência para UPS's sincronizadas com a rede elétrica.

O reciclador de potência substitui o tradicional banco de resistências tradicionalmente utilizado nos testes de "burn-in", drenando uma corrente senoidal com baixa TDH da rede e devolvendo a maior parte dessa corrente para a rede. Dessa forma, o teste pode ser realizado com grande economia de energia se comparado ao teste de "burn-in" realizado com cargas resistivas.

Este reciclador de potência baseia-se em uma família de conversores eletrônicos usando chaves bidirecionais operando no modo de condução descontínua. Neste modo de operação, a malha de corrente não é necessária, pois as correntes de entrada e saída senoidais são naturalmente impostas. Além disso, a estrutura proposta apresenta uma redução no número de chaves que resulta em uma redução de custo e no aumento do rendimento comparando-se com outra proposta semelhante existente na literatura.

Foi feito um estudo detalhado das perdas de potência na estrutura proposta assim como em uma proposta semelhante para comparação dos resultados. A topologia buck-boost usando IGBT's foi empregada nas duas situações.

A análise teórica foi verificada por simulação e um protótipo foi implementado em laboratório. Os resultados práticos confirmaram o desempenho previsto e o aumento do rendimento do reciclador de potência. Outro fato importante que deve ser enfatizado é o aspecto ecológico deste equipamento em função do uso otimizado dos recursos energéticos disponíveis.

Abstract

This work proposes a new structure of a power recycler for synchronized UPS's.

The power recycler replaces the traditional resistive load bank in burn-in tests, draining a sinusoidal current with low THD from the UPS to simulate the load and returning the most to the utility grid. So the test can be accomplished with great energy savings if compared to the traditional burn-in test with resistive load.

This power recycler is based in a family of electronic converters using bi-directional switches operating in the discontinuous conduction mode. In DCM, the current loop is not necessary because the sinusoidal input and output currents are naturally imposed. Besides, the proposed structure presents a reduction in the number of switches that results in a reduction of cost and an increase of efficiency if compared with a similar proposal in literature.

A detailed study of the power losses is done in the proposed structure as well in a similar proposal to compare the results. The buck-boost topology using IGBT's was used in both situations.

The theoretical analysis was verified by simulation and a laboratory prototype was implemented. The practical results have confirmed the predicted performance and the efficiency increase of the proposed power recycler. Another very important fact that should be emphasized is the ecological aspect of this equipment in terms of the optimized use of the available energy resources.

Capítulo 1

Reciclagem de Potência

1.1 – Introdução

Devido à escassez dos recursos energéticos nos dias de hoje, a busca pela otimização do seu uso tornou-se uma preocupação ainda maior. De fato, o aumento do consumo da energia elétrica no mundo trouxe grandes implicações econômicas e ambientais. Uma utilização correta da energia por parte do consumidor, representa um melhor aproveitamento dos recursos disponíveis, assim como gera uma economia representativa, quando consideramos uma empresa que utiliza esses recursos em grande escala.

Um bom exemplo do desperdício é a quantidade de energia desperdiçada pelas indústrias de fontes de alimentação, baterias e UPS's ("Uninterruptible Power Supply", também conhecidas como "No-break") quando realizam testes de "burn-in". Este teste é realizado pelo fabricante a fim de se detectar possíveis falhas no equipamento produzido. Durante este teste, as fontes são submetidas a uma condição de 50% a 100% de sua carga nominal (normalmente 80%) e o tempo de duração do teste em cada equipamento consome geralmente de 24 a 72 horas. Utilizando como carga um banco de resistências para esse tipo de teste, pode-se facilmente observar a grande quantidade de energia desperdiçada na forma de energia térmica dissipada nas resistências (Fig. 1.1).

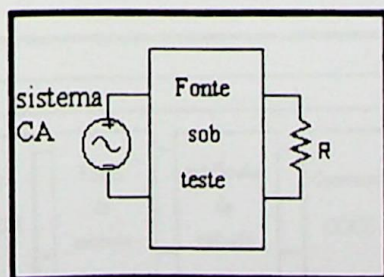


Fig. 1.1 – Teste de "burn-in" convencional

Com o objetivo de diminuir o consumo de energia nos testes de “burn-in”, surgiu o conceito de reciclagem de potência ou reciclagem de energia. O reciclador de potência é basicamente composto por conversores e filtros que garantem o efeito resistivo necessário nos testes de funcionalidade, além de devolver grande parte (quase toda, salvo suas perdas) dessa energia para a sua fonte geradora, conforme mostra a Fig. 1.2.

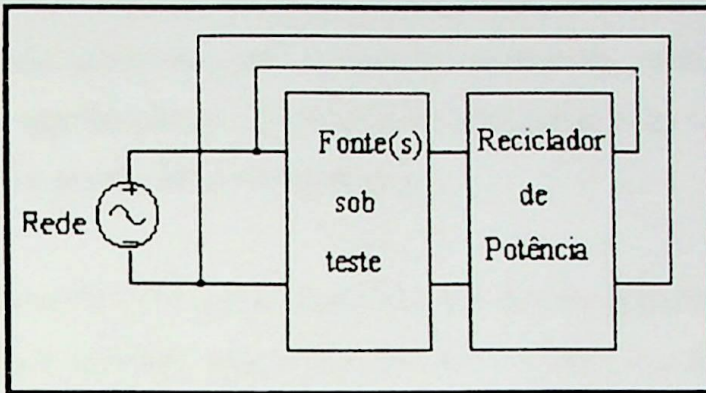


Fig.1.2 – Teste de “burn-in” empregando o reciclador de potência

É interessante ressaltar que neste caso, o teste é realizado com um consumo mínimo de energia, barateando de forma significativa o teste e, com isso, o custo de produção.

1.2 – Reciclador de Potência para UPS's Sincronizadas com a Rede

No caso específico de uma UPS, o reciclador drena uma corrente senoidal, caracterizando o banco de resistências do teste de “burn-in” e retorna para a rede uma onda de corrente também senoidal, com um alto fator de potência. Em [1], tem-se uma proposta existente na literatura. O diagrama em blocos dessa estrutura está mostrado na Fig. 1.3.

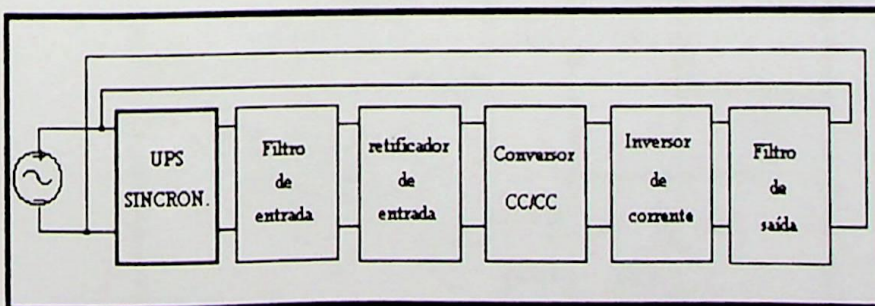


Fig. 1.3 – Diagrama em blocos da estrutura proposta em [1]

A estrutura consiste em um filtro de entrada responsável pela eliminação das harmônicas de alta frequência, seguido de um retificador que fornece em sua saída uma onda pulsada de 120 Hz. No próximo estágio, tem-se a atuação de um conversor CC/CC que garante uma onda também pulsada em sua saída. O conversor impõe a forma de onda da corrente com o mesmo formato e fase da tensão de entrada do conversor. O inversor de corrente converte a onda de corrente de 120Hz pulsada para 60Hz senoidal. Finalmente tem-se uma filtragem adicional para a onda de corrente de saída, procurando eliminar os harmônicos de alta frequência, decorrentes do chaveamento do conversor CC/CC, a fim de que se melhore a taxa de distorção harmônica.

O conversor CC/CC pode operar em dois modos distintos: contínuo e descontínuo, sendo o contínuo indicado para potências mais elevadas, e o descontínuo para potências menores (abaixo de 1kW).

No modo contínuo, a corrente que flui pelo indutor do conversor não chega a zerar, ou seja, o indutor não se descarrega completamente até a próxima ordem de condução da chave. Ao contrário, no modo descontínuo o indutor descarrega completamente a corrente armazenada, chegando até a ficar um tempo com a corrente zerada (tempo morto), antes da chave ser ligada novamente. Essas definições serão vistas mais detalhadamente no próximo capítulo.

Este trabalho se concentra no estudo do modo descontínuo. A Fig. 1.4 mostra a estrutura genérica para o reciclador proposto em [1].

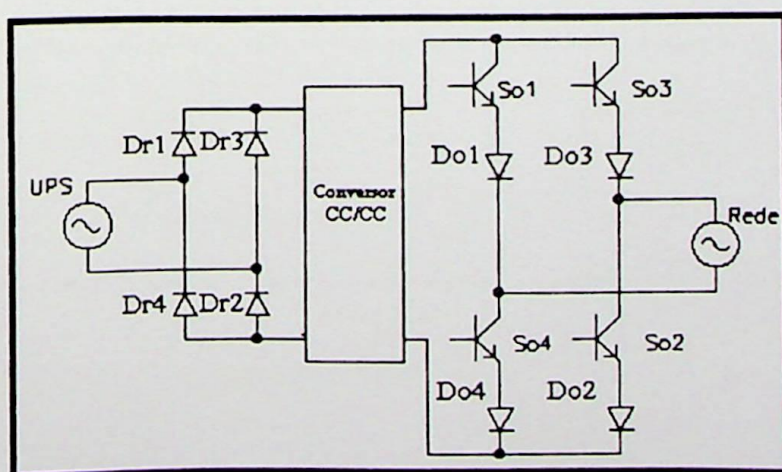


Fig. 1.4 – Estrutura genérica para o reciclador proposto em [1]

Como se pode observar, essa estrutura utiliza 14 semicondutores. O objetivo deste trabalho é propor uma estrutura bidirecional operando no modo descontínuo, que forneça resultados semelhantes ao desta estrutura, com uma redução no número de semicondutores (de 14 para 8), acarretando uma considerável redução nas perdas do conversor e, conseqüentemente, no custo do reciclador. No capítulo 2, é feita a descrição da estrutura proposta e do seu funcionamento no modo descontínuo. No capítulo 3, é feita a análise do rendimento da estrutura, mostrando que a redução do número de chaves reduz as perdas no reciclador. O capítulo 4 traz o projeto de um reciclador de potência bidirecional Buck-Boost. O capítulo 5 mostra os resultados de simulação da nova topologia, utilizando o software PSPICE, com base no projeto feito anteriormente. O capítulo 6 apresenta os resultados obtidos com um protótipo montado em laboratório, comprovando o desempenho esperado da estrutura no aspecto de funcionamento e rendimento.

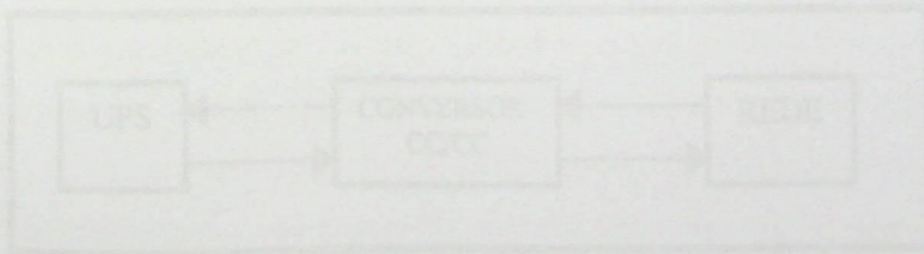


Fig. 2.1 – Conversor Bidirecional

Capítulo 2

Recicladores de Potência para UPS's Utilizando Chaves Bidirecionais, Operando no Modo Descontínuo.

2.1 - Introdução

Um reciclador de potência tem a função de simular a carga em testes de “burn-in” de fontes de alimentação, substituindo as cargas resistivas, com a vantagem de realizar o teste com um consumo reduzido de energia.

Este capítulo apresenta a estrutura proposta de um reciclador de potência para UPS's (Uninterruptible Power Supplies) ou “No-break”. Este reciclador utiliza chaves bidirecionais, opera no modo descontínuo e trabalha com UPS's sincronizadas com a rede. Este sistema recicla a energia de uma UPS, drenando uma corrente senoidal e devolvendo grande parte desta energia para a rede, com fator de potência quase unitário. A topologia utilizada depende da relação de tensão que se deseja entre a entrada e a saída.

O objetivo de se utilizar chaves bidirecionais é diminuir o número de semicondutores utilizados na topologia proposta em [1], para o reciclador de potência. Para que isto ocorra é necessário que exista uma chave bidirecional no conversor, de modo que este trabalhe nos dois semiciclos, positivo e negativo (Fig. 2.1).

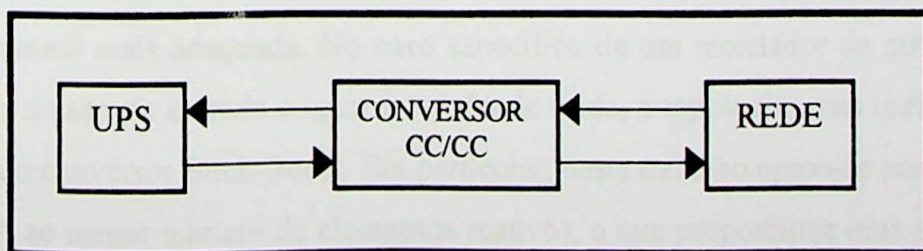


Fig. 2.1 – Conversor bidirecional

2.2 – Estrutura proposta

O diagrama em blocos da nova estrutura proposta está mostrado na Fig.2.2. Comparando-se esta estrutura com [1], vê-se que o conversor CC/CC bidirecional substitui o retificador de entrada, o conversor CC/CC e o inversor de corrente (Fig. 1.4).

Os filtros são responsáveis pela eliminação dos harmônicos de alta frequência, ocasionados pelo chaveamento, tanto na entrada quanto na saída.

Considerando-se as topologias básicas dos conversores CC/CC, pode-se obter uma família de recicladores, conforme será visto a seguir.

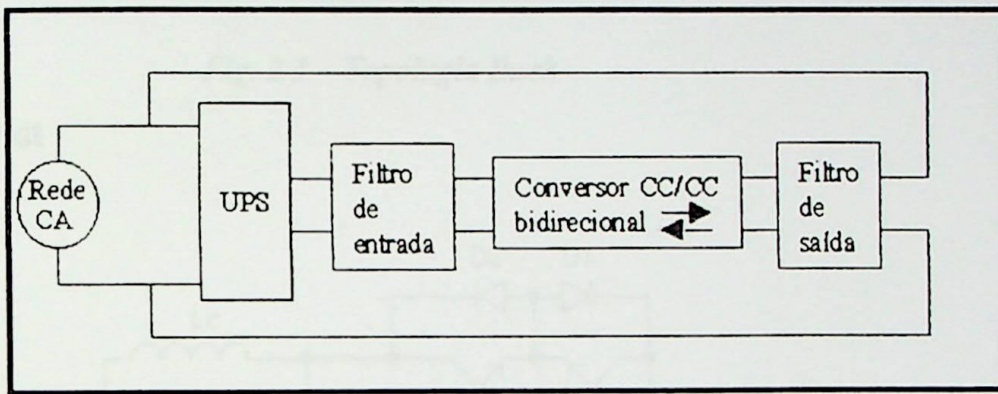


Fig. 2.2 – Diagrama em blocos da nova estrutura

2.3 – Variações topológicas para o reciclador de potência bidirecional

A seguir são mostradas seis variações topológicas para os recicladores, utilizando os seis conversores básicos existentes na literatura (Fig. 2.3 a 2.8). Em função das características de entrada e saída necessárias (tensão da UPS e da rede), é escolhida a topologia do reciclador bidirecional mais adequada. No caso específico de um reciclador de potência para UPS's, onde a tensão de entrada é igual à tensão de saída, a topologia mais indicada é aquela que utiliza o conversor Buck-Boost. Em particular, neste trabalho optou-se por essa configuração devido ao menor número de elementos reativos, o que proporciona uma maior simplicidade do equipamento. No caso em que a tensão de saída é maior que a tensão de entrada, a topologia Boost pode ser experimentada. Se a tensão de saída for menor que a tensão de entrada, a topologia Buck é a mais indicada.

a) Buck

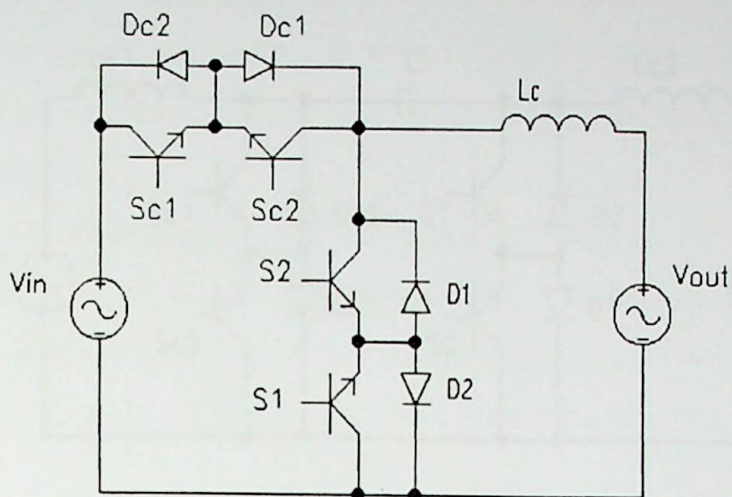


Fig. 2.3 – Topologia Buck

b) Boost

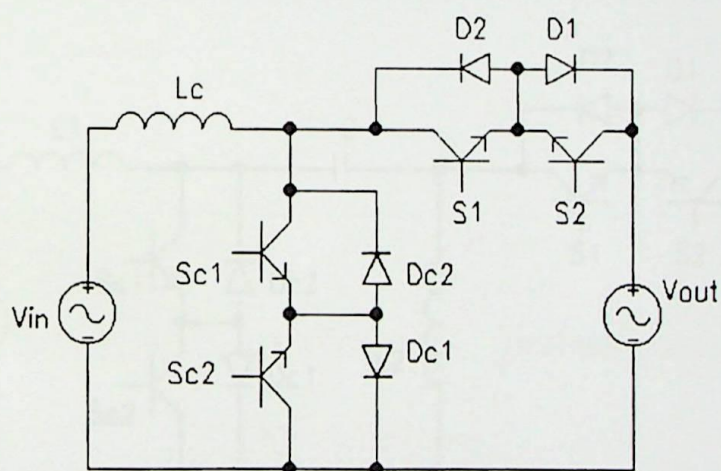


Fig. 2.4 – Topologia Boost

c) Buck-Boost

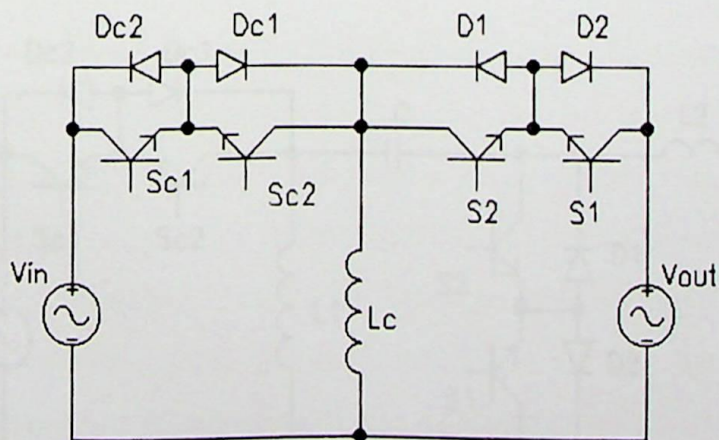


Fig. 2.5 – Topologia Buck-Boost

d) Cuk

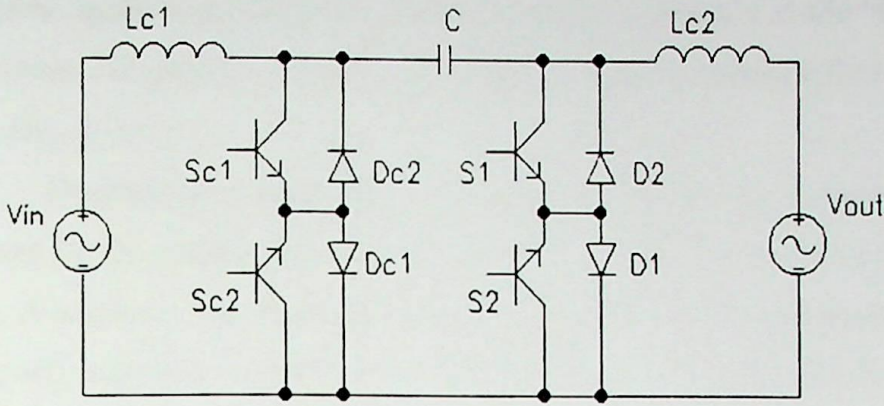


Fig. 2.6 – Topologia Cuk

e) Sepic

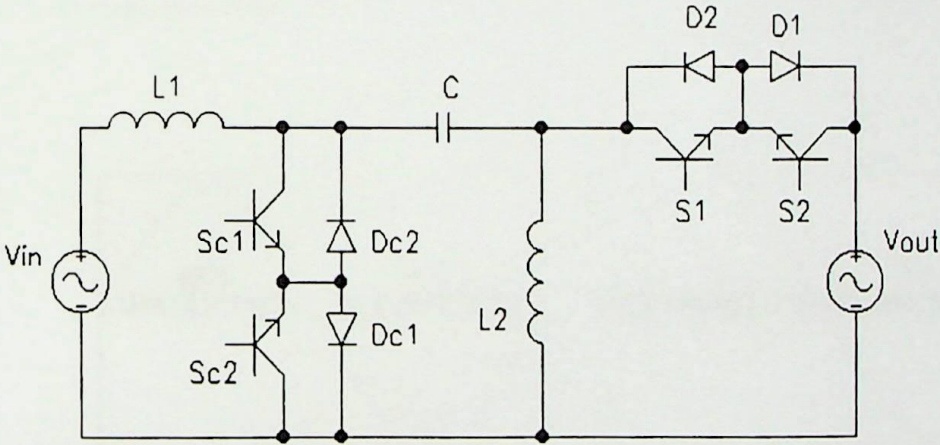


Fig. 2.7 – Topologia Sepic

f) Zeta

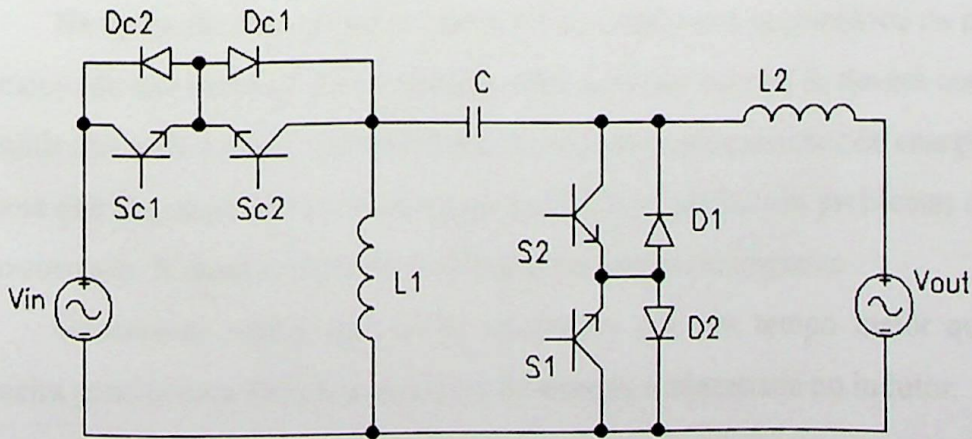


Fig. 2.8 – Topologia Zeta

Para qualquer topologia, quando a tensão de entrada (UPS) for positiva, temos atuando as chaves S_{C1} , D_{C1} , S_1 e D_1 . S_{C1} e D_{C1} são comutados em alta frequência, enquanto que S_1 é mantida ligada neste intervalo e tem a função de habilitar o diodo “free-wheeling” D_1 neste semiciclo. No semiciclo negativo da tensão de entrada, atuam de forma semelhante às chaves S_{C2} , D_{C2} , S_2 e D_2 .

Observando a estrutura proposta em [1] da Fig. 1.4, no semiciclo positivo atuam as chaves D_1 , D_2 , a chave do conversor CC/CC, o diodo do conversor CC/CC, S_{O1} , D_{O1} , S_{O2} e D_{O2} . À primeira vista conclui-se que, em função do menor número de chaves existente nesta proposta, as perdas de condução e chaveamento são menores, proporcionando um rendimento maior.

Para o correto funcionamento do conversor, é necessário que o circuito de controle (acionamento das chaves) opere de modo a não permitir a condução de duas chaves simultaneamente (S_{C1} e S_{C2} ou S_1 e S_2) conforme mostra a Fig. 2.9. Isto é feito desabilitando-se todas as chaves próximas ao cruzamento por zero da senóide, garantindo um comando mais seguro (tempo morto).

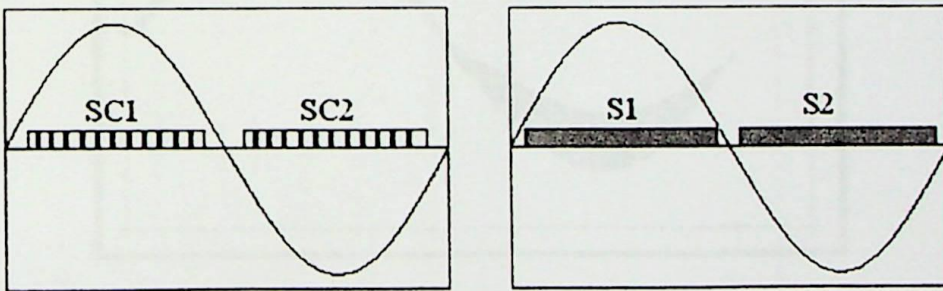


Fig. 2.9 – Sinais de controle para as chaves do conversor

Na operação descontínua, é importante observar a necessidade da plena descarga do elemento de armazenamento de energia. Para que isto ocorra, S_1 deverá conduzir de modo a permitir que toda a energia armazenada no elemento armazenador de energia se descarregue, depois que S_{C1} corta. Desta maneira, garante-se que não haverá problemas de sobretensão no chaveamento. A mesma filosofia é utilizada no semiciclo negativo.

Observa-se, então, que S_1/S_2 conduzem por um tempo maior que S_{C1}/S_{C2} . Desta maneira garante-se a completa descarga da energia armazenada no indutor.

2.4 – Operação no modo descontinuo

Um conversor CC/CC pode operar de dois modos distintos: contínuo e descontinuo. No modo contínuo, a ordem de condução das chaves S_{C1}/S_{C2} é dada antes mesmo da corrente pelo indutor cair a zero (Fig. 2.10). No modo descontinuo, a corrente atinge o zero. Para que isto ocorra é necessário que a chave fique aberta um tempo suficiente, a fim de que o indutor se descarregue completamente (Fig. 2.11).

A vantagem de se operar no modo contínuo é o reduzido pico de corrente nas chaves, se comparado com o modo descontinuo, para uma mesma potência. Para se conseguir o mesmo valor médio operando no modo descontinuo, é necessário que os picos de corrente sejam aproximadamente o dobro dos picos no modo contínuo.

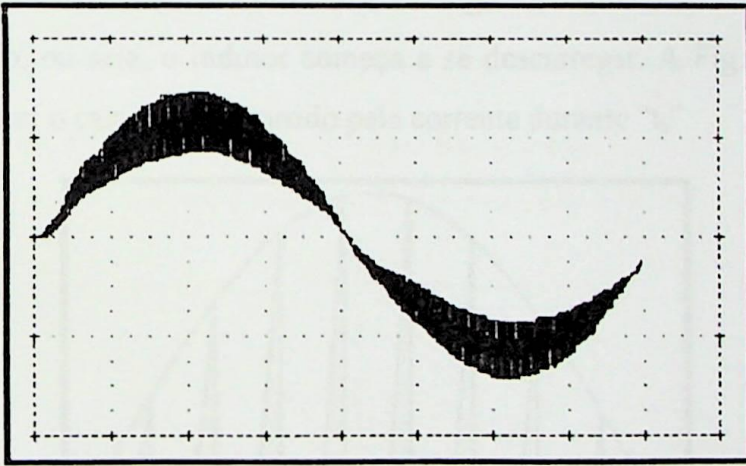


Fig. 2.10 – Corrente pelo indutor no modo contínuo

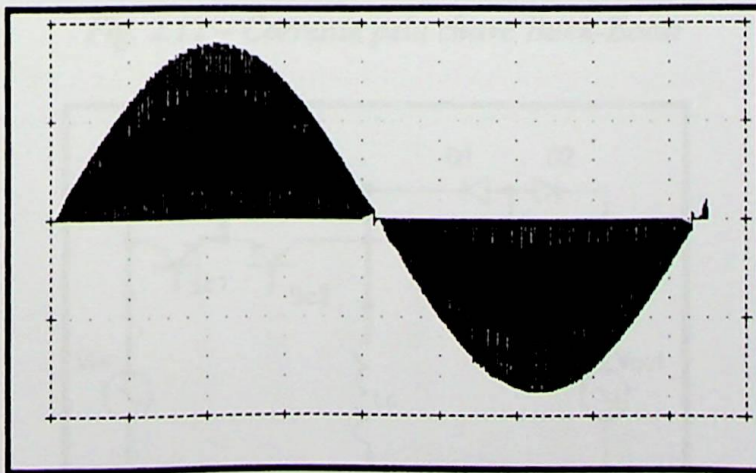


Fig. 2.11 – Corrente pelo indutor no modo descontinuo

Conforme já foi citado anteriormente, o reciclador de potência para UPS simula uma carga resistiva. Esta simulação é possível devido à imposição de uma corrente senoidal no conversor. Esta imposição de corrente torna-se simples na operação no modo descontínuo conforme será visto posteriormente. Já no modo contínuo esta imposição se torna mais complicada devido à necessidade de uma malha de controle de corrente para tal.

2.5 – Princípio de funcionamento

Para a análise do funcionamento do reciclador bidirecional no modo descontínuo, escolheu-se a topologia utilizando o conversor Buck-Boost da Fig. 2.5.

Quando a chave Buck-Boost (S_{C1} ou S_{C2} , depende do semiciclo) é ligada durante “ t_s ”, a corrente pela chave cresce a partir de zero e é aproximadamente linear, possibilitando o armazenamento de energia no indutor. O valor de pico da corrente pela chave acompanha o formato senoidal da UPS, conforme mostra a Fig. 2.12. Quando a chave abre, a corrente por esta cai à zero, ou seja, o indutor começa a se descarregar. A Fig. 2.13 mostra o circuito equivalente com o caminho percorrido pela corrente durante “ t_s ”.

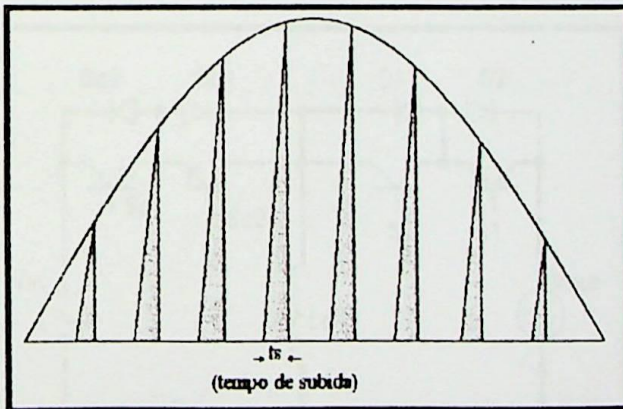


Fig. 2.12 – Corrente pela chave Buck-Boost

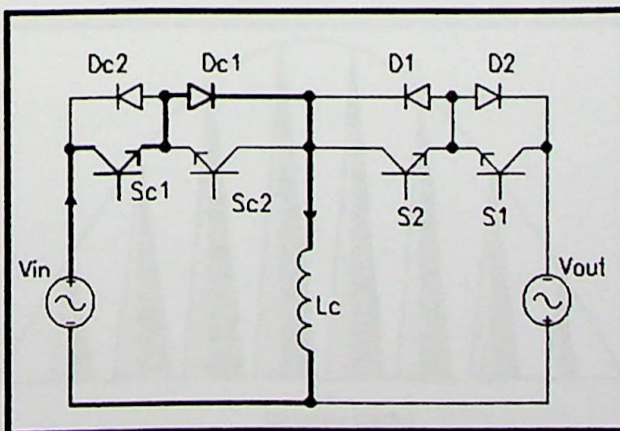


Fig. 2.13 – Circuito equivalente do conversor durante “ t_s ”

Após a abertura da chave, a energia armazenada pelo indutor se descarrega através do diodo Buck-Boost (D_1 ou D_2 , depende do semiciclo) durante " t_d ", sendo devolvida para a rede conforme mostra a Fig. 2.14. A Fig. 2.15 mostra o circuito equivalente com o caminho percorrido pela corrente. Quando a corrente pelo indutor cai a zero, nenhuma chave está ativa e não há transferência de energia para o mesmo. O intervalo que a corrente no indutor permanece zerada foi chamado de tempo morto, " t_m ", mostrado na Fig. 2.16. A forma de onda da corrente pelo indutor é a combinação das correntes que circulam pela chave e diodo Buck-Boost, conforme mostra a Fig. 2.16.

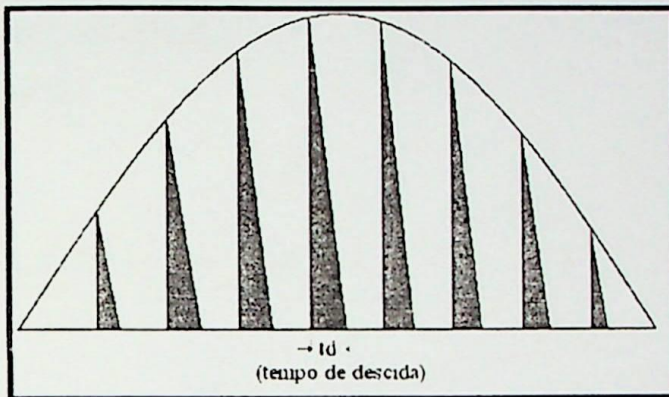


Fig. 2.14 – Corrente pelo diodo Buck-Boost

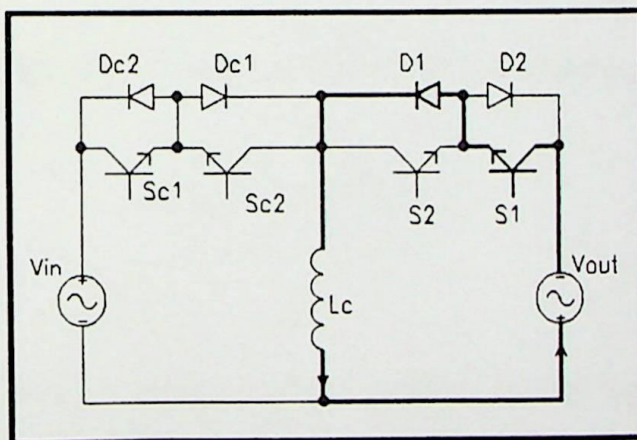


Fig. 2.15 – Circuito equivalente do conversor durante " t_d "

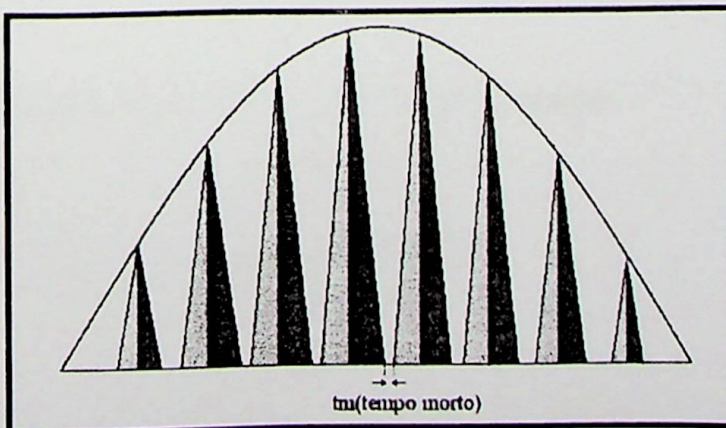


Fig. 2.16 – Corrente pelo indutor Buck-Boost

Conforme pode ser observado, o período total de chaveamento é dado pela soma dos tempos de subida, descida e pelo tempo morto. O tempo morto ocorre no ponto em que o indutor descarregou toda a sua energia até o momento da nova ordem de condução da chave.

$$T_s = t_s + t_d + t_m \quad (2.1)$$

Onde:

T_s : período de chaveamento em alta frequência

t_s : tempo de subida (carga do indutor)

t_d : tempo de descida (descarga do indutor)

t_m : tempo morto

A tensão da UPS pode ser dada como:

$$V_{ups}(\theta) = V_{ip} \text{sen}(\theta) \quad (2.2)$$

Onde: $\theta = \omega t$ e $\omega = 2\pi f$

Estando a UPS sincronizada com a rede, pode-se definir a tensão da rede como:

$$V_{rede}(\theta) = V_{op} \text{sen}(\theta) \quad (2.3)$$

Análise durante t_s

Durante o tempo de carga do indutor, a tensão nos seus terminais é dada por:

$$V_{L(t_s)}(\theta) = V_{ups}(\theta) = V_{ip} \text{sen}(\theta) \quad (2.4)$$

Admitindo que $V_{ip} \text{sen}(\theta)$ não varia durante t_s , tem-se:

$$I_{L(t_s)}(\theta, t) = \frac{V_{ip} \text{sen}(\theta) \cdot t}{L_c} \quad (2.5)$$

Onde:

$V_{L(ts)}(\theta)$ = tensão nos terminais do indutor durante o tempo de carga;

V_{ip} = valor de pico da tensão da UPS;

$I_{L(ts)}(\theta, t)$ = corrente pelo indutor durante o tempo de carga.

Análise durante t_d

Durante o tempo de descarga do indutor, a tensão em seus terminais é dada por:

$$V_{L(td)}(\theta) = V_{\text{rede}}(\theta) = V_{op} \text{sen}(\theta) \quad . \quad (2.6)$$

Admitindo que $V_{op} \text{sen}(\theta)$ não varia durante t_d , tem-se:

$$I_{L(td)}(\theta, t) = \frac{V_{ip} \text{sen}(\theta) \cdot t_s}{L_c} - \frac{V_{op} \text{sen}(\theta) \cdot t}{L_c} \quad . \quad (2.7)$$

Para $t = t_d$, $I_{L(td)}(\theta) = 0$

Assim,

$$\frac{V_{ip} \text{sen}(\theta) \cdot t_s}{L_c} = \frac{V_{op} \text{sen}(\theta) \cdot t_d}{L_c} \quad . \quad (2.8)$$

Para garantir o funcionamento do reciclador de potência no modo descontínuo, a seguinte relação deve ser obedecida:

$$t_s + t_d \leq T_s \quad . \quad (2.9)$$

Ou seja, para se garantir o funcionamento do reciclador no modo descontínuo, o tempo morto deverá ser igual ou maior que zero.

Pode-se, então, definir uma razão de tensão entre a entrada e a saída do reciclador utilizando a equação 2.8:

$$\frac{V_{ip}}{V_{op}} = \frac{t_d}{t_s} = \alpha \quad (2.10)$$

Definindo a razão cíclica "D" como sendo uma razão entre o tempo de carga do indutor (t_s) e o período de chaveamento do conversor (T_s), tem-se:

$$D = \frac{t_s}{T_s} \quad (2.11)$$

Manipulando as equações (2.9), (2.10) e (2.11) obtém-se a seguinte relação:

$$D \leq \frac{1}{\alpha + 1} \quad (2.12)$$

Onde:

D: razão cíclica

α : razão de tensão

A razão cíclica máxima ocorre para $t_m = 0$ (tempo morto nulo)

O gráfico da Fig. 2.17 mostra a curva da razão cíclica máxima em função da razão de tensão, bem como a área de operação no modo descontínuo (hachurada).

De posse da razão de tensão do reciclador, escolhe-se a razão cíclica de trabalho dentro da área hachurada.

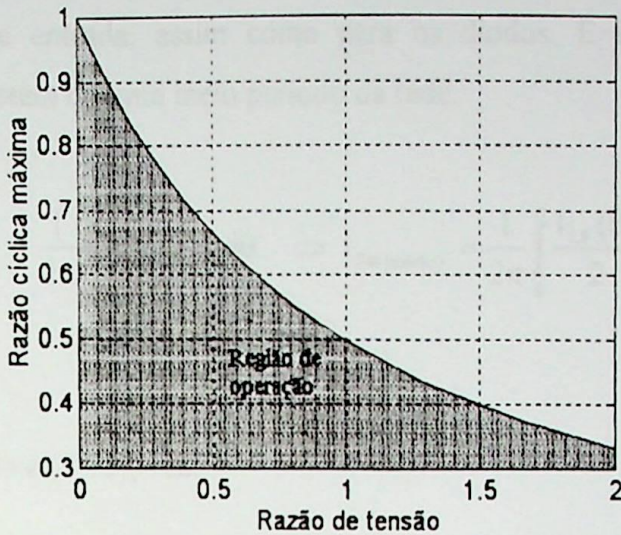


Fig. 2.17 – Curva da razão cíclica em função da razão de tensão

2.6 - Características de entrada do reciclador Buck-Boost

2.6.1 - Cálculo do valor médio da corrente pelos diodos D_{C1} , D_{C2} e chaves S_{C1} , S_{C2} .

A Fig. 2.12 mostra a forma de onda da corrente pelos diodos D_{C1} e D_{C2} . Conforme se pode notar, elas possuem o mesmo formato da corrente que circula pelas chaves S_{C1} e S_{C2} , resultando no mesmo valor médio (considerando que a relação de tensão é unitária, ou seja, a tensão de entrada do reciclador é igual à tensão da rede).

O valor médio da corrente durante um período de chaveamento T_s é dado por:

$$I_{\text{Sin(médio)}T_s} = \frac{I_{LP}(\theta)}{2} \cdot D \quad (2.13)$$

Para

$$I_{LP}(\theta) = \frac{V_{ip} \cdot \text{sen}(\theta) \cdot t_s}{L_C} \quad (2.14)$$

Onde:

$I_{LP}(\theta)$: valor de pico da corrente no indutor durante o tempo de carga

Integrando-se este valor durante um período da rede, tem-se o valor médio da corrente pelas chaves de entrada, assim como para os diodos. É importante observar que estas correntes só existem durante meio período da rede:

$$I_{\text{Sin(médio)}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{\text{Sin(médio)}T_s} d\theta \Rightarrow I_{\text{Sin(médio)}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{I_{LP}(\theta)}{2} \cdot D \cdot d\theta \quad (2.15)$$

De (2.14) e (2.15), vem:

$$I_{\text{Sin(médio)}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_{ip} \text{sen}(\theta) \cdot t_s \cdot D}{2 \cdot L_c} d\theta \quad (2.16)$$

Desenvolvendo esta integral, obtém-se o valor médio da corrente pelas chaves (S_{C1} , S_{C2}) e diodos (D_{C1} , D_{C2}) de entrada:

$$I_{\text{Sin(médio)}} = \frac{\sqrt{2} V_{ups} \cdot D^2}{2\pi \cdot f_s \cdot L_c} \quad (2.17)$$

Onde:

$I_{\text{Sin(médio)}T_s}$: corrente média pelas chaves e diodos de entrada durante T_s

$I_{\text{Sin(médio)}}$: corrente média pelas chaves de entrada durante um ciclo da rede

2.6.2 – Cálculo do valor eficaz da corrente pelos diodos D_{C1} , D_{C2} e chaves S_{C1} , S_{C2} .

O valor eficaz da corrente também foi calculado uma vez que, caso a chave empregada seja Mosfet, suas perdas são determinadas através deste valor. Durante um período de chaveamento T_s , a corrente eficaz é dada por:

$$I_{\text{Sin(eficaz)}T_s} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_s} \left(\frac{I_{LP}(\theta) \cdot t}{t_s} \right)^2 dt} = I_{LP}(\theta) \cdot \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (2.18)$$

Onde:

$$I_{LP}(\theta) = \frac{V_{ip} \cdot \text{sen}(\theta) \cdot D}{f_s \cdot L_C} \quad (2.19)$$

O valor eficaz da corrente para as chaves e diodos de entrada o período completo é:

$$I_{\text{Sin(eficaz)}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left(I_{\text{Sin(eficaz)}T_s} \right)^2 d\theta} \quad (2.20)$$

Resultando em:

$$I_{\text{Sin(eficaz)}} = \frac{V_{ups}}{f_s \cdot L_C} \sqrt{\frac{D^3}{6}} \quad (2.21)$$

Onde:

$I_{\text{Sin(eficaz)}T_s}$: corrente eficaz pelas chaves e diodos de entrada durante T_s

$I_{\text{Sin(eficaz)}}$: corrente eficaz pelas chaves de entrada durante um ciclo da rede

$$V_{ip} = \sqrt{2} V_{ups}$$

2.7 – Características de saída do conversor Buck-Boost

2.7.1 – Cálculo do valor médio da corrente pelos diodos D_1 , D_2 e chaves S_1 , S_2 .

A Fig. 2.14 mostra a forma de onda da corrente pelos diodos D_1 , D_2 e chaves S_1 , S_2 . O valor médio da corrente de saída durante um período de chaveamento T_s é dado por:

$$I_{So(m\u00e9dio)T_s} = \frac{I_{LP}(\theta)}{2} \cdot \frac{t_d}{T_s} = \frac{I_{LP}(\theta)}{2} \cdot D \cdot \alpha \quad (2.22)$$

Integrando-se este valor durante um ciclo da rede, tem-se o valor m\u00e9dio da corrente pelas chaves S_1/S_2 e diodos D_1/D_2 de sa\u00edda:

$$I_{So(m\u00e9dio)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{I_{LP}(\theta)}{2} \cdot D \cdot \alpha \cdot d\theta \quad (2.23)$$

Desenvolvendo a integral a partir de (2.19), tem-se o valor m\u00e9dio da corrente de sa\u00edda:

$$I_{So(m\u00e9dio)} = \frac{\sqrt{2} V_{ups} \cdot D^2 \cdot \alpha}{2\pi \cdot f_s \cdot L_C} \quad (2.24)$$

Substituindo V_{ups} , de acordo com (2.10), tem-se:

$$I_{So(m\u00e9dio)} = \frac{\sqrt{2} V_{redec} \cdot D^2 \cdot \alpha^2}{2\pi \cdot f_s \cdot L_C} \quad (2.25)$$

2.7.2 – C\u00e1lculo do valor eficaz da corrente pelos diodos D_1 , D_2 e chaves S_1 , S_2 .

Da mesma maneira como foi feito para a corrente de entrada, faz-se para a corrente de sa\u00edda. Logo:

$$I_{So(eficaz)T_s} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_d} \left(-\frac{I_{LP}(\theta) \cdot t}{t_d} + I_{LP}(\theta) \right)^2 dt} = I_{LP}(\theta) \cdot \sqrt{\frac{\alpha D}{3}} \quad (2.26)$$

Logo:

$$I_{So(eficaz)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left(I_{So(eficaz)T_s} \right)^2 d\theta} \quad (2.27)$$

Resultando em:

$$I_{So(\text{eficaz})} = \frac{V_{ups}}{f_s \cdot L_c} \sqrt{\frac{\alpha \cdot D^3}{6}} = \frac{V_{rede}}{f_s \cdot L_c} \sqrt{\frac{\alpha^3 \cdot D^3}{6}} \quad (2.28)$$

2.8 – Determinação da indutância Buck-Boost

A indutância Buck-Boost é determinada a partir da potência que se deseja reciclar, ou seja, drenar da UPS para a rede. Para um caso ideal, a potência de saída é igual à potência de entrada.

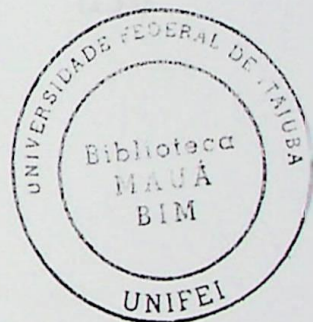
$$P_{in} = V_{ups} \cdot I_{in(\text{eficaz})} \quad (2.29)$$

$$I_{in(\text{eficaz})} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{in(\text{médio})} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot 2 I_{Sin(\text{médio})} \quad (2.30)$$

Onde:

$I_{in(\text{eficaz})}$: valor eficaz da corrente drenada da UPS em meio ciclo

$I_{in(\text{médio})}$: valor médio da corrente drenada da UPS em meio ciclo



De (2.17), (2.29) e (2.30) deduz-se que:

$$L_c = \frac{V_{ups}^2 \cdot D^2}{2 \cdot P_{in} \cdot f_s} \quad (2.31)$$

Onde:

P_{in} : potência que se deseja drenar da UPS

Como se pode observar, a potência entregue à saída varia com o quadrado da razão cíclica (D). Isto significa uma grande diferença no valor da potência drenada quando ocorre

uma pequena variação na razão cíclica. Por este motivo é de fundamental importância uma precisão no ajuste do chaveamento do reciclador, a fim de que se obtenha resultados precisos para a potência drenada.

2.8.1 – Cálculo da corrente eficaz no indutor

O valor da corrente eficaz pela indutância pode ser determinado através das componentes de entrada e saída que compõem a onda de corrente no indutor:

$$I_{LC(\text{eficaz})} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{I_{\text{Sin}}^2(\text{eficaz}) + I_{\text{So}}^2(\text{eficaz})} \quad (2.32)$$

De posse das equações (2.21) e (2.28) e desenvolvendo a expressão (2.32), chega-se à expressão do valor eficaz da corrente pelo indutor:

$$I_{LC(\text{eficaz})} = \frac{V_{\text{ups}}}{f_s \cdot L_C} \sqrt{\frac{D^3(\alpha + 1)}{3}} \quad (2.33)$$

2.9 – Filtros de entrada e saída

A fim de que se tenha um fator de potência próximo do unitário, é necessária a atuação de um filtro LC na onda de corrente, tanto na entrada quanto na saída. De acordo com a topologia sugerida em [2], as harmônicas de alta frequência são filtradas, tornando possível um alto fator de potência na entrada e na saída do conversor. O filtro também é usado para minimizar problemas de EMI conduzida para a rede e EMI irradiado no ambiente. A configuração sugerida é simples e nem por isso menos eficiente.

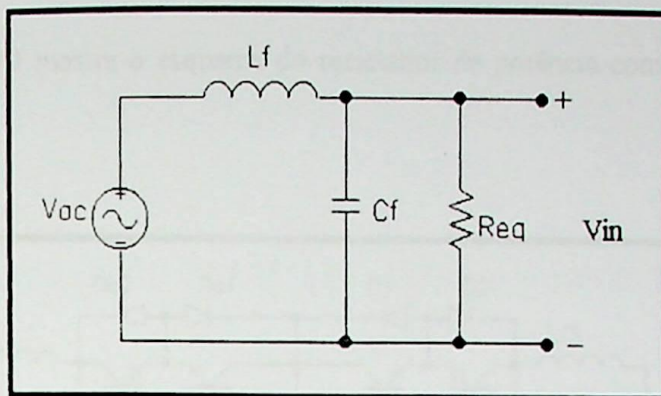


Fig. 2.18 – Filtro LC do conversor

Para o circuito da Fig. 2.18 tem-se:

$$\zeta = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot R_{eq} \cdot C_f} \quad \therefore \omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (2.34)$$

ζ : fator de amortecimento

ω_n : frequência de corte

R_{eq} : resistência equivalente do conversor aos terminais do capacitor de filtro

V_{in} : tensão de entrada

Como metodologia de projeto do filtro LC [2], deve-se observar os seguintes pontos:

- A frequência de corte do filtro LC deve estar situada pelo menos uma década abaixo da frequência de chaveamento mínima, a fim de se atenuar todas as componentes de alta frequência;
- A frequência de corte deve ser pelo menos 50 vezes maior que a frequência da rede, a fim de se evitar deslocamento de fase entre a tensão e corrente de entrada;
- Escolher $\zeta > 0.7$ para evitar oscilações em altas frequências e deslocamento de fase em baixas frequências.

A Fig. 2.19 mostra o esquema do reciclador de potência com os filtros de entrada e saída.

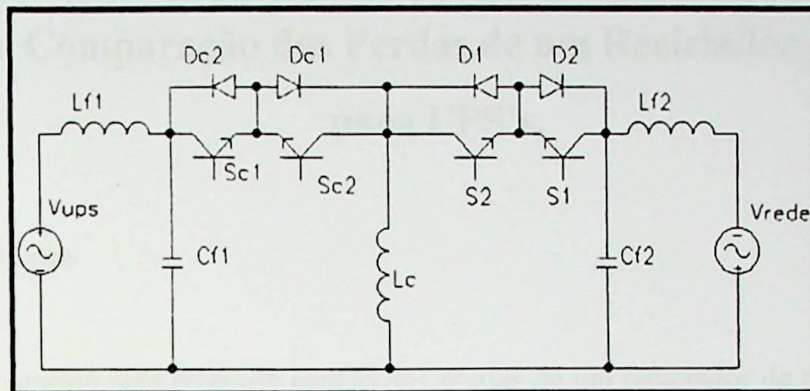


Fig. 2.19 – Esquema completo do conversor Buck-Boost com filtro

Capítulo 3

Estudo e Comparação das Perdas de um Reciclador de Potência para UPS's.

3.1 – Introdução

Neste capítulo será feito um estudo das perdas de um reciclador de potência para UPS's operando no modo descontinuo (topologia Buck-Boost), sincronizado com a rede. Estas perdas concentram-se basicamente nos semicondutores que trabalham como chave (IGBT's' e diodos), embora também existam perdas nos elementos reativos de filtragem e do conversor. Têm-se então, perdas de condução, chaveamento ou comutação decorrente das características dos semicondutores utilizados. Como será visto mais adiante, as perdas de ligamento e desligamento tornam-se mais significativas quando se opera em alta frequência. Para o caso de operação em baixas frequências, a parcela mais significativa de perda de energia num semicondutor está ligada à condução. Também será feita uma comparação entre a nova topologia (bidirecional) e a proposta em [1] com relação às perdas de energia em cada reciclador.

3.2 – Perdas Relacionadas com a Estrutura

A análise a seguir leva em consideração que as chaves utilizadas no reciclador são IGBT's. Deste modo, as perdas neste dispositivo semicondutor de potência podem ser:

- Perdas durante a condução direta. Esta perda está relacionada com o produto da corrente média de circulação pelo semicondutor com a queda de tensão direta nos terminais do componente. Essa é a principal fonte de perdas em operações de baixa frequência;
- Perdas associadas à corrente de fuga no estado de bloqueio;
- Perdas ocorridas no circuito de disparo das chaves como resultado da entrada de energia junto com o sinal para gatilho;

- Perdas devido ao chaveamento, ou seja, perdas devido ao ligamento e desligamento da chave. Estas perdas de energia podem tornar-se significativas quando se opera em alta frequência.

De acordo com o descrito, pode-se dizer que, para um IGBT em questão, a potência média perdida é dada por:

$$P_{IGBT} = P_{CCOND} + P_{BLOQ} + P_{LIG} \quad (3.1)$$

Onde:

P_{IGBT} : potência total média dissipada por um IGBT

P_{CCOND} : potência média total dissipada durante o tempo de condução direta da chave

P_{BLOQ} : potência média total dissipada no bloqueio da chave

P_{LIG} : potência média total dissipada no ligamento da chave

Para um diodo, esta potência é:

$$P_{DIODO} = P_{DCOND} + P_{RR} \quad (3.2)$$

Onde:

P_{DIODO} : potência total média dissipada por um diodo

P_{DCOND} : potência média total dissipada durante o tempo de condução direta do diodo

P_{RR} : potência média total dissipada durante a recuperação reversa do diodo

3.3) Perdas nos IGBT's

Para a estimação das perdas relacionadas à estrutura recicladora, utilizou-se as formas de onda idealizadas, proposta em [3], conforme veremos a seguir:

a) Potência média dissipada na entrada em condução do IGBT (P_{LIG})

A forma de onda típica da corrente de coletor (I_c) e tensão coletor-emissor (V_{ce}), idealizada durante a entrada em condução está mostrada na Fig. 3.1.

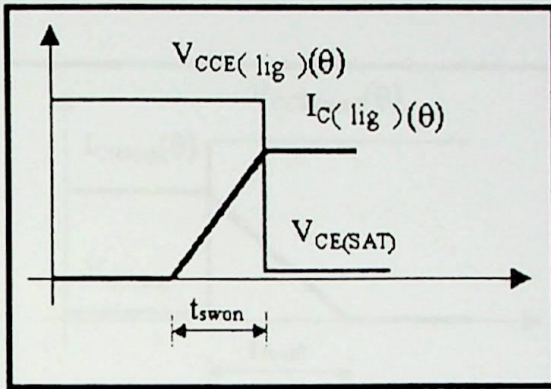


Fig. 3.1 – Forma de onda típica durante a comutação na entrada em condução

Onde:

$V_{CCE(lig)}(\theta)$: valor instantâneo da tensão de bloqueio antes do fechamento da chave [V]

$I_{C(lig)}(\theta)$: valor instantâneo da corrente após o fechamento da chave [A]

t_{swon} : tempo de comutação na entrada em condução [s]

Onde: $\theta = \omega t$ [rad] e $\omega = 2\pi f$ [rad/s]

f : frequência da rede [Hz]

A potência média total dissipada na entrada em condução é dada por:

$$P_{LIG} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta} \frac{t_{swon}}{T_s} \cdot V_{CCE(lig)}(\theta) \cdot \frac{I_{C(lig)}(\theta)}{2} \cdot d\theta \quad (3.3)$$

Onde:

T_s : período de chaveamento

b) Potência média dissipada no bloqueio (P_{BLOQ})

A forma de onda típica de corrente de coletor (I_c) e tensão coletor-emissor (V_{ce}) durante o bloqueio está mostrada na Fig. 3.2.

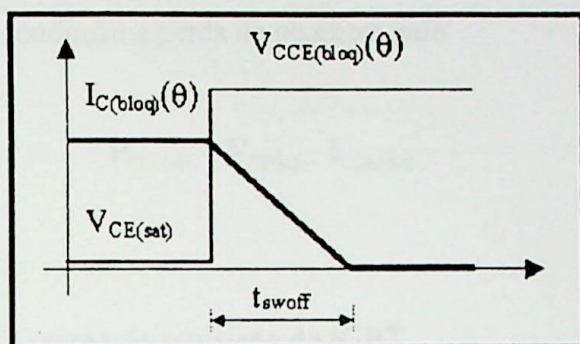


Fig. 3.2 – Forma de onda típica durante a comutação no bloqueio

Onde:

$V_{\text{CCE(bloq)}}(\theta)$: valor instantâneo da tensão de bloqueio após a abertura da chave

$I_{\text{C(bloq)}}(\theta)$: valor instantâneo da corrente após a abertura da chave

t_{swoff} : tempo de comutação total no bloqueio

A potência média total dissipada no bloqueio é dada por:

$$P_{\text{BLOQ}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta} \frac{t_{\text{swoff}}}{T_s} \cdot V_{\text{CCE(bloq)}}(\theta) \cdot \frac{I_{\text{C(bloq)}}(\theta)}{2} \cdot d\theta \quad (3.4)$$

É importante observar que tanto o tempo de comutação na entrada em condução (t_{swon}) quanto o tempo de comutação total no bloqueio (t_{swoff}) são dados fornecidos pelo fabricante do IGBT. O tempo de comutação total no bloqueio é um dado que já inclui o tempo de duração da corrente de cauda do IGBT.

A energia dissipada no bloqueio é constituída de duas parcelas: a energia dissipada desde o instante do bloqueio até o início da corrente de cauda e a energia correspondente à corrente de cauda propriamente dita.

c) Potência média dissipada em regime de condução (P_{CCOND})

Em regime de condução a perda de potência vale:

$$P_{CCOND} = V_{CE(sat)} \cdot I_{C(médio)} \quad (3.5)$$

Onde:

$V_{CE(sat)}$: valor da tensão de saturação do IGBT

$I_{C(médio)}$: Valor médio da corrente pela chave

3.4) Perdas nos Diodos

As perdas relacionadas com os diodos podem ser:

- Perdas referentes à condução;
- Perdas referentes à comutação durante o bloqueio, causado pela recuperação reversa;
- As perdas durante o ligamento podem ser desprezadas devido à operação ZCS.

a) Potência média dissipada durante a condução (P_{DCOND})

$$P_{DCOND} = V_F \cdot I_{C(médio)} \quad (3.6)$$

Onde:

V_F : tensão relativa à barreira de potencial do diodo

b) Potência média dissipada durante a recuperação reversa do diodo (P_{RR})

De acordo com [4], a forma de onda idealizada para a recuperação reversa de um diodo está mostrada na Fig. 3.3.

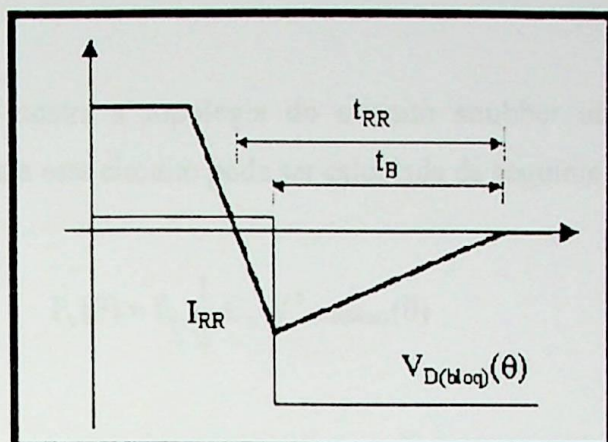


Fig. 3.3 – Forma de onda típica durante a recuperação reversa do diodo

Onde:

t_{RR} : tempo de recuperação reversa do diodo

t_B : tempo de bloqueio

I_{RR} : valor máximo da corrente de recuperação reversa

$V_{D(block)}(\theta)$: tensão reversa no diodo no momento do bloqueio

Fazendo $t_B \cong t_{RR}$, o valor médio da potência dissipada por um diodo na recuperação reversa, num determinado período T é:

$$P_{RR} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{t_{RR}} \frac{t_{RR}}{T_s} \cdot V_{D(block)}(\theta) \cdot \frac{I_{RR}}{2} \cdot d\theta \quad (3.7)$$

Para frequências baixas, até 1kHz, as perdas de comutação podem ser ignoradas [4], como é o caso dos diodos que trabalham em baixa frequência (60Hz). Porém, as perdas tornam-se relevantes com o aumento da frequência e devem ser consideradas para os diodos que trabalham acima de 1kHz.

3.5) Perda no Circuito Snubber

A Fig.4.6 mostra a topologia do circuito snubber utilizado. A perda de potência instantânea relativa a este circuito pode ser calculada da seguinte forma:

$$P_s(\theta) = f_s \cdot \frac{1}{2} \cdot C_s \cdot V_{CCE(bloq)}^2(\theta) \quad (3.8)$$

O valor médio da potência dissipada num determinado período T é:

$$P_s = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta} f_s \cdot \frac{1}{2} \cdot C_s \cdot V_{CCE(bloq)}^2 \cdot d\theta \quad (3.9)$$

Onde:

C_s : capacitor do circuito snubber

f_s : frequência de chaveamento

3.6) Perda Total de um Reciclador de Potência

De uma forma genérica, pode-se dizer que a perda total numa estrutura recicladora é:

$$P_{REC} = P_{TOT}^{IGBT} + P_{TOT}^{DIODO} + P_{TOT}^{SNUBBER} \quad (3.10)$$

Onde:

P_{TOT}^{IGBT} : potência total dissipada por todos os IGBT's do reciclador

P_{TOT}^{DIODO} : potência total dissipada por todos os diodos do reciclador

$P_{TOT}^{SNUBBER}$: potência total dissipada por todos os snubber's do reciclador

P_{REC} : potência total dissipada pelo reciclador de potência

3.7) Estimação das Perdas da Nova Estrutura Recicladora

A análise das perdas será feita baseada na topologia Buck-Boost do reciclador de potência bidirecional, mostrado na Fig. 3.4, onde as chaves são IGBT's. Por motivo de comodidade, foram ocultados os circuitos snubber's das chaves S_{C1} e S_{C2} . S_1 e S_2 , por trabalharem em baixa frequência, não utilizam.

A perda total desta estrutura recicladora é:

$$P_{RECB} = P_{S_{C1}, S_{C2}} + P_{D_{C1}, D_{C2}} + P_{S_1, S_2} + P_{D_1, D_2} + P_S \quad (3.11)$$

Onde:

P_{RECB} : potência total dissipada pela estrutura recicladora bidirecional

$P_{S_{C1}, S_{C2}}$: potência total dissipada pelas chaves que operam em alta frequência.

$P_{D_{C1}, D_{C2}}$: potência total dissipada pelos diodos que operam em alta frequência.

P_{S_1, S_2} : potência total dissipada pelas chaves que operam em baixa frequência.

P_{D_1, D_2} : potência total dissipada pelos diodos que operam em baixa frequência.

P_S : potência dissipada pelo circuito snubber

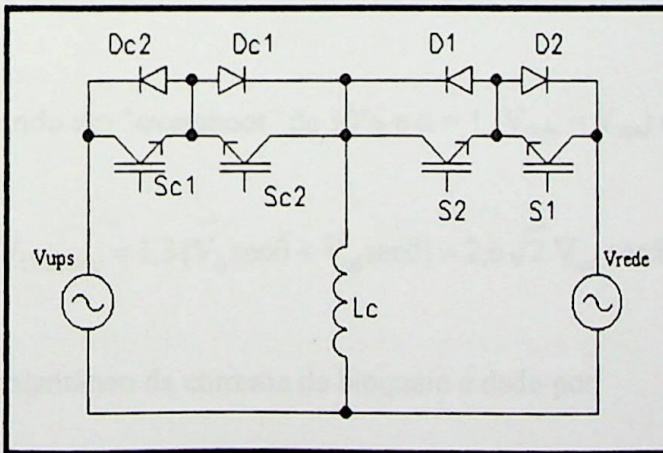


Fig. 3.4 – Reciclador de potência bidirecional utilizando IGBT como chave

3.7.1) Perdas relacionadas com os IGBT's que trabalham em alta frequência (S_{C1} e S_{C2})

Considerações:

- Os cálculos serão feitos para um IGBT (S_{C1} , por exemplo) e transportados para o outro por analogia, já que trabalham com as mesmas características de tensão e corrente;
- As perdas referentes à entrada em condução são nulas devido ao fato da corrente pelos semicondutores partir de zero e crescer gradativamente (comutação ZCS).

A perda total de potência nas chaves que trabalham em alta frequência é dada por:

$$P_{S_{C1},S_{C2}} = 2 \cdot [P_{CCOND} + P_{BLOQ}] \quad (3.12)$$

Utilizando as equações (3.4) e (3.5), vem:

$$P_{S_{C1},S_{C2}} = 2 \cdot [V_{CE(sat)} \cdot I_{C(médio)} + \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi f_s \cdot t_{swoff} \cdot V_{CCE(bloq)}(\theta) \cdot \frac{I_{C(bloq)}(\theta)}{2} \cdot d\theta] \quad (3.13)$$

Considerando um "overshoot" de 30% e $\alpha = 1$ ($V_{redc} = V_{ups}$) e UPS sincronizada, tem-se:

$$V_{CCE(bloq)} = 1,3 (V_{ip} \text{sen}\theta + V_{op} \text{sen}\theta) = 2,6\sqrt{2} V_{ups} \text{sen}\theta \quad (3.14)$$

O valor instantâneo da corrente de bloqueio é dado por:

$$I_{C(bloq)}(\theta) = \frac{V_{ip} \text{sen}\theta \cdot D}{f_s \cdot L_C} \quad (3.15)$$

Onde:

L_C : indutor do conversor

A corrente média por cada chave de alta frequência pode ser determinada através da expressão (2.17):

$$I_{C(\text{médio})} = I_{\text{Sin}(\text{médio})} = \frac{\sqrt{2} V_{\text{ups}} \cdot D^2}{2\pi \cdot f_s \cdot L_c} \quad (3.16)$$

Substituindo e efetuando as devidas simplificações, tem-se:

$$P_{S_{C1}, S_{C2}} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{CE(\text{sat})} \cdot V_{\text{ups}} \cdot D^2}{\pi \cdot L_c \cdot f_s} + \frac{1,3 \cdot V_{\text{ups}}^2 \cdot t_{\text{OFF}} \cdot D}{L_c} \quad (3.17)$$

3.7.2) Perdas relacionadas com os IGBT's que trabalham em baixa frequência (S_1 e S_2)

OBS:

- Os cálculos serão feitos para um IGBT (S_1 , por exemplo) e transportados para o outro por analogia, já que trabalham com características iguais de tensão e corrente;
- As perdas durante a comutação de condução e bloqueio foram consideradas desprezíveis devido à operação em baixa frequência.

A perda total de potência nas chaves que trabalham em baixa frequência é dada por:

$$P_{S_1, S_2} = 2 \cdot P_{\text{CCOND}} = 2 \cdot V_{CE(\text{sat})} \cdot I_{C(\text{médio})} \quad (3.18)$$

A corrente média pela chave de baixa frequência pode ser determinada através da expressão (2.20):

$$I_{C(\text{médio})} = I_{\text{SO}(\text{médio})} = \frac{\sqrt{2} V_{\text{rede}} \cdot D^2 \cdot \alpha^2}{2\pi \cdot f_s \cdot L_c} \quad (3.19)$$

Resultando em:

$$P_{S1,S2} = \frac{\sqrt{2} V_{rede} \cdot V_{CE(sat)} \cdot D^2 \cdot \alpha^2}{\pi \cdot f_s \cdot L_C} \quad (3.20)$$

3.7.3) Perdas relacionadas aos diodos que trabalham em alta frequência (D_{C1} e D_{C2})

As perdas referentes aos diodos que trabalham em alta frequência são dadas por:

$$P_{DC1,DC2} = 2 \cdot [P_{DCOND} + P_{RR}] \quad (3.21)$$

A partir de (2.17) e (3.6), sabe-se que:

$$P_{DCOND} = V_F \cdot I_{C(médio)} = V_F \cdot I_{Sin(médio)} = \frac{\sqrt{2} V_{ups} \cdot V_F \cdot D^2}{2\pi \cdot f_s \cdot L_C} \quad (3.22)$$

Com base em (3.7), tem-se:

$$P_{RR} = \frac{1}{T} \int_0^{\theta} \frac{t_{RR}}{T_S} \cdot V_{D(bloq)}(\theta) \cdot \frac{I_{RR}}{2} \cdot d\theta \quad (3.23)$$

De (3.14):

$$V_{D(bloq)}(\theta) = V_{CCE(bloq)}(\theta) = 2,6 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ups} \cdot \text{sen } \theta \quad (3.24)$$

Substituindo (3.22) e (3.24) em (3.23), e efetuando as devidas simplificações, obtém-se:

$$P_{DC1,DC2} = \frac{\sqrt{2} V_{ups} \cdot V_F \cdot D^2}{\pi \cdot f_s \cdot L_C} + 1,17 V_{ups} \cdot t_{RR} \cdot I_{RR} \cdot f_s \quad (3.25)$$

3.7.4) Perdas relacionadas aos diodos que trabalham em baixa frequência (D_1 e D_2)

As perdas referentes aos diodos que trabalham em baixa frequência são dadas por:

$$P_{D1,D2} = 2 \cdot P_{DCOND} = 2 \cdot V_F \cdot I_{So(médio)} \quad (3.26)$$

Pode-se observar que não existe perda de recuperação reversa para os diodos da saída devido ao fato da corrente cair gradativamente até zero.

Substituindo (2.20) em (3.26), pode-se obter a dissipação total de potência dos diodos que trabalham em alta frequência:

$$P_{D1,D2} = \frac{\sqrt{2} V_{rede} \cdot V_F \cdot D^2 \cdot \alpha^2}{\pi \cdot f_s \cdot Lc} \quad (3.27)$$

3.7.5) Perdas relacionadas ao circuito “snubber”

Considerando dois circuitos snubber's, um atuando em cada chave de alta frequência, tem-se, com base em (3.9):

$$P_S = 2 \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi f_s \cdot \frac{1}{2} \cdot C_S \cdot V_{CCE(bloq)}^2 \cdot d\theta \quad (3.28)$$

Substituindo (3.14) em (3.28) e efetuando as devidas simplificações, tem-se:

$$P_S = 3,38 V_{ups}^2 \cdot f_s \cdot C_S \quad (3.29)$$

3.8) Estimação das Perdas da Estrutura Proposta em [1]

A mesma análise de perda de potência feita anteriormente para o reciclador de potência bidirecional, utilizando a topologia Buck-Boost, será feita para a estrutura proposta em [1], para a mesma topologia (Buck-Boost). Para que a comparação seja válida, é necessário que a análise seja feita utilizando os mesmos semicondutores usados anteriormente, ou seja, IGBT's trabalhando no chaveamento, assim como todas as características de potência, tensão, razão cíclica e razão de tensão. Desta maneira, os tipos de perdas que ocorrem na topologia mostrada na Fig. 3.5 são as mesmas ocorridas na análise anterior (bidirecional).

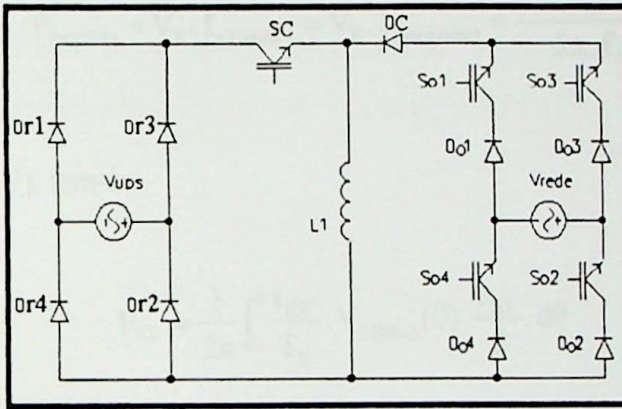


Fig. 3.5 – Reciclador de potência Buck-Boost proposto em [1]

A perda de potência total da estrutura recicladora da Fig. 3.5 é dada por:

$$P_{RECI} = P_{Dr1, Dr2, Dr3, Dr4} + P_{SC} + P_{DC} + P_{So1, So2, So3, So4} + P_{Do1, Do2, Do3, Do4} + P_S \quad (3.30)$$

Onde:

P_{RECI} : potência total dissipada pela estrutura proposta em [1]

$P_{Dr1, Dr2, Dr3, Dr4}$: potência total dissipada pelos diodos do estágio de retificação

P_{SC} : potência dissipada pela chave do conversor

P_{DC} : potência dissipada pelo diodo “free-wheeling” do conversor

$P_{So1, So2, So3, So4}$: potência total dissipada pelas chaves do estágio de inversão da corrente

$P_{Do1, Do2, Do3, Do4}$: potência total dissipada pelos diodos do estágio de inversão da corrente

P_S : potência dissipada pelo circuito snubber

3.8.1) Perdas relacionadas aos diodos do estágio retificador (D_{r1} , D_{r2} , D_{r3} e D_{r4}).

Devido ao fato destes diodos trabalharem em alta frequência, as perdas relevantes se devem à condução e recuperação reversa. Desta forma:

$$P_{D_{r1}, D_{r2}, D_{r3}, D_{r4}} = 4[P_{D_{COND}} + P_{RR}] \quad (3.31)$$

Em analogia com o reciclador bidirecional, tem-se:

$$P_{D_{COND}} = V_F \cdot I_{C(\text{médio})} = V_F \cdot I_{\text{Sin}(\text{médio})} = \frac{\sqrt{2} V_{\text{ups}} \cdot V_F \cdot D^2}{2\pi \cdot f_s \cdot L_C} \quad (3.32)$$

A partir de (3.7), tem-se:

$$P_{RR} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta} \frac{t_{RR}}{T_S} \cdot V_{D(\text{bloq})}(\theta) \cdot \frac{I_{RR}}{2} \cdot d\theta \quad (3.33)$$

Visto que a tensão de bloqueio se divide para os diodos ligados em série, tem-se:

$$V_{D(\text{bloq})}(\theta) = \frac{V_{\text{UPS}}(\theta) + V_{\text{rede}}(\theta)}{2} \quad (3.34)$$

Substituindo (3.33) em (3.34) e procedendo as simplificações, tem-se:

$$P_{RR} = 0,293 V_{\text{ups}} \cdot t_{RR} \cdot f_s \cdot I_{RR} \quad (3.35)$$

Utilizando as equações (3.32), (3.35) e (3.31), obtém-se:

$$P_{D_{r1}, D_{r2}, D_{r3}, D_{r4}} = \frac{2\sqrt{2} V_{\text{ups}} \cdot V_F \cdot D^2}{\pi \cdot f_s \cdot L_C} + 1,17 V_{\text{ups}} \cdot f_s \cdot I_{RR} \cdot t_{RR} \quad (3.36)$$

3.8.2) Perdas relacionadas com a chave do conversor (S_C)

De maneira análoga a S_{C1} e S_{C2} , tem-se:

$$P_{SC} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{CE(sat)} \cdot V_{ups} \cdot D^2}{\pi \cdot L_C \cdot f_s} + \frac{1,3 V_{ups}^2 \cdot t_{OFF} \cdot D}{L_C} \quad (3.37)$$

3.8.3) Perdas relacionadas com o diodo do conversor (D_C)

Da mesma forma que os diodos D_{r1} , D_{r2} , D_{r3} e D_{r4} , o diodo D_C trabalha em alta frequência. Para este diodo, não existe perda de recuperação reversa, dado o fato da corrente cair gradativamente até zero. Logo:

$$P_{DC} = V_F \cdot I_{D(médio)} = V_F \cdot [2I_{So(médio)}] \quad (3.38)$$

Substituindo (2.20) em (3.38), obtém-se a expressão para o cálculo da perda total na chave do conversor:

$$P_{DC} = \frac{\sqrt{2} V_{ups} \cdot V_F \cdot D^2}{\pi \cdot f_s \cdot L_C} \quad (3.39)$$

3.8.4) Perdas relacionadas com as chaves do inversor de corrente (S_{o1} , S_{o2} , S_{o3} e S_{o4}).

Estas chaves operam em baixa frequência, logo:

$$P_{So1, So2, So3, So4} = 4 P_{CCOND} = 4 \cdot V_{CE(sat)} \cdot I_{So(médio)} \quad (3.40)$$

Substituindo (2.20) em (3.40) obtém-se a expressão para cálculo da potência dissipada nestas chaves:

$$P_{S_{o1}, S_{o2}, S_{o3}, S_{o4}} = \frac{2\sqrt{2} V_{rede} \cdot V_{CE(sat)} D^2 \cdot \alpha^2}{\pi \cdot f_s \cdot L_c} \quad (3.41)$$

3.8.5) Perdas relacionadas com os diodos do inversor de corrente (D_{o1} , D_{o2} , D_{o3} e D_{o4}).

Por trabalharem em baixa frequência, as perdas relevantes nestes diodos se resumem à condução. Logo:

$$P_{D_{o1}, D_{o2}, D_{o3}, D_{o4}} = 4 P_{D_{COND}} = 4 \cdot V_F \cdot I_{So(médio)} \quad (3.42)$$

Substituindo (2.20) em (3.42), vem:

$$P_{D_{o1}, D_{o2}, D_{o3}, D_{o4}} = \frac{2\sqrt{2} V_{rede} \cdot V_F D^2 \cdot \alpha^2}{\pi \cdot f_s \cdot L_c} \quad (3.43)$$

3.8.6) Perdas relacionadas ao circuito “snubber”

De forma análoga ao reciclador bidirecional:

$$P_{SNUBBER} = 3,38 V_{ups}^2 \cdot f_s \cdot C_s \quad (3.44)$$

3.9) Análise Comparativa das Perdas das Duas Estruturas

A seguir tem-se uma análise comparativa entre as duas estruturas de recicladores de potência, em termos de valores para um dado IGBT (IRGPH50KD2), com as mesmas características.

Dados do reciclador

$$f_s = 20\text{kHz}$$

$$V_{\text{ups}} = 220V_{\text{ef}}$$

$$V_{\text{rede}} = 220V_{\text{ef}}$$

$$L_C = 387\mu\text{H}$$

$$C_S = 6,8\text{nF}$$

$$D = 0,4$$

$$\alpha = 1$$

Dados do IGBT

OBS: estes dados foram tirados da folha de dados do IGBT IRGPH50KD2 da International Rectifier

	TYP.	MÁX.
$V_{\text{CE(sat)}}$	2,7V	3,5V
V_F	2,5V	3,0V
t_{RR}	90ns	135ns
I_{RR}	5,8A	10A
t_{OFF}	190ns	320ns

Tabela 3.1 – Dados do IGBT IRGPH50KD2 da International Rectifier

Aplicando estes dados nas expressões aqui deduzidas, para os dois recicladores, tem-se:

a) Estrutura aqui proposta:

Utilizando as expressões (3.17), (3.20), (3.25) e (3.29), tem-se:

	TYP.	MÁX.
$P_{SC1, SC2}$	17,88W	27,98W
$P_{S1, S2}$	5,53W	7,165W
$P_{DC1, DC2}$	7,81W	13,09W
$P_{D1, D2}$	5,12W	6,142W
$P_{SNUBBER}$	22,25W	22,25W
P_{RECB}	58,58W	76,62W
$\eta(\%)$	88,3%	84,7%

Tabela 3.2 – Análise quantitativa das perdas relacionadas à nova estrutura

b) Estrutura proposta em [1]

Utilizando as expressões (3.36), (3.37), (3.39), (3.41), (3.43) e (3.44), tem-se:

	TYP.	MÁX.
$P_{Dr1, Dr2, Dr3, Dr4}$	12,92W	19,23W
P_{SC}	17,88W	27,98W
P_{DC}	5,12W	6,14W
$P_{So1, So2, So3, So4}$	11,06W	14,33W
$P_{Do1, Do2, Do3, Do4}$	10,24W	12,28W
$P_{SNUBBER}$	22,25W	22,25W
P_{REC1}	79,47W	102,21W
$\eta(\%)$	84,1%	79,6%

Tabela 3.3 – Análise quantitativa das perdas da estrutura proposta em [1]

Através desta análise comparativa entre as duas expressões, pode-se dizer que as perdas relacionadas com a estrutura bidirecional são menores que a da estrutura proposta em [1], considerando que as chaves são IGBT's. Fica claro que uma economia no número de semicondutores implica num rendimento maior para a estrutura, ou seja, as perdas são menores.

Além das perdas calculadas nos semicondutores, outras de menor expressão, não mencionadas, deverão acrescer estes valores, tais como as perdas nos filtros e indutância do conversor. Outra consideração importante é sobre os diodos free-wheeling intrínsecos utilizados. Eles possuem uma barreira de potencial maior que a dos diodos extrínsecos (fora do encapsulamento do IGBT). Isto aumenta consideravelmente as perdas do reciclador.



Fig. 4.1 - Esquema do reciclador a ser projetado

a) Cálculo da indutância L_c

Atuais da Eq. 2.10 calcula-se a indutância de modo que

$$L_c = \frac{V}{\Delta I} = 1 \text{ mH} \quad (4.1)$$

Capítulo 4

Projeto do Reciclador de Potência Bidirecional – Modo Descontínuo

Neste capítulo será apresentado o projeto do reciclador de potência bidirecional para UPS operando no modo descontínuo com o objetivo de se verificar o estudo teórico realizado. Também servirá como base para a simulação e para a construção prática do protótipo. Será projetado um reciclador com topologia Buck-Boost como o mostrado na Fig. 4.1, com as seguintes características:

$$V_{ups} = 220V_{ef}, 60Hz;$$

$$V_{rede} = 220V_{ef}, 60Hz;$$

$$P_{in} = 500W;$$

$$f_s = 20kHz.$$

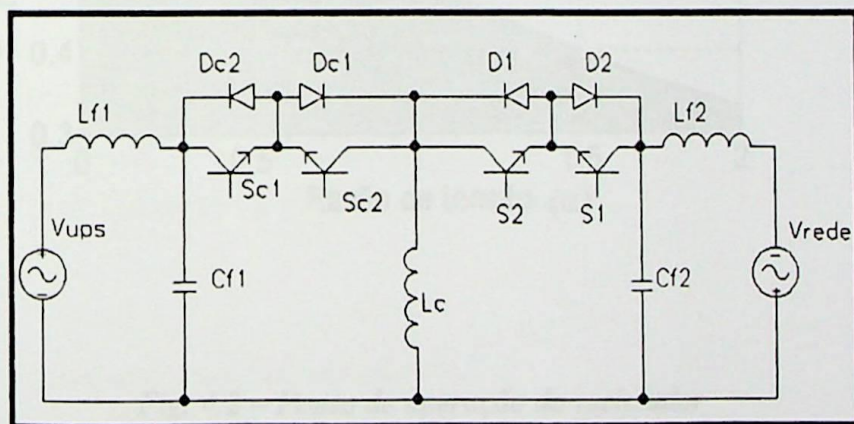


Fig. 4.1 – Esquema do reciclador a ser projetado

a) Cálculo da indutância L_c

Através da Eq. 2.10 calcula-se a razão de tensão “ α ”:

$$\alpha = \frac{V_{ups}}{V_{rede}} = 1 \quad \rightarrow \quad \boxed{\alpha = 1}$$

Através da Eq. 2.12, pode-se calcular a razão cíclica “D”, para $\alpha = 1$:

$$D \leq 0.5 \quad \rightarrow \quad \boxed{D = 0.4} \quad (\text{adotado})$$

Estes valores calculados para “D” e “ α ” garantem com que o reciclador opere no modo descontínuo conforme mostra a figura abaixo:

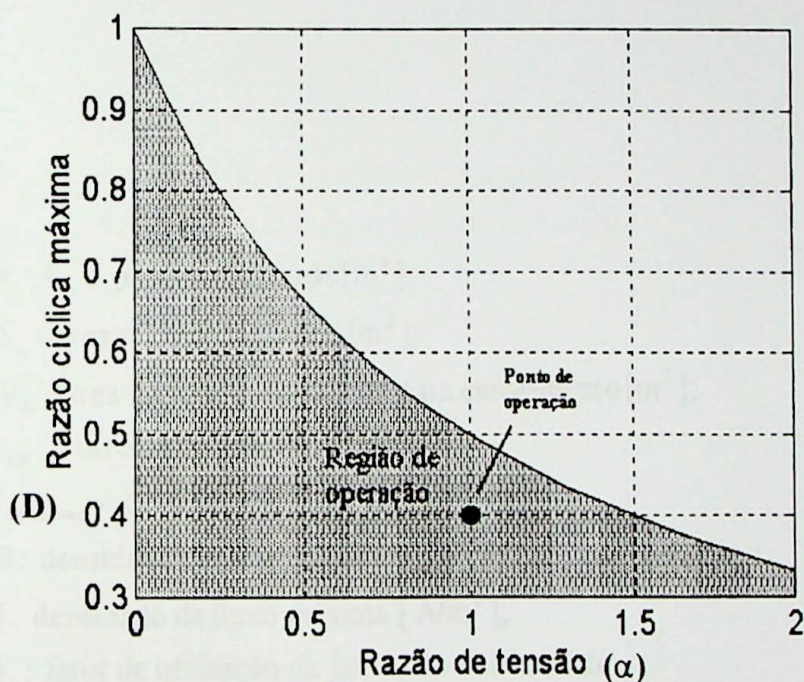


Fig. 4.2 – Ponto de operação do reciclador

Pela Eq. 2.31 pode-se determinar o valor da indutância L_c :

$$L_c = \frac{V_{UPS}^2 \cdot D^2}{2 \cdot P_{in} \cdot f_s} = \frac{220^2 \cdot 0.4^2}{2 \cdot 500 \cdot 20 \cdot 10^3} = 387 \mu\text{H} \quad \rightarrow \quad \boxed{L_c = 387 \mu\text{H}}$$

b) Escolha do núcleo

Com base em [5], o núcleo de ferrite a ser utilizado foi escolhido através da Eq. 4.1:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_c \cdot I_{LP} \cdot I_{LC(RMS)}}{B \cdot J \cdot K} \quad (4.1)$$

Onde:

$$I_{LP} = \frac{V_{ip} \cdot D}{f_s \cdot L_c} \quad (4.2)$$

Onde:

- $A_e \cdot A_w$: produto das áreas [m^4];
- A_e : área efetiva do núcleo [m^2];
- A_w : área da janela disponível para enrolamento [m^2];
- I_{LP} : corrente de pico no indutor L_c ;
- $I_{LC(eficaz)}$: corrente eficaz no indutor L_c ;
- B : densidade de fluxo máxima [T];
- J : densidade de fluxo máxima [A/m^2];
- K : fator de utilização da janela de enrolamento.

Para o reciclador proposto, tem-se:

$$I_{LP} = 16,1 \text{ A};$$

$$I_{LC(eficaz)} = 5,8 \text{ A};$$

$$B = 0,25 \text{ T};$$

$$K = 0,4;$$

$$J = 3 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2.$$

Utilizando a Eq. 4.1, resulta:

$$A_e \cdot A_w = 120,4 \cdot 10^{-9} \text{ m}^4 = 12 \text{ cm}^4$$

Através de [5] pode-se escolher o núcleo:

Núcleo escolhido: **EE 55/21**, que apresenta os seguintes parâmetros:

$$A_e \cdot A_w = 13,3 \text{ cm}^4$$

$$A_e = 3,54 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 3,76 \text{ cm}^2$$

$$l_e = 12,3 \text{ cm}$$

$$l_{\text{esp}} = 11,6 \text{ cm}$$

Onde:

l_e : comprimento efetivo do circuito magnético;

l_{esp} : comprimento médio de cada espira no carretel.

c) Cálculo do número de espiras

$$N = \frac{L_c \cdot I_{LP}}{B \cdot A_e} \quad (4.3)$$

Resultando em:

$$\boxed{N = 70 \text{ espiras}}$$

d) Cálculo do Gap (entreferro)

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot \mu_r \cdot N^2 \cdot A_e}{L_c} \quad (4.4)$$

Resultando em:

$$\boxed{l_g = 5,6 \text{ mm}}$$

Onde:

μ_0 : permeabilidade do vácuo;

μ_r : permeabilidade relativa (= 1, para o ar);

l_g : entreferro do núcleo [m].

Por se tratar de um núcleo EE, a separação entre as duas partes do mesmo será de aproximadamente 2,8mm.

e) Determinação da bitola do fio

$$A_w = \frac{I_{LC(\text{eficaz})}}{J} = 1,9 \text{ mm}^2 \quad (4.5)$$

Através da tabela em [5] pode-se determinar a bitola do fio:

$$\rightarrow 14 \text{ AWG}$$

Considerando que para a operação na frequência de 20kHz, o fio não poderá ter bitola inferior a 18AWG (maior em diâmetro), será necessário utilizar mais de um fio para a confecção do indutor (trançado).

f) Cálculo do filtro

De acordo com a metodologia apresentada no Cap.2, tem-se que:

$$C_F = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot R_{eq} \cdot \zeta} \quad (4.6)$$

Adotando:

$$\zeta = 1 \text{ e } f_c = 2\text{kHz} \Rightarrow \omega_c = 12566,4 \text{ rad/s}$$

$$R_{eq} = \frac{V_{ip}}{I_p} = \frac{L_c}{t_s} = 19,35 \Omega$$

Logo:

$$C_F = \frac{1}{2 \cdot 12566,4 \cdot 19,35 \cdot 1} = 2\mu\text{F} \quad \rightarrow \quad \boxed{C_{F1} = C_{F2} = 2\mu\text{F}}$$

Para o cálculo de L_{F1} e L_{F2} , tem-se:

$$L_{F1} = L_{F2} = \frac{1}{\omega_C^2 \cdot C_F} = 3,2\text{mH} \quad \rightarrow \quad \boxed{L_{F1} = L_{F2} = 3,2 \text{ mH}}$$

g) Escolha do núcleo

O núcleo de ferrite a ser utilizado é escolhido através da Eq. 4.6:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_F \cdot I_{LP} \cdot I_{L(\text{eficaz})}}{B \cdot J \cdot K} \quad (4.7)$$

Onde:

- $A_e \cdot A_w$: produto das áreas [m^4];
- A_e : área efetiva do núcleo [m^2];
- A_w : área da janela disponível para enrolamento [m^2];
- I_{LP} : corrente de pico no indutor L_{F1} ou L_{F2} ;
- $I_{L(\text{eficaz})}$: corrente eficaz no indutor L_{F1} ou L_{F2} ;
- B : densidade de fluxo máxima [T];
- J : densidade de fluxo máxima [A/m^2];
- K : fator de utilização da janela de enrolamento.

Para o reciclador proposto, considerando uma corrente senoidal, tem-se:

- $I_{LP} = 3,21 \text{ A};$
- $I_{L(\text{eficaz})} = 2,27 \text{ A};$
- $B = 0,25 \text{ T};$
- $K = 0,4;$
- $J = 3 \cdot 10^6 \text{ A}/\text{m}^2.$

Utilizando a Eq. 4.5, resulta:

$$A_e \cdot A_w = 77,7 \cdot 10^{-9} \text{ m}^4 = 7,77 \text{ cm}^4$$

Através de [5] pode-se escolher o núcleo:

Núcleo escolhido: **EE 55/21**, que apresenta os seguintes parâmetros:

$$A_e \cdot A_w = 13,3 \text{ cm}^4$$

$$A_e = 3,54 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 3,76 \text{ cm}^2$$

$$l_c = 12,3 \text{ cm}$$

$$l_{\text{esp}} = 11,6 \text{ cm}$$

Onde:

l_c : comprimento efetivo do circuito magnético;

l_{esp} : comprimento médio de cada espira no carretel.

h) Cálculo do número de espiras

$$N = \frac{L_F \cdot I_{LP}}{B \cdot A_e} \quad (4.8)$$

Resultando em:

$$\boxed{N = 116 \text{ espiras}}$$

i) Cálculo do Gap (entreferro)

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot \mu_r \cdot N^2 \cdot A_e}{L_F} \quad (4.9)$$

Resultando em:

$$l_g = 1,9 \text{ mm}$$

Onde:

μ_o : permeabilidade do vácuo;

μ_r : permeabilidade relativa (= 1, para o ar);

l_g : entreferro do núcleo [m].

Por se tratar de um núcleo EE, a separação entre as duas partes do mesmo será de aproximadamente 0,95mm.

j) Determinação da bitola do fio

$$A_w = \frac{I_{LF(\text{eficaz})}}{J} = 0,76 \text{ mm}^2 \quad (4.10)$$

Através da tabela em [5] pode-se determinar a bitola do fio:

$$\rightarrow 18\text{AWG}$$

Por se tratar de baixa frequência (60Hz), despreza-se o efeito Skin.

k) Esforços nos semicondutores

O valor médio da corrente nos semicondutores de entrada (S_{C1} , S_{C2} , D_{C1} e D_{C2}) pode ser calculado pela Eq. 2.17:

$$I_{\text{Sim(médio)}} = \frac{\sqrt{2} V_{\text{ups}} \cdot D^2}{2\pi \cdot f_s \cdot L_C} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220 \cdot 0.4^2}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 387 \cdot 10^{-6}} = 1,024\text{A}$$

Pela Eq. 2.21 pode-se determinar o valor eficaz da corrente nos semicondutores de entrada:

$$I_{\text{Sin(eficaz)}} = \frac{V_{\text{ups}}}{f_s \cdot L_c} \sqrt{\frac{D^3}{6}} = \frac{220}{20 \cdot 10^3 \cdot 387 \cdot 10^{-6}} \sqrt{\frac{0,4^3}{6}} = 2,94\text{A}$$

O valor médio da corrente pelos semicondutores de saída (S_1 , S_2 , D_1 e D_2) é dado pela Eq. 2.25:

$$I_{\text{So(médio)}} = \frac{\sqrt{2} V_{\text{redec}} \cdot D^2 \cdot \alpha^2}{2\pi \cdot f_s \cdot L_c} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220 \cdot 0,4^2 \cdot 1^2}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 387 \cdot 10^{-6}} = 1,024\text{A}$$

O valor eficaz da corrente pelos semicondutores de saída pode ser calculado pela Eq. 2.28:

$$I_{\text{So(eficaz)}} = \frac{V_{\text{redec}}}{f_s \cdot L_c} \sqrt{\frac{\alpha^3 \cdot D^3}{6}} = \frac{220}{20 \cdot 10^3 \cdot 387 \cdot 10^{-6}} \sqrt{\frac{0,4^3}{6}} = 2,94\text{A}$$

O valor eficaz da corrente pelo indutor Buck-Boost pode ser calculado pela Eq. 2.33:

$$I_{\text{LC(eficaz)}} = \frac{V_{\text{ups}}}{f_s \cdot L_c} \sqrt{\frac{D^3(\alpha+1)}{6}} = \frac{220}{20 \cdot 10^3 \cdot 387 \cdot 10^{-6}} \sqrt{\frac{0,4^3(1+1)}{3}} = 5,8\text{A}$$

1) Cálculo térmico

O modelo para cálculo do dissipador será feito considerando-se um conjunto de 2 IGBT's IRGPH50KD2, que incluem os diodos de recirculação. Os dados do semicondutor foram utilizados na análise comparativa entre as duas estruturas.

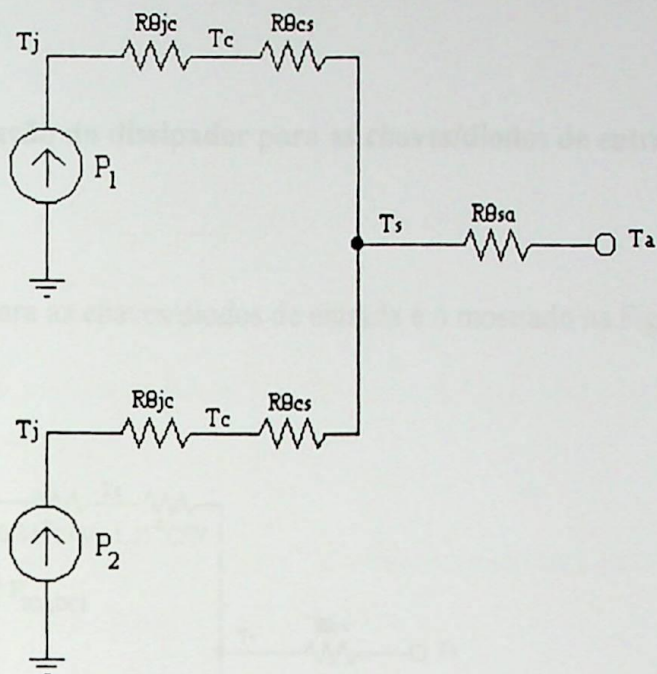
Modelo:

Fig. 4.3 – Modelo térmico para o sistema bidirecional chave/diodo

Onde:

$T_j = 120^\circ \text{C}$ (max. 150°C): temperatura máxima permissível para a junção;

$T_a = 40^\circ \text{C}$: temperatura ambiente;

$R_{\theta jc}$ (diodo) = $0,83^\circ \text{C/W}$: resistência térmica entre junção e cápsula para o diodo;

$R_{\theta jc}$ (IGBT) = $0,64^\circ \text{C/W}$: resistência térmica entre junção e cápsula para o IGBT;

$R_{\theta cs} = 1,25^\circ \text{C/W}$: resistência térmica entre cápsula e dissipador;

$R_{\theta sa}$: resistência térmica entre dissipador e ambiente;

Considerando que P_1 sempre será igual a P_2 , pois se trata das potências relativas aos semiciclos positivo (P_1) e negativo (P_2), tem-se:

$$P_1 = P_2 = P$$

$$R_{\theta_{sa}} = \frac{T_j - P(R_{\theta_{jc}} + R_{\theta_{cs}}) - T_a}{2P} \quad (4.11)$$

I.1) Determinação do dissipador para as chaves/diodos de entrada (alta frequência)

O modelo para as chaves/diodos de entrada é o mostrado na Fig. 4.4:

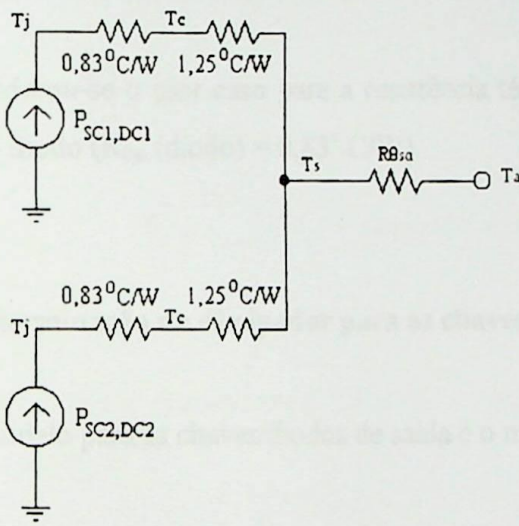


Fig. 4.4 – Modelo térmico para o sistema de entrada chaves/diodos

Onde, de acordo com a Tabela 3.2:

$$P_{SC1,DC1} = P_{SC1} + P_{DC1} = P_{SC2,DC2}$$

$$P_{SC1} \cong 14 \text{ W};$$

$$P_{DC1} \cong 6,5 \text{ W}.$$

Resultando em:

$$P_{SC1,DC1} = P_{SC2,DC2} \cong 21 \text{ W}$$

Aplicando a Eq. 4.11, tem-se:

$$R_{\theta_{sa}} = 0,9^{\circ} \text{ C/W} \text{ (primeiro estágio)}$$

Utilizando um dissipador de $1,2^{\circ} \text{ C/W}$ a cada 10cm, será necessário cortar uma parte de aproximadamente 15cm.

OBS: Considerou-se o pior caso para a resistência térmica entre junção e cápsula, ou seja, a referente ao diodo ($R_{\theta_{jc}} \text{ (diodo)} = 0,83^{\circ} \text{ C/W}$).

1.2) Determinação do dissipador para as chaves/diodos de saída (baixa frequência)

O modelo para as chaves/diodos de saída é o mostrado na Fig. 4.5:

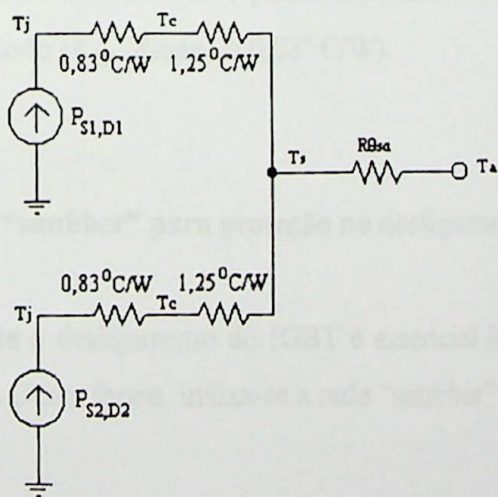


Fig.4.5 – Modelo térmico para o sistema de saída chaves/diodos

Onde, de acordo com a Tabela 3.2 :

$$P_{S1,D1} = P_{S1} + P_{D1} = P_{S2,D2}$$

$$P_{S1} \cong 3,58 \text{ W};$$

$$P_{D1} \cong 3,07 \text{ W}.$$

Resultando em:

$$P_{S1,D1} = P_{S2,D2} \cong 6,65 \text{ W}$$

Aplicando a Eq. 4.11, tem-se:

$$R_{\theta_{sa}} = 5,07^\circ \text{ C/W} \text{ (segundo estágio)}$$

Utilizando um dissipador de $1,2^\circ \text{ C/W}$ a cada 10cm, será necessário cortar uma parte de aproximadamente 2,4cm.

OBS: Considerou-se o pior caso para a resistência térmica entre junção e cápsula, ou seja, a referente ao diodo ($R_{\theta_{jc}} \text{ (diodo)} = 0,83^\circ \text{ C/W}$).

m) Rede “snubber” para proteção no desligamento

Durante o desligamento do IGBT é essencial limitar a taxa com a qual a tensão cresce (sobretensão). Desta forma, utiliza-se a rede “snubber” mostrada na Fig. 4.6.

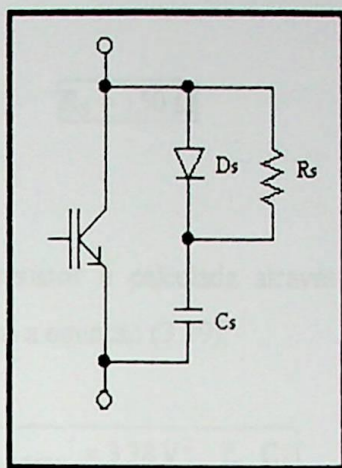


Fig.4.6 – Rede “snubber”

Onde:

$$C_s = \frac{I_{LP} \cdot t_F}{\Delta V_{C_s}} \quad (4.12)$$

I_{LP} : corrente máxima pela chave (16,1 A);

t_F : "fall time" (320ns);

ΔV_{C_s} : variação de tensão em C_s durante t_F ($\cong 800V$, de acordo com a Eq. 3.14).

Resultando em:

$$C_s = 6,8 \text{ nF}$$

Para R_s , tem-se:

$$R_s = \frac{t_{onmin}}{5 C_s} \quad (4.13)$$

t_{onmin} : tempo mínimo de condução da chave ($\cong 5\mu s$).

Resultando em:

$$R_S = 150 \Omega$$

A potência do resistor é calculada através da energia envolvida no capacitor do “snubber”, de acordo com a equação (3.29):

$$P_{\text{SNUBBER}} = 3,38 V_{\text{ups}}^2 \cdot f_s \cdot C_s \quad (4.14)$$

Como se tratam de 2 circuitos “snubbers”, a dissipação de potência em cada um deles será:

$$P_{\text{RS}} = \frac{P_{\text{SNUBBER}}}{2} = \frac{22,5\text{W}}{2} \cong 12\text{W} \quad (4.15)$$

Considerando uma certa folga, resulta em:

$$P_{\text{RS}} = 20 \text{ W}$$

Onde:

P_{RS} : potência do resistor do circuito snubber

Obs: O “snubber” será utilizado apenas nas chaves que trabalham em alta frequência, ou seja, S_{C1} e S_{C2} devido ao fato da sobretensão ser mais crítica para estes semicondutores.

n) Circuito de disparo

O circuito de disparo a ser utilizado pelo reciclador deverá gerar pulsos de disparo semelhantes ao mostrado na Fig. 2.9. O diagrama em blocos do circuito de comando está mostrado na Fig. 4.7, assim como o esquema elétrico (Fig. 4.8 e 4.9).

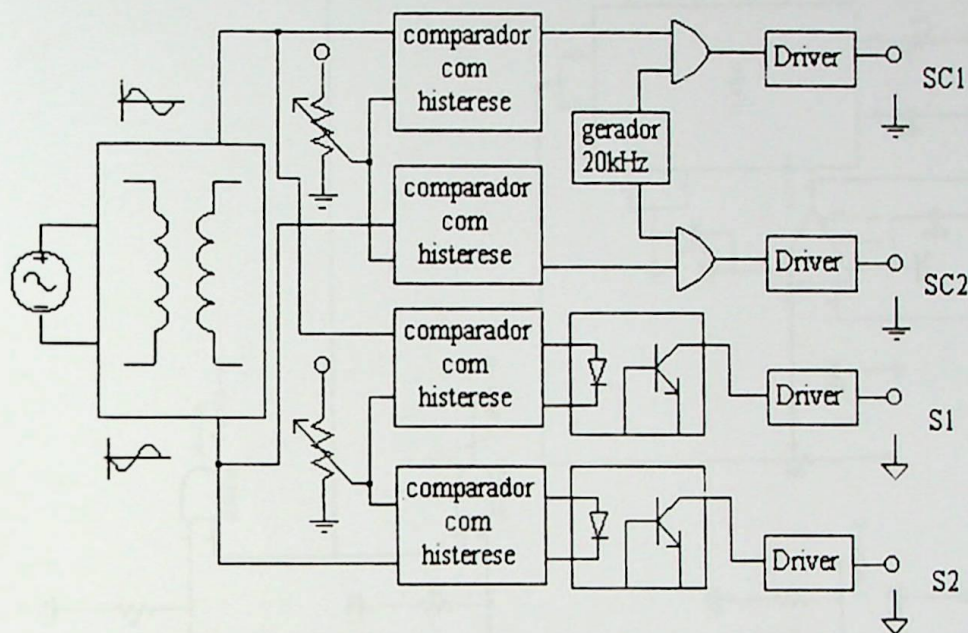


Fig.4.7 – Diagrama em blocos do circuito de disparo do reciclador

Inicialmente uma amostra da tensão da UPS é retirada via um transformador abaixador, com o objetivo de se sincronizar os disparos dos IGBT's com o sinal de tensão da UPS, e conseqüentemente com a rede. O comparador com histerese determina a duração da condução de cada chave, de acordo com a estratégia de chaveamento proposta no Capítulo 2. A porta "And" modula a saída do comparador com o sinal de alta frequência responsável pelo funcionamento do conversor. Pode-se observar que até então, a referência utilizada para o disparo de S_{C1} e S_{C2} é a mesma utilizada pelos circuitos anteriores (não isolado). No entanto, existe a necessidade da criação de mais uma referência para o disparo das chaves S_1 e S_2 . Isto é feito através de um acoplamento óptico dos sinais de baixa frequência, evitando assim, a utilização de um acoplador de alta velocidade que seria necessário para os sinais de gatilho de S_{C1} e S_{C2} . Pode-se observar que o atraso de $50\mu s$ entre os disparos das chaves de alta e baixa frequência pode ser facilmente conseguido com a variação das tensões de referência que controlam a duração dos pulsos S_{C1}/S_{C2} e S_1/S_2 . A seguir, tem-se o esquema elétrico do circuito de disparo:

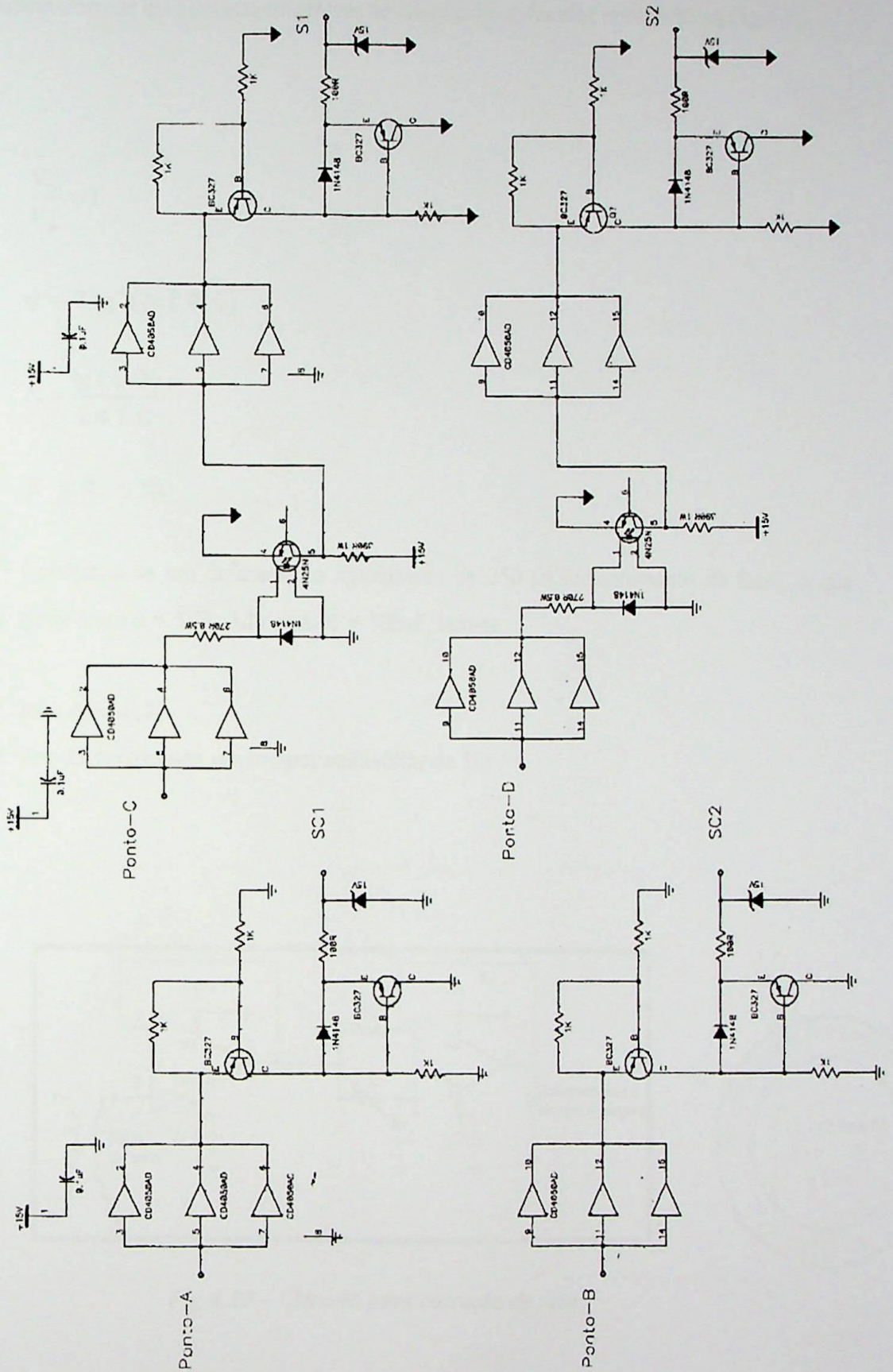


Fig. 4.9 – Esquema elétrico do circuito de disparo

Devido ao defasamento angular inserido pelo transformador de referência, tornou-se necessário corrigir esta defasagem através de um circuito defasador, mostrado na Fig.4.10.

Onde:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = 1$$

$$\varphi = -2 \cdot \text{tg}^{-1}(2\pi f \cdot R \cdot C)$$

$$R = \frac{\text{tg}(\varphi/2)}{2\pi \cdot f \cdot C}$$

$$R_i = R_f \cong 2R$$

Constatou-se um defasamento aproximado de 250 μs (adiantamento de fase), o que corresponde a um $\phi = 5,5^\circ$. Adotando $C = 100\text{nF}$, tem-se:

$$R_f = R_i = 4\text{k}\Omega;$$

$$R = 2\text{k}\Omega \text{ (adotou-se um trimpot multivoltas de } 5\text{k)}$$

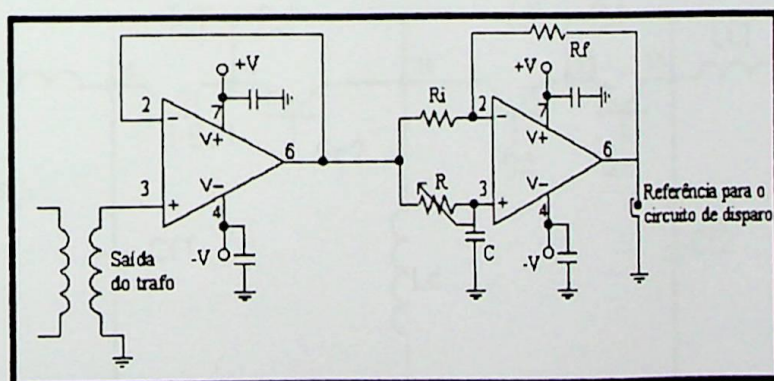


Fig.4.10 – Circuito para correção de fase



Capítulo 5

Simulação do Reciclador de Potência Bidirecional – Modo Descontínuo

Para a simulação do reciclador de potência Buck-Boost bidirecional operando no modo descontínuo, utilizou-se as características do reciclador projetado no Capítulo 4. Assim:

$$V_{ups} = 220 V_{ef}, 60\text{Hz};$$

$$V_{rede} = 220 V_{ef}, 60\text{Hz};$$

$$P_{in} = 500\text{W};$$

$$f_s = 20\text{kHz};$$

$$D = 0,4$$

$$\alpha = 1;$$

$$L_{F1} = L_{F2} = 3,2\text{mH};$$

$$C_{F1} = C_{F2} = 2\mu\text{F}$$

$$L_c = 387\mu\text{H}$$

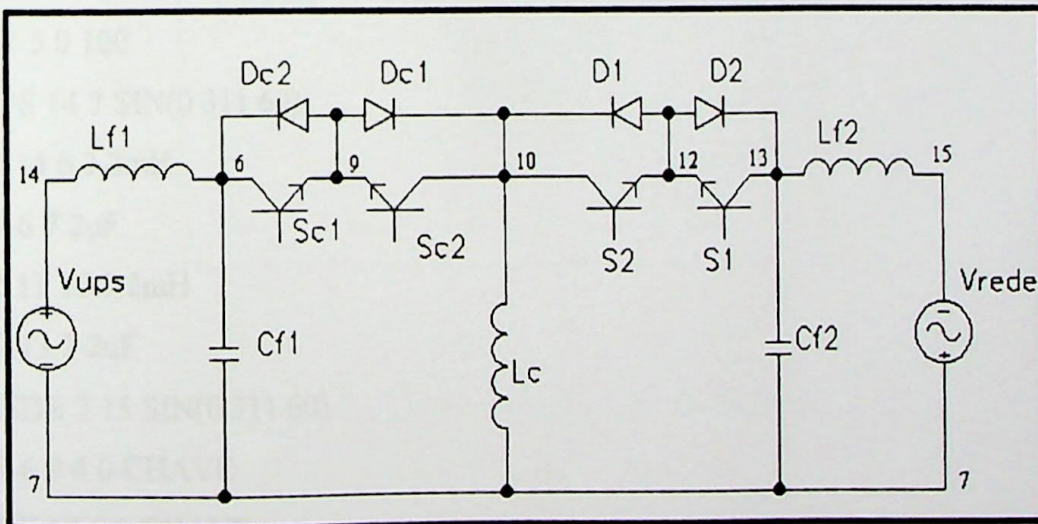


Fig. 5.1 – Circuito do reciclador de potência bidirecional simulado

O programa de simulação em Pspice, assim como as principais formas de onda, estão mostrados a seguir:

RECICLADOR DE POTENCIA BUCK-BOOST BIDIRECIONAL - MODO DESCONTINUO

```

*
*
.OPTIONS(ITL4 = 40 ITL5 = 0)
*
*
VS1 1 0 PULSE(0 1 0.05m 0 0 8.2333m 16.6666m)
VS2 2 0 PULSE(0 1 8.3833m 0 0 8.2333m 16.6666m)
VSC1 1a 0 PULSE(0 1 0.1m 0 0 8.1333m 16.6666m)
VSC2 2a 0 PULSE(0 1 8.4333m 0 0 8.1333m 16.6666m)
VSC 3 0 PULSE(0 1 0 0 0 20u 50u)
SW1 1a 4 3 0 CHAVE
RW1 4 0 100
SW2 2a 5 3 0 CHAVE
RW2 5 0 100
VUPS 14 7 SIN(0 311 60)
LF1 14 6 3.2mH
CF1 6 7 2uF
LF2 13 15 3.2mH
CF2 13 7 2uF
VREDE 7 15 SIN(0 311 60)
SC1 6 9 4 0 CHAVE
SC2 9 10 5 0 CHAVE
S2 10 12 2 0 CHAVE
S1 12 13 1 0 CHAVE
DC2 9 6 DIODO
DC1 9 10 DIODO

```

```

D1 12 10 DIODO
D2 12 13 DIODO
LC 10 7 387uH
R00 7 0 100MEG
.MODEL DIODO D
.MODEL CHAVE VSWITCH(ROFF=1E+7)
.PROBE
.TRAN 500n .025 0 500n
.FOUR 60 I(VUPS) I(VREDE)
.END

```

A Fig. 5.2 mostra a forma de onda da corrente pelo indutor Buck-Boost:

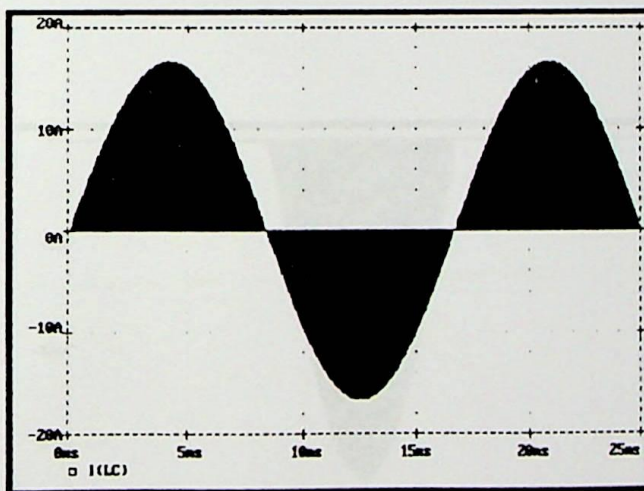


Fig. 5.2 – Corrente pelo indutor Buck-Boost

A Figs. 5.3 e 5.4 mostram as formas de onda das correntes pelas chaves de alta frequência:

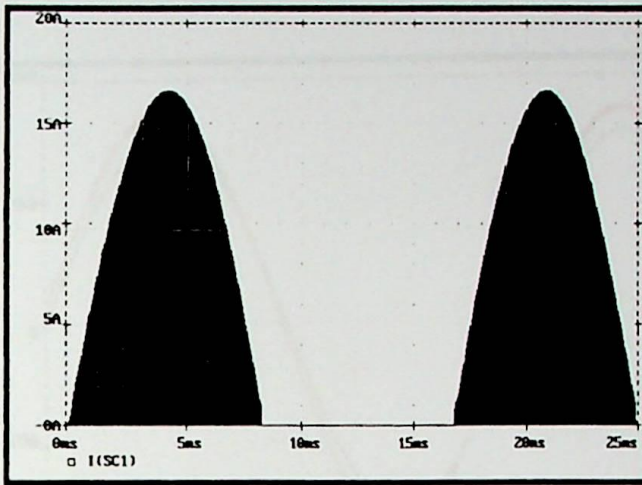


Fig.5.3 – Corrente pela chave SC1 e diodo DC1

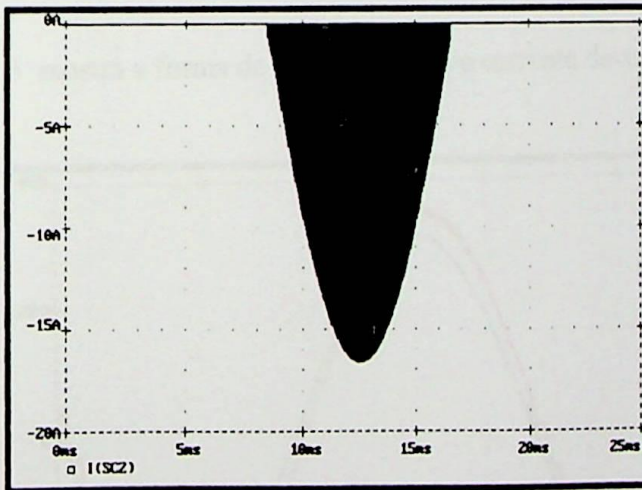


Fig.5.4 – Corrente pela chave SC2 e diodo DC2

A Fig. 5.5 mostra a forma de onda da tensão e corrente drenada da UPS:

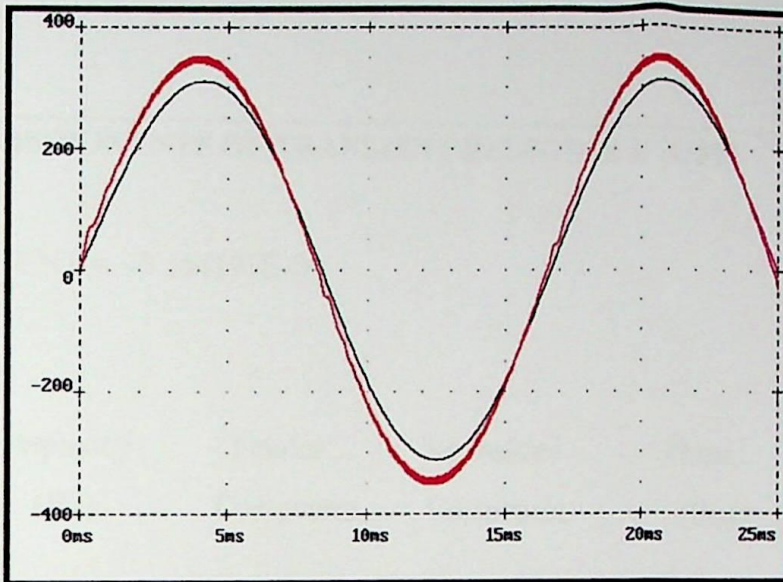


Fig.5.5 – Tensão da UPS (preto) e corrente drenada da UPS (vermelho), fora da escala.

A Fig. 5.6 mostra a forma de onda da tensão e corrente devolvida à rede:

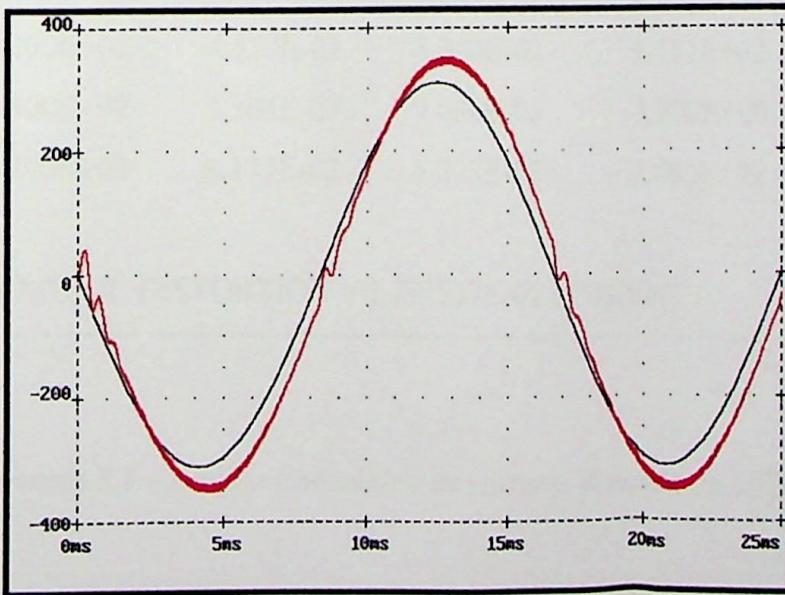


Fig.5.6 – Tensão da rede (preto) e corrente devolvida para a rede (vermelho), fora da escala.

A seguir tem-se os resultados obtidos da análise harmônica da corrente e tensão para a UPS e a rede:

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(VUPS)

DC COMPONENT = -3.154191E-04

Harmonic n°	Frequency (Hz)	Fourier Component	Normalized Component	Phase (Deg)	Normalized Phase (Deg)
1	6.000E+01	3.415E+00	1.000E+00	3.082E+00	0.000E+00
2	1.200E+02	8.605E-03	2.520E-05	6.582E+01	-2.793E+02
3	1.800E+02	5.630E-02	1.648E-03	1.347E+02	-2.490E+02
4	2.400E+02	3.503E-03	1.026E-04	-4.472E+01	-2.832E+02
5	3.000E+02	4.577E-02	1.340E-03	1.250E+02	-2.760E+02
6	3.600E+02	1.599E-04	4.681E-05	-8.347E+01	-2.348E+02
7	4.200E+02	4.577E-02	1.340E-03	1.151E+02	-2.890E+02
8	4.800E+02	3.104E-03	9.088E-05	-3.200E+00	-2.459E+02
9	5.400E+02	4.177E-02	1.223E-03	1.082E+02	-2.947E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.797537E-01 PERCENT

Tabela 5.1 – Análise harmônica da corrente drenada da UPS

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(VREDE)

DC COMPONENT = 6.064302E-04

Harmonic n°	Frequency (Hz)	Fourier Component	Normalized Component	Phase (Deg)	Normalized Phase (Deg)
1	6.000E+01	3.385E+00	1.000E+00	1.732E+02	0.000E+00
2	1.200E+02	4.965E-04	1.467E-04	1.104E+02	-6.279E+01
3	1.800E+02	1.285E-02	3.793E-03	-7.301E+01	-2.462E+02
4	2.400E+02	7.983E-04	2.358E-04	1.033E+02	-6.994E+01
5	3.000E+02	1.128E-02	3.332E-03	-9.305E+01	-2.662E+02
6	3.600E+02	6.507E-04	1.922E-04	1.040E+02	-6.916E+01
7	4.200E+02	1.140E-02	3.367E-03	-1.037E+02	-2.769E+02
8	4.800E+02	5.597E-04	1.653E-04	1.261E+02	-4.708E+01
9	5.400E+02	1.130E-02	3.337E-03	-1.119E+02	-2.851E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 6.937869E-01 PERCENT

Tabela 5.2 – Análise harmônica da corrente entregue à rede

Pode-se, então, determinar a potência drenada da UPS e a potência devolvida para a rede:

$$P_{\text{rede}} = V_{\text{rede}} \cdot I_{\text{rede}} \cdot \cos(\theta) = 220 \cdot \frac{3,385}{\sqrt{2}} \cdot \cos(6,8) = 522,9 \text{ W}$$

$$P_{\text{ups}} = V_{\text{ups}} \cdot I_{\text{ups}} \cdot \cos(\theta) = 220 \cdot \frac{3,415}{\sqrt{2}} \cdot \cos(3,082) = 530,5 \text{ W}$$

O fato de a potência entregue a rede ser menor que a potência drenada da UPS se deve às perdas relativas à condução nas chaves utilizadas na simulação (resistência de condução), o que de fato deverá ocorrer praticamente. No entanto, os valores obtidos na simulação são maiores que os esperados através da análise teórica. Isto se deve aos filtros que causam uma ondulação na tensão de entrada, fazendo com que a tensão seja um pouco maior em grande parte do tempo de condução da chave, ocasionando um acréscimo de energia no indutor, conforme mostra a Fig. 5.7 a seguir:

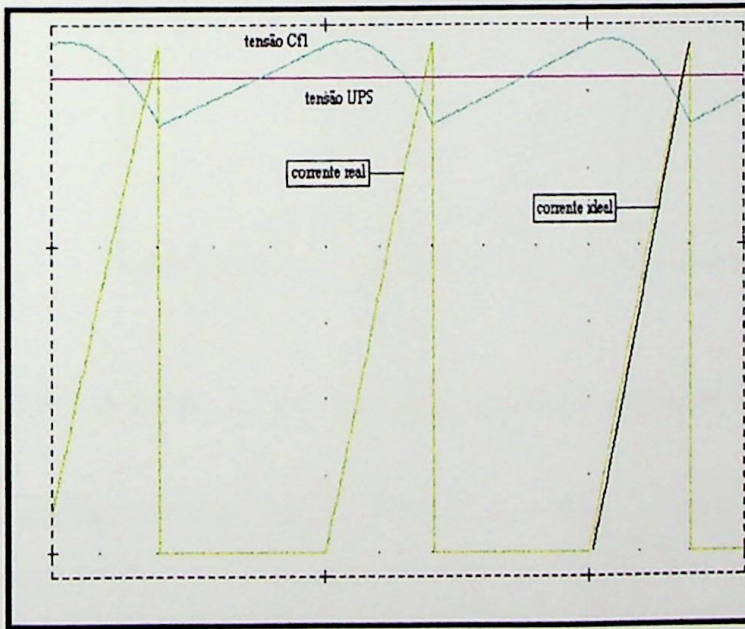


Fig. 5.7 – Detalhe da forma de onda na chave Buck-Boost, capacitor de entrada e tensão da UPS

Detalhes da simulação:

- Os sinais de controle utilizados são os mostrados na Fig. 2.9, considerando um tempo de espera de $50\mu\text{s}$ entre os pulsos S_1 e S_{C1} , conforme explicado no Capítulo 2;
- Resistências controladas por tensão foram utilizadas para simular as chaves.

A Fig. 5.8 mostra os detalhes do chaveamento de um IGBT, assim como a corrente que circula pelo indutor Buck-Boost neste instante:

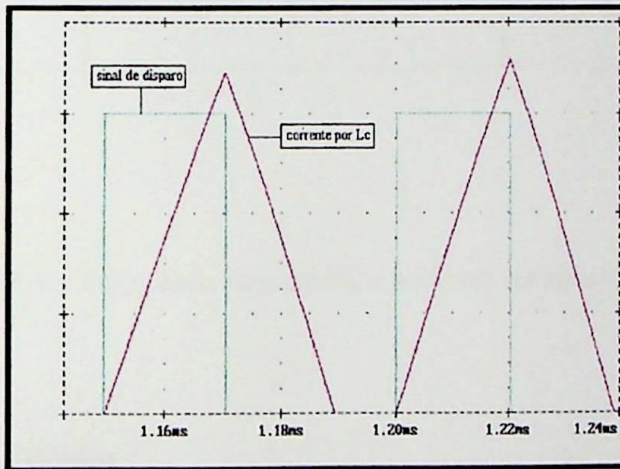


Fig. 5.8 – Detalhes da corrente pelo indutor Buck-Boost durante o chaveamento

Para enriquecer esta análise, simulou-se também o reciclador no software “Circuit Maker”. O esquemático utilizado está mostrado na Fig. 5.9. Este software permite a medida direta das potências drenada pelo reciclador e entregue a rede, assim como a medida dos valores médios e eficazes de todas as correntes relacionadas ao reciclador de potência bidirecional, permitindo uma análise comparativa com os valores teóricos calculados, conforme apresenta a Tabela 5.3.

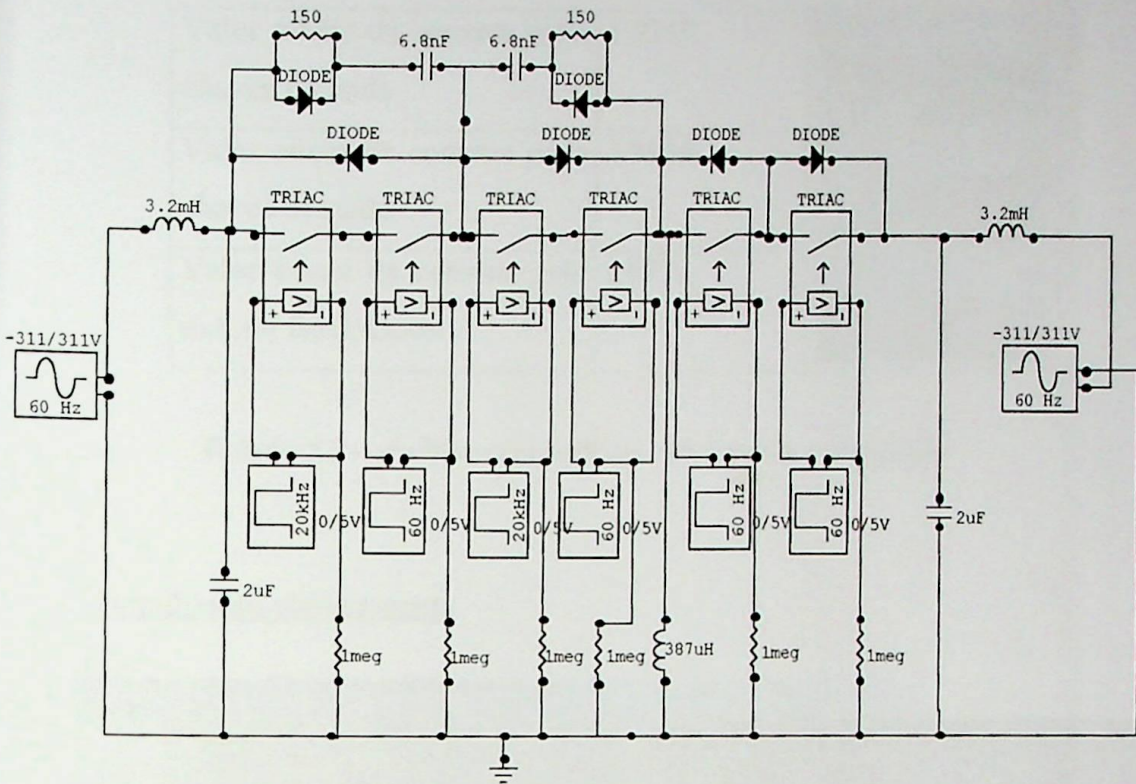


Fig. 5.9 – Diagrama esquemático utilizado na simulação do reciclador

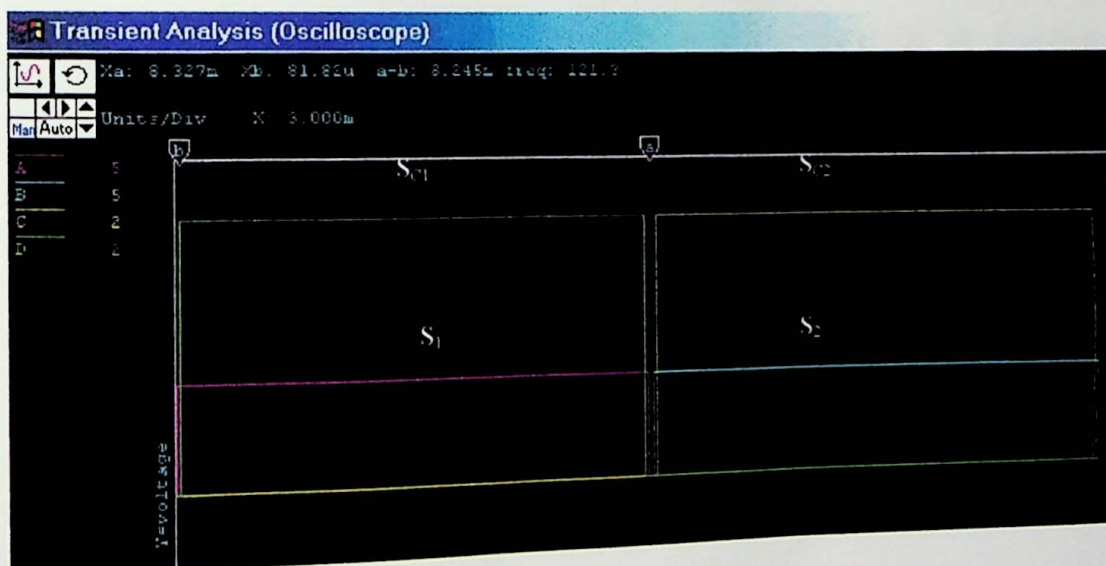
Resultados Obtidos

	Teórico	Simulação
Potência drenada pela UPS	500W	Multimeter ACR <input type="checkbox"/> 541.0 W
Potência entregue a rede	500W	Multimeter ACR <input type="checkbox"/> 511.0 W
Valor médio da corrente pelas chaves de entrada	1.024A	Multimeter DCA <input type="checkbox"/> 1.024 A
Valor eficaz da corrente pelas chaves de entrada	2.936A	Multimeter ACR <input type="checkbox"/> 2.936 A

Valor médio da corrente pelas chaves de saída	1.024A	Multimeter DCA <input type="checkbox"/>
Valor eficaz da corrente pelas chaves de saída	2.936A	Multimeter ACR <input type="checkbox"/>
Valor eficaz da corrente pelo indutor Buck-Boost	5.871A	Multimeter ACR <input type="checkbox"/>

Tabela 5.3 – Análise comparativa entre teoria e simulação

Detalhes do chaveamento



- S_{C1}
- S_{C2}
- S₁
- S₂

Fig. 5.10 – Detalhes do chaveamento



Duração dos pulsos de chaveamento

Os dados relacionados a seguir foram utilizados tanto na simulação quanto na implementação prática:

- Duração de S_{C1} e $S_{C2} \rightarrow 8,133\text{ms}$
- Duração de S_1 e $S_2 \rightarrow 8,233\text{ms}$
- Tempo morto entre S_{C1} e $S_{C2} \rightarrow 200\mu\text{s}$
- Tempo morto entre S_1 e $S_2 \rightarrow 100\mu\text{s}$
- Tempo morto entre S_{C1} e S_1 / S_{C2} e $S_2 \rightarrow 50\mu\text{s}$

As simulações confirmam o funcionamento do reciclador de potência bidirecional Buck-Boost, sincronizado com a rede. O próximo passo é a implementação do protótipo que comprovará os resultados esperados, obtidos através da simulação.

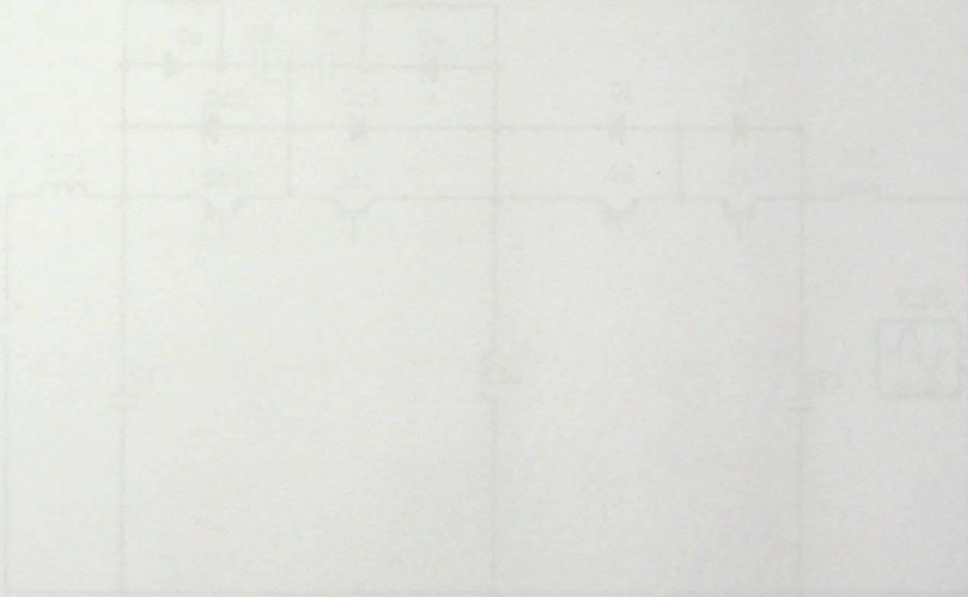


Fig. 5.1 – Projeto do reciclador bidirecional

Capítulo 6

Implementação do Protótipo do Reciclador de Potência

Com a finalidade de comprovar praticamente a funcionalidade do reciclador proposto, montou-se um protótipo com base no projeto feito no Capítulo 4 (Fig. 6.1). É interessante salientar que não é o objetivo deste trabalho propor um equipamento comercial, e sim montar um protótipo que confirme na prática a nova filosofia proposta. Com base nesses objetivos, resultados interessantes foram conseguidos.

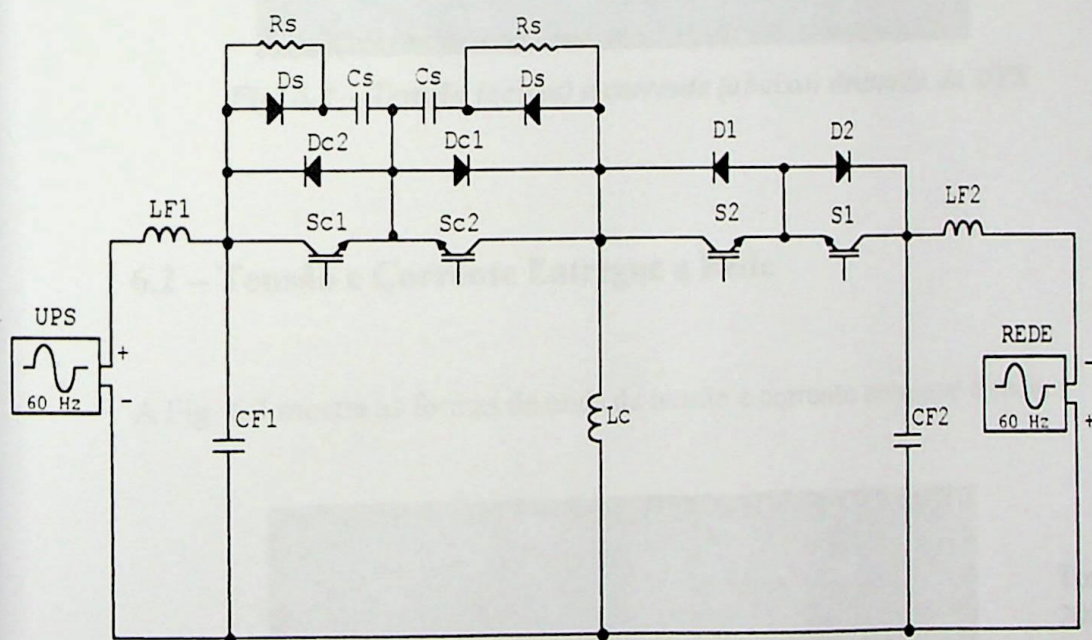
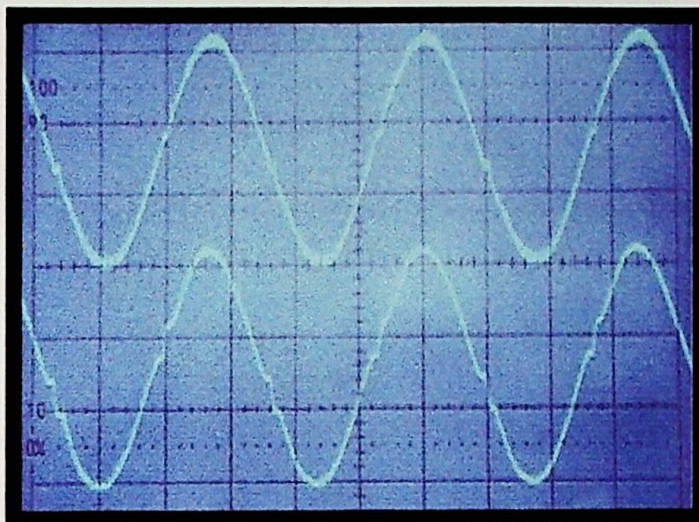


Fig. 6.1 – Protótipo do reciclador implementado

6.1 – Tensão e Corrente da UPS

A Fig. 6.2 mostra as formas de onda da tensão e corrente drenadas da UPS.



Tensão:
200 V/div

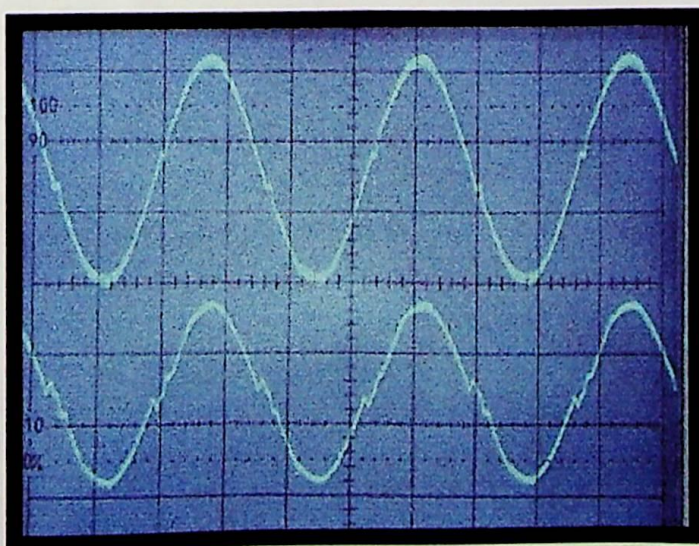
5ms/div

Corrente:
2 A/div

Fig. 6.2 – Tensão (acima) e corrente (abaixo) drenada da UPS

6.2 – Tensão e Corrente Entregue a Rede

A Fig. 6.3 mostra as formas de onda da tensão e corrente entregue à rede.



Tensão:
200 V/div

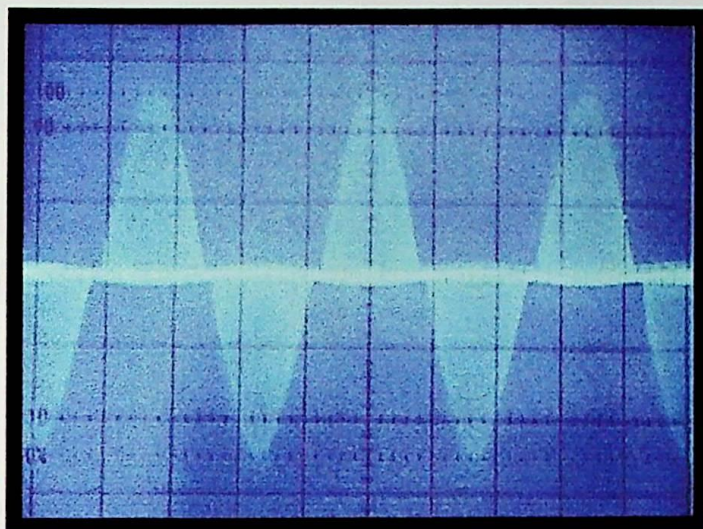
5ms/div

Corrente:
2 A/div

Fig. 6.3 – Forma de onda da tensão (acima) e corrente (abaixo) enviada a rede

6.3 – Corrente pelo Indutor Buck-Boost

A Fig. 6.4 mostra a forma de onda da corrente que flui pelo indutor Buck-Boost.



5 A/div

Fig. 6.4 – Forma de onda da corrente pelo indutor Buck-Boost

6.4 – Circuito de Controle

A Fig. 6.5 mostra a foto do circuito de controle e disparo do reciclador.

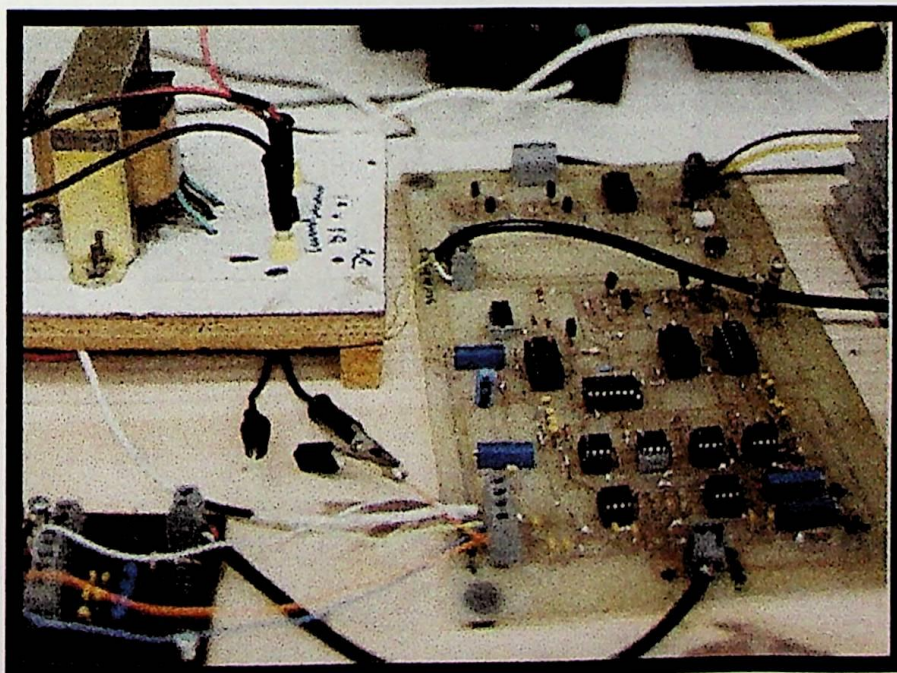


Fig. 6.5 – Foto do circuito de controle

6.5 – Circuito de Potência

A Fig. 6.6 mostra a foto do circuito de potência e filtros.

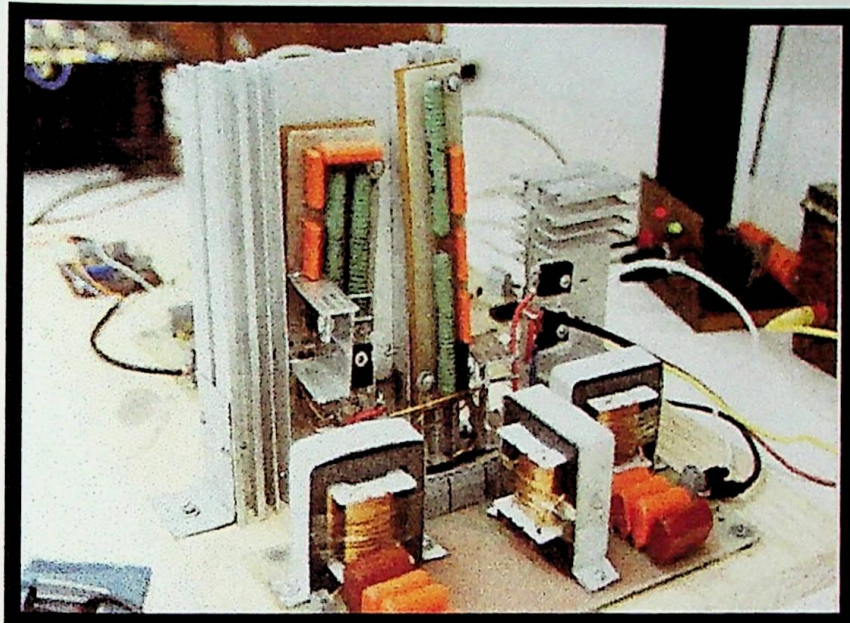


Fig.6.6 – Foto do circuito de potência

6.6 – Reciclador de Potência

A Fig. 6.7 mostra a foto geral do reciclador e os instrumentos de bancada.

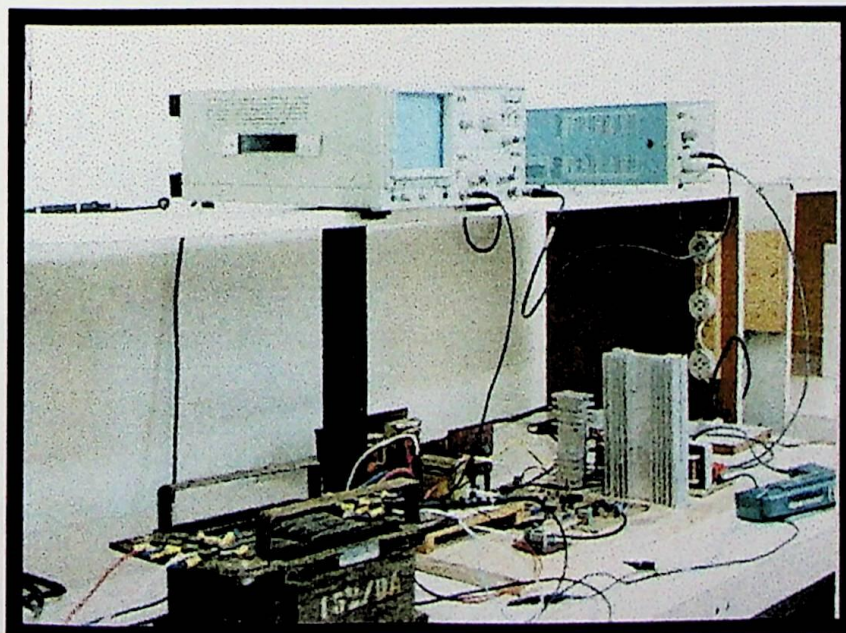


Fig. 6.7 – Foto geral do reciclador de potência

6.7 – Resultados Práticos

Foram tomadas algumas medidas das potências de entrada e saída do reciclador, com o objetivo de se determinar o rendimento prático, conforme mostra a tabela abaixo:

P_{in} (W)	P_o (W)	η (%)
31,8	25,6	80,5
141,4	115,5	81,7
228	189,3	83,0
318,6	269,2	84,5
335,7	285,9	85,2

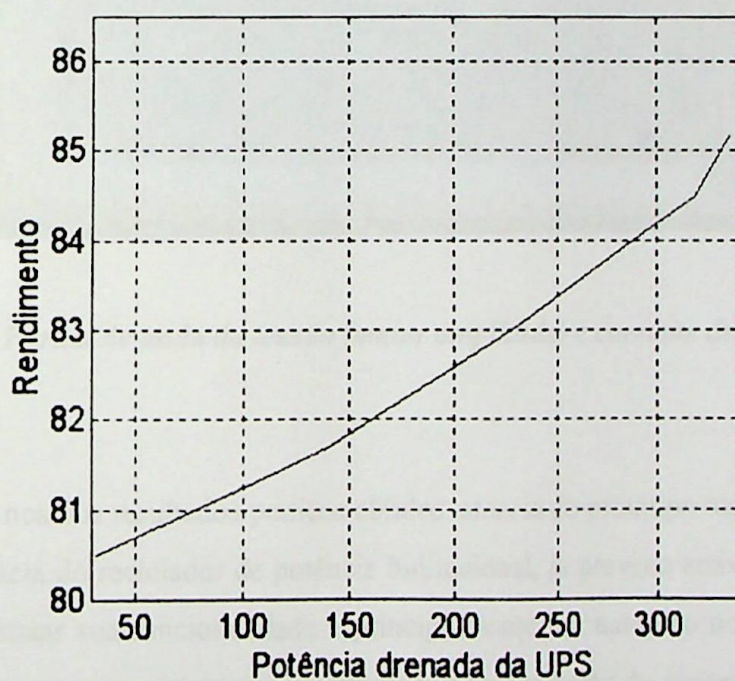
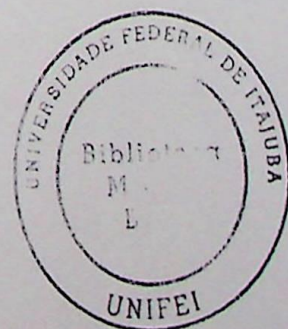


Fig. 6.8 – Gráfico do rendimento η (%) em função da potência drenada da UPS

Pode-se observar que a aproximadamente 300W (P_{in}), o reciclador atingiu o rendimento previsto no Capítulo 3, o que comprova a eficiência da nova estrutura.



A Fig. 6.9 mostra a forma de onda da tensão e corrente da UPS simultaneamente, fora de escala.

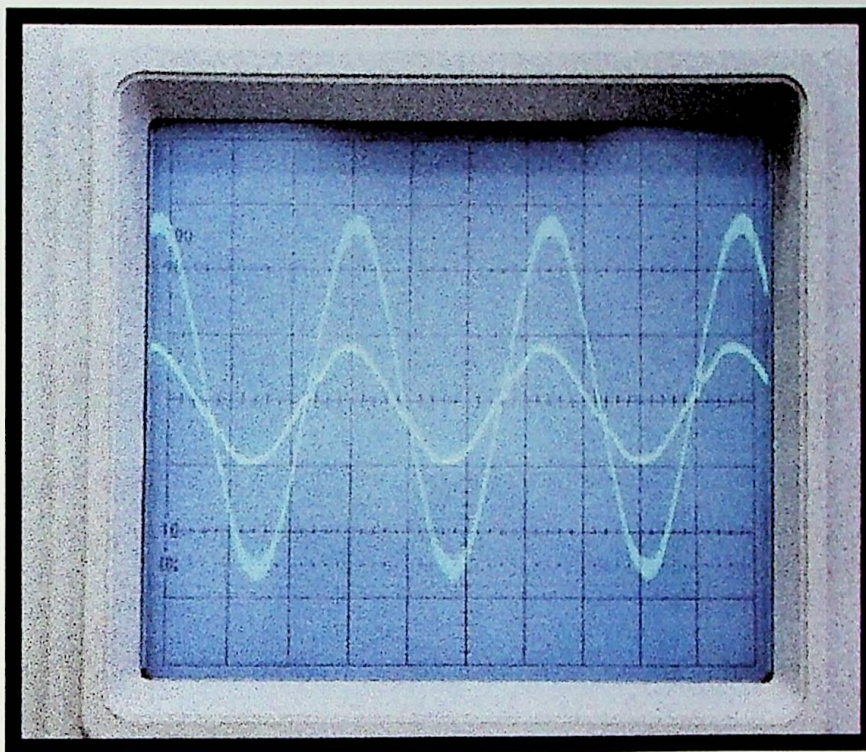


Fig. 6.9 – Forma de onda da tensão (maior amplitude) e corrente drenada da UPS

Com base nos dos resultados práticos obtidos através do protótipo montado, foi possível comprovar a eficácia do reciclador de potência bidirecional, já previsto através das simulações. Foi possível constatar sua funcionalidade e principalmente um aumento na eficiência quando comparado com a proposta existente na literatura, devido à redução do número de componentes.

Conclusão Geral

Este trabalho apresentou uma nova estrutura recicladora de potência para UPS's', utilizando conversores eletrônicos, trabalhando com chaves bidirecionais. A estrutura proposta substitui o tradicional banco de resistores usados nos testes de "burn-in" de fontes de alimentação, devolvendo para a rede grande parte da potência drenada da UPS. Desta forma, o teste pode ser realizado com uma economia significativa de energia, contribuindo de forma positiva com os aspectos econômicos e ecológicos relacionados à escassez dos recursos energéticos dos dias de hoje. Torna-se também necessário que o equipamento desenvolvido agregue alto fator de potência com baixa distorção harmônica. Isso foi conseguido através da imposição de uma corrente quase senoidal sincronizada com a tensão da rede e da utilização de filtros passivos para a reconstituição da componente fundamental.

No capítulo 2, fez-se um estudo do reciclador de potência bidirecional para UPS sincronizada com a rede, destacando-se as diversas estruturas que podem ser obtidas a partir das seis topologias básicas dos conversores eletrônicos. O funcionamento do reciclador no modo descontínuo tem a vantagem da simplicidade do circuito de controle, devido a ausência da malha de corrente, visto que o indutor se descarrega completamente antes do próximo ciclo de carga, não necessitando de um controle em malha fechada para a imposição da corrente senoidal. No entanto, este modo de operação tem uma desvantagem: leva o semicondutor a atuar com altos picos de corrente. No Capítulo 3, fez-se um estudo e comparação das perdas do reciclador aqui proposto e do proposto em [1]. Para que o estudo fosse válido, usou-se como base de comparação o reciclador de potência Buck-Boost, trabalhando com as mesmas características de potência e chaveamento (IGBT's'). Obteve-se uma melhoria de aproximadamente 4% (de 84.1% para 88.3%) na eficiência do equipamento, melhoria esta que foi comprovada através do protótipo montado, documentado no Capítulo 6. Esta melhoria deve-se a uma redução no número de semicondutores. Em grande escala, essa porcentagem de melhoria torna-se muito significativa. No Capítulo 4, foi descrito o projeto de um reciclador de potência Buck-Boost para operar com uma potência máxima de 500W. Com base nesse projeto, fez-se uma comprovação teórica do funcionamento da nova estrutura através da simulação do reciclador, usando o software "Pspice". Com base na simulação, obteve-se as principais formas de onda que confirmam a eficiência do sistema, documentada no Capítulo 5. Um protótipo do reciclador Buck-Boost foi montado com

base no projeto feito no capítulo 4. Considerando os resultados obtidos praticamente, confirmou-se a funcionalidade e eficiência do equipamento. A eficiência conseguida foi de aproximadamente 85%, para o reciclador operando a 336W. O valor teórico não foi conseguido devido às perdas nos filtros, circuito de disparo e indutor do conversor. Alguns aspectos importantes devem ser considerados:

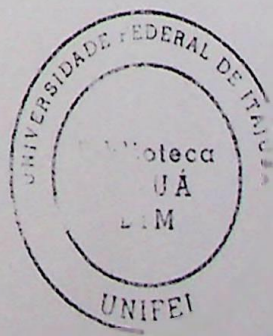
- ✓ Deve haver um tempo suficiente para o descarregamento total da energia armazenada no indutor do conversor, para evitar o pico de tensão na chave que causa sua queima. Por medida de segurança, superestimou-se este tempo, de forma que ocorreu uma pequena distorção na forma de onda de corrente drenada da UPS e enviada a rede;
- ✓ Não foi aqui proposto um sistema de proteção para a falta da rede, o que impossibilitaria o descarregamento da energia armazenada no indutor, ocasionando, conseqüentemente, a queima das chaves devido ao efeito da sobretensão;
- ✓ Da mesma forma que a falta da rede impossibilita o descarregamento da energia do indutor, a falta dos sinais de controle também bloqueia o fluxo de descarregamento da energia armazenada no indutor do conversor. Uma vez que o indutor está carregado e não existe o sinal de gatilho para o seu descarregamento através da rede, um arco de tensão é criado nos terminais das chaves, ocasionando a queima destas. Tal fato, ocorrido na prática, pode ser evitado através de um dispositivo de segurança elaborado para tal fim. Convém ressaltar que não é objetivo do trabalho propor um equipamento para fins comerciais e sim, um modelo que confirmasse na prática aquilo que foi previsto na teoria. Partindo deste ponto, não houve a preocupação específica com a otimização na implementação do projeto. É claro que se o reciclador for trabalhado nesse aspecto, resultados ainda melhores poderão ser obtidos. Desta forma, tais inconvenientes foram superados através de algumas medidas de segurança adotadas na prática, tais como só ligar a energia quando certificado da existência dos sinais de controle das chaves. Da mesma forma não se deve retirar os sinais de controle das chaves enquanto a energia da UPS e da rede estiverem conectadas ao reciclador.

Algumas opções de trabalho que podem ser sugeridas como continuação são:

- ✓ Um reciclador de potência bidirecional para UPS's que operam no modo contínuo, através de um sistema de controle de corrente realimentado;
- ✓ Um reciclador de potência bidirecional para UPS's não sincronizadas com a rede.

Referências Bibliográficas

- [1] **C. A. Ayres and I. Barbi** –“ A Family of Converters for UPS Production Energy Recovery”, Transactions On Power Electronics, July 1997.
- [2] **A. F. de Souza e I. Barbi**, Apostila do curso “Correção do Fator de Potência de Fontes de Alimentação”, INEP/UFSC 1993.
- [3] **R. P. T. Bascopé e A. J. Perin**, “O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência”, Ed. Sagra Luzzato 1997.
- [4] **Rachid, M.**; “Electrónica de Potencia”; Editora Prentice Hall Hispano-americana S.A; Segunda Edición, 1995.
- [5] **L.F. Pereira de Mello**, “Análise e Projeto de Fontes Chaveadas”, Ed. Érica, 1ª Edição, 1996.
- [6] **Cyril W. Lander**, “Eletrônica Industrial: Teoria e Aplicações”, Makron Books, 2ª Edição, 1996.
- [7] **M.W. Ribeiro, A.C. Moraes, J.A. Melo**, “Tango”, Ed. Érica, 4ª Edição, 1993.
- [8] **Kazuo Nakashima**, “Apostila do curso de Amplificadores Operacionais”, EFEI, 1996.
- [9] “Power Semiconductors Product Digest 92/93”, International Rectifier.
- [10] **C. A. Ayres and I. Barbi**, “Uma Família de Conversores para Reciclagem de Potência Durante o teste de Burn-in de UPS's”, *Revista Eletrônica de Potência da SOBRAEP*- Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, Vol 1, nº 1, pp. 35-42.
- [11] **C. A. Ayres e I. Barbi**, “Recicladores de Energia Aplicados ao Teste de Burn-in de Fontes de Alimentação”, *INDUSCON'96* - Conferência Sobre Aplicação de Eletricidade na Indústria, São Paulo, agosto de 1996.
- [12] **C. A. Ayres**, “Tese de Doutorado submetida à Universidade Federal de Santa Catarina”, UFSC 1996.



Apêndice A

A Fig. A.1 mostra o PCB desenvolvido no Tango para o circuito de disparo:

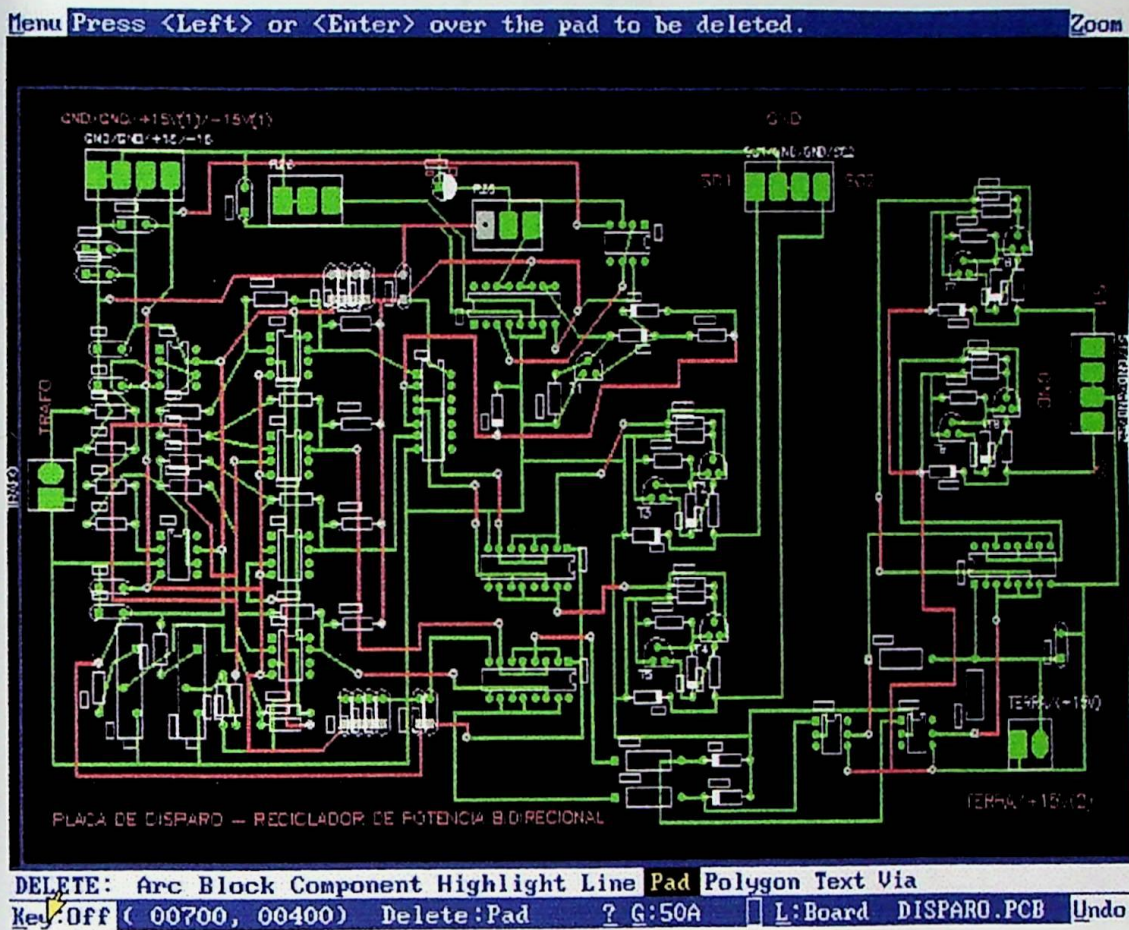


Fig. A.1 – PCB do circuito de disparo elaborado no Tango

As Figs. A.2 e A.3 mostram o “lay-out” da placa vista do lado da solda e do lado do componente com o respectivo “silk-screen” dos componentes.

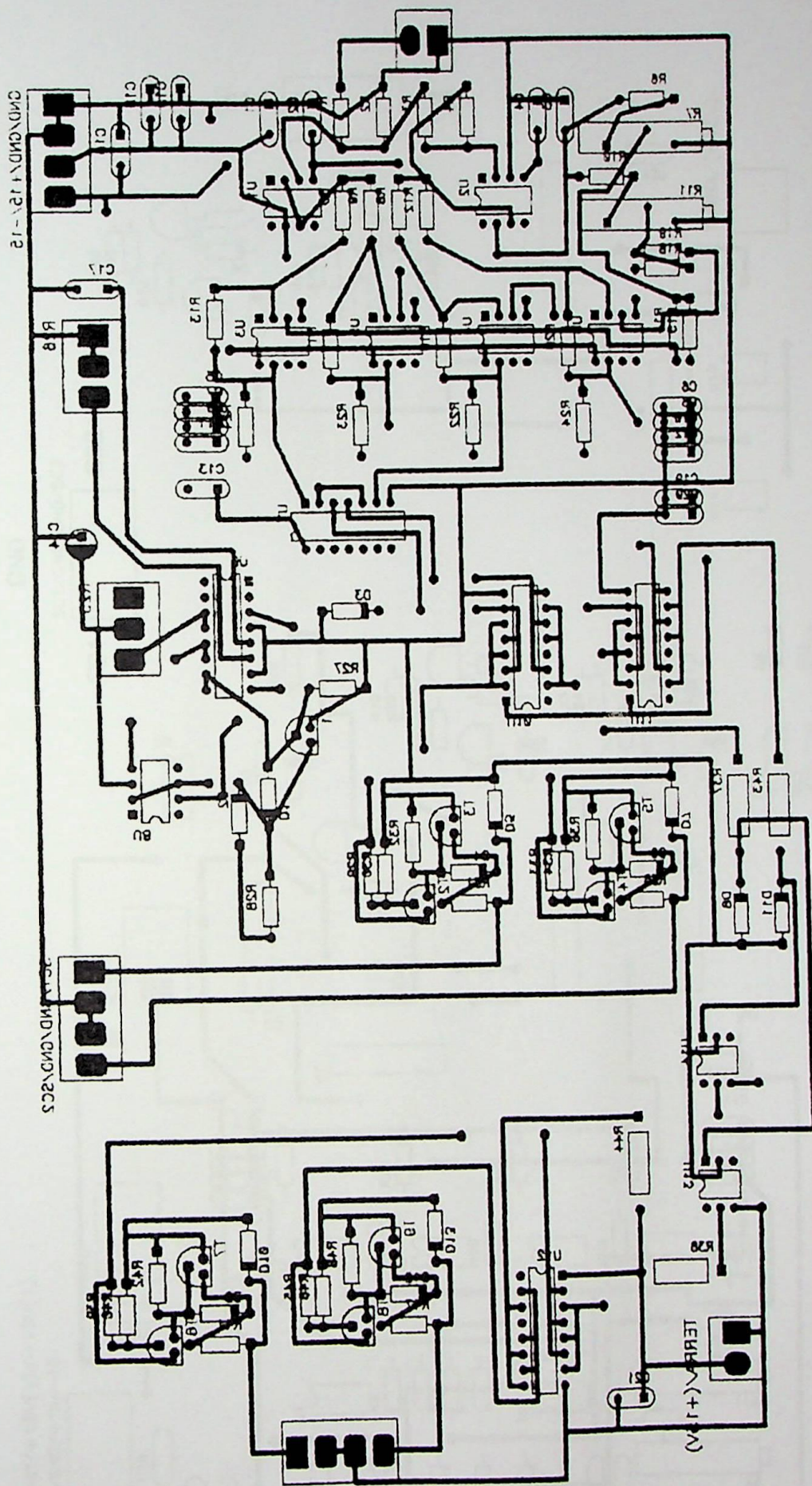


Fig. A.2 - Lado da solda

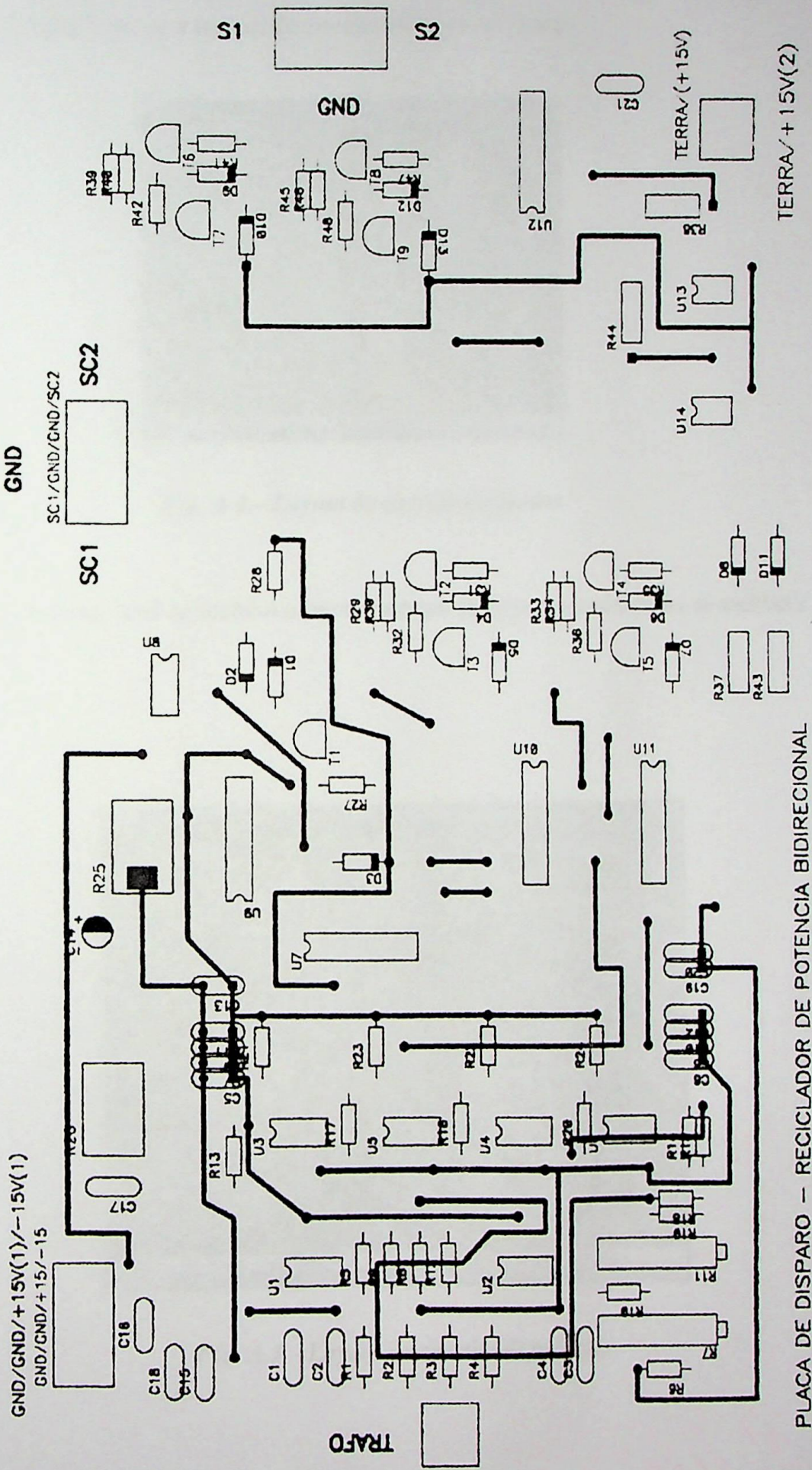


Fig. A.3 - Lado dos componentes

PLACA DE DISPARO - RECICLADOR DE POTENCIA BIDIRECCIONAL

A seguir tem-se o lay-out do circuito elaborado no Tango:

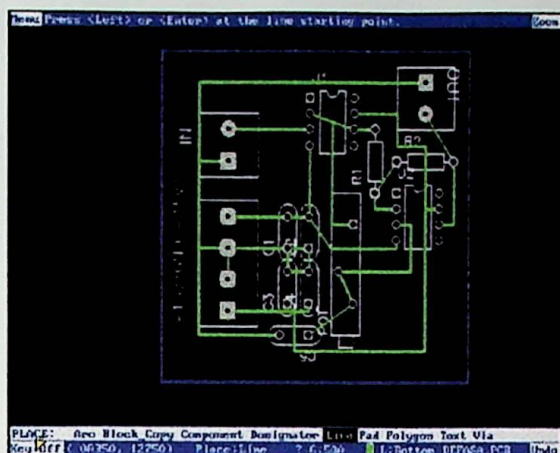


Fig. A.4 – Layout do circuito defasador

A seguir tem-se também o layout da placa de potência, assim como os snubber's:

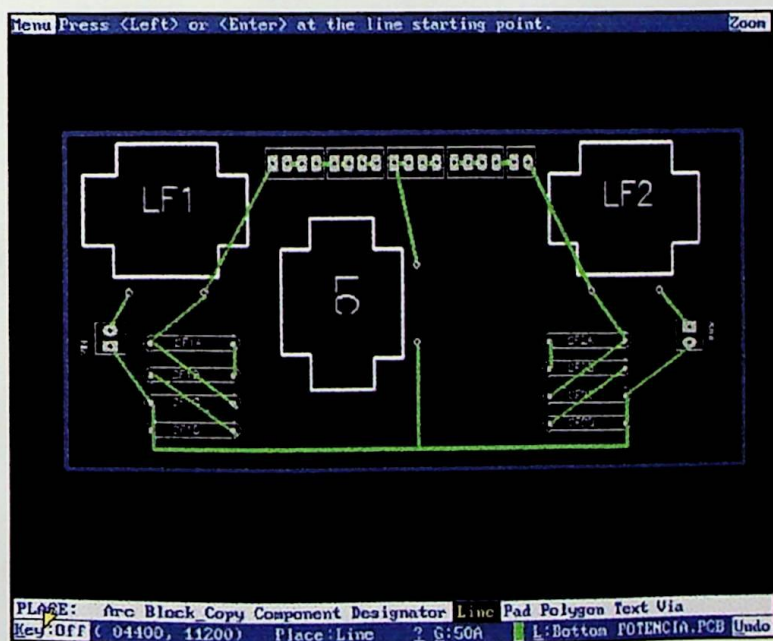


Fig. A.5 – Layout do circuito de potência



Fig. A.6 – Layout dos snubber's

Bill of Materials

DISPARO.PCB

Tango-PCB - This is the Header

Quantity	Type	Value	Ref Designators
2	C.I	4N25	U13, U14
3	C.I	CD4050	U10, U11, U12
1	C.I	CD4081	U7
4	C.I	LM311	U3, U4, U5, U6
3	C.I	LM741	U1, U2, U8
19	CAPACITOR	0.1uF	C1, C2, C3, C4, C5, C6, C7, C8, C9, C10, C11, C12, C13, C15, C16, C18, C19, C20, C21
1	CAPACITOR	10nF	C17
1	CAPACITOR	22uF	C14
8	DIODO	1N4148	D1, D2, D4, D6, D8, D9, D11, D12
5	DIODO	ZENER-15V	D3, D5, D7, D10, D13
2	KRE-2		TERRA/ (+15V), TRAF0
3	KRE 4		GND/GND/+15/-15, S1/GND/GND/S2, SC1/GND/GND/SC2
1	POTENCIOMETRO	20K	R26
1	POTENCIOMETRO	50K	R25
25	RESISTOR	1K	R5, R8, R9, R12, R14, R15, R18, R19, R21, R22, R23, R24, R27, R29, R30, R32, R33, R34, R36, R39, R40, R42, R45, R46, R48
2	RESISTOR	10K	R1, R2
2	RESISTOR	15K	R6, R10
1	RESISTOR	47R	R28
2	RESISTOR	100K	R3, R4
4	RESISTOR	100R	R31, R35, R41, R47
4	RESISTOR	150K	R13, R16, R17, R20
2	RESISTOR	270R/0.5W	R37, R43
2	RESISTOR	390R/1W	R38, R44
1	TL494		U9
9	TRANSISTOR	BC327	T1, T2, T3, T4, T5, T6, T7, T8, T9
2	TRIMPOT	1K	R7, R11

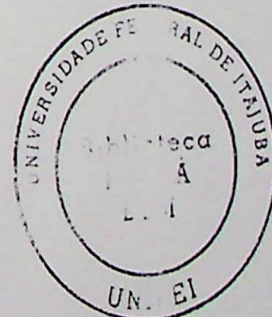


Fig. A.7 – Lista de componentes