

JOACILLO LUZ DANTAS

**RECICLADOR DE ENERGIA PARA TESTES DE
BURN-IN EM FONTES CC PARA
TELECOMUNICAÇÕES**

**FORTALEZA
2006**

UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

RECICLADOR DE ENERGIA PARA TESTES
DE BURN-IN EM FONTES CC PARA
TELECOMUNICAÇÕES

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

JOACILLO LUZ DANTAS

Fortaleza, Janeiro de 2006.

RECICLADOR DE ENERGIA PARA TESTES DE BURN-IN EM FONTES CC PARA TELECOMUNICAÇÕES

Joacillo Luz Dantas

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

Fernando Luiz Marcelo Antunes, Dr.
Orientador

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

Banca Examinadora:

, Dr.
Presidente

, Dr.

, Dr.

, Dr.

A Deus e a Nossa Senhora Desatadora dos
Nós por terem me ajudado a vencer essa batalha.

À minha amada esposa Eveline pelo incentivo e apoio incondicional, e pelas privações que foi obrigada a suportar durante esse mestrado.

À nossa filha Juliana pela felicidade que ela nos trouxe. E à Denise Emy, Leandro e Mariana pela alegria que eles implantam em nossa família

Ao meu pai José Joaci Dantas de Andrade Torres† por ter sido uma pessoa que primava pela verdade e que apreciava o ato de ler , servindo-nos como um exemplo. E à minha mãe Maria Helena por ter se empenhado tanto, mesmo com grandes sacrifícios, em nos oferecer a oportunidade de estudar.

Aos meus irmãos Corina, Beto, Adriana,
Ronaldo, Danielly e Herly.

Ao meu sogro Walter Gurgel Barreto† por ter me recebido como um filho e por se orgulhar dessa conquista.

AGRADECIMENTOS

Meus sinceros agradecimentos ao professor Fernando Antunes, por sua valiosa orientação, disponibilidade, amizade e pela confiança depositada em minha pessoa para realização deste trabalho.

Aos professores e amigos Cícero, Ricardo Thé, Ruth, Ivanildo, Laurinda, Otacílio, Luiz Henrique, Demercil, René Torrico, todos do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, responsáveis direta ou indiretamente por minha formação na graduação e na pós-graduação.

Aos membros da banca examinadora: Prof. Evandro Soares, Prof. Luiz Henrique, Prof. Cícero Marcos e Prof. Fernando Antunes pelas oportunas contribuições.

Agradeço aos companheiros de laboratório: Gustavo, George Harrisson, Carla Gondim, Edílson Mineiro, Paulo Meireles, Coutinho pelo apoio e incentivo, e em especial Marcos Rogério, Kleber Lima e Pedro pelas contribuições e apoio incondicional para realização deste trabalho.

Ao amigo e irmão João Almeida Diniz Júnior pelos anos de companheirismo e estudo de na área de eletrônica e microcontroladores.

À empresa Delta Energy System (Curitiba) pelo suporte financeiro dado à primeira fase do projeto.

Ao Grupo de Processamento de Energia e Controle- GPEC do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará pela disponibilidade de toda sua infraestrutura.

Às queridas empresas Moageira Serra Grande e Cerâmica Torres pelo privilégio de me deixarem participar dos trabalhos e experiências nas áreas de engenharia elétrica e eletrônica.

Aos amigos do curso de Telemática do Centro Federal de Educação Tecnológica do Ceará pelo incentivo, amizade e companheirismo ao longo desses anos.

A todos que de alguma forma contribuíram para esta realização pessoal.

RESUMO

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

RECICLADOR DE ENERGIA PARA TESTES DE BURN-IN EM FONTES CC PARA TELECOMUNICAÇÕES

Joacillo Luz Dantas

Janeiro/2006

Orientador: Fernando Luiz Marcelo Antunes, PhD.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: conversor CC-CC, Reciclador de energia, burn-in, injeção de corrente, rede elétrica

Número de Páginas: 100.

RESUMO: O presente trabalho aborda uma arquitetura viável utilizada para realização do teste de *burn-in* em fontes CC para telecomunicações. A topologia apresentada é composta por três conversores de energia e substitui o usual banco de resistores utilizado como carga para as fontes no teste de *burn-in* convencional. O reciclador de energia drena da fonte CC a corrente necessária para realizar o teste, porém retorna para a rede elétrica grande parte da energia retirada da fonte CC através da injeção de uma corrente senoidal de baixa distorção harmônica e de alto fator de potência.

ABSTRACT

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

ENERGY RECICLER FOR BURN-IN TESTES OF TELECOMMUNICATIONS DC SOURCES

Joacillo Luz Dantas

Janeiro/2006

Advisor: Fernando Luiz Marcelo Antunes, PhD.

Area of Concentration: Power Electronic.

Keywords: Energy recycler, burn-in, current injection, greed.

Number of Pages: 100.

ABSTRACT: The present work approaches a feasible architecture to accomplish the telecommunications DC power source burn-in teste using the energy recycler concept. The topology is composed by three eletronic converters and replaces the regular resistor load bank that is used in conventional *burn-in* test. The energy recicler drains of the DC power source the current demanded during the burn-in test but it returns to the utility grid the most energy taken out from the DC source by a high power factor and low Total Harmonic Distortion currente injection.

Simbologia

Símbolo	Significado	Unidade
A_e	Área efetiva do núcleo de ferrite	$[cm^2]$
A_{e_k}	Área efetiva do núcleo de ferrite do indutor <i>buck</i> .	$[cm^2]$
A_{e_s}	Área efetiva do núcleo de ferrite do indutor <i>boost</i> .	$[cm^2]$
A_w	Área da janela do núcleo de ferrite	$[cm^2]$
A_{w_k}	Área da janela do núcleo de ferrite do indutor <i>buck</i> .	$[cm^2]$
A_{w_s}	Área da janela do núcleo de ferrite do indutor <i>boost</i> .	$[cm^2]$
C_{fv}	Capacitância de realimentação do compensador de tensão do conversor <i>buck</i> .	$[F]$
$Ch1, Ch2$ $Ch3$	e Chaves(relés) acionadas pelo microcontrolador PIC16F870.	
C_s	Capacitância do capacitor <i>boost</i> .	$[F]$
$CI_s(s)$	Função de transferência do compensador de corrente do conversor <i>boost</i> .	
C_{tk}	Capacitor do circuito oscilador do controle do conversor <i>buck</i>	$[F]$
C_{ts}	Capacitor do circuito oscilador do controle do conversor <i>boost</i> .	$[F]$
d_k	Diodo <i>buck</i> .	
D_k	Razão cíclica do conversor <i>buck</i> .	
$D_k(\theta)$	Razão cíclica do conversor <i>buck</i> em função de θ .	
d_s	Diodo <i>boost</i> .	
D_s	Razão cíclica do conversor <i>boost</i> .	
D_{s_max}	Máxima razão cíclica do conversor <i>boost</i> .	
E_{fcc}	Tensão nominal da fonte CC a ser testada.	$[V]$
f_{ci_k}	Frequência de corte do compensador de corrente do conversor <i>buck</i> .	$[Hz]$
f_{cv_k}	Frequência de corte do compensador de tensão do conversor <i>buck</i> .	$[Hz]$

f_k	Frequência de chaveamento do conversor <i>buck</i> .	[Hz]
f_s	Frequência de chaveamento do conversor <i>boost</i> .	[Hz]
f_{o_k}	Frequência de cruzamento do compensador de tensão do conversor <i>buck</i> .	[Hz]
G_{ca_k}	Ganho do compensador de corrente do conversor <i>buck</i> .	
$G_s(s)$	Função de transferência simplificada do conversor <i>boost</i> .	
$I_{C_s_ef}$	Valor eficaz da corrente no capacitor C_s .	[A]
I_{Da1_md}	Corrente média no diodo Da1.	[A]
I_{Da2_md}	Corrente média no diodo Da2.	[A]
I_{Da3_md}	Corrente média no diodo Da3.	[A]
I_{dk}	Corrente no diodo <i>buck</i> .	[A]
I_{ds}	Corrente no diodo <i>boost</i> .	[A]
I_{ds_ef}	Corrente eficaz no diodo <i>boost</i> .	[A]
I_{ds_md}	Corrente média no diodo <i>boost</i> .	[A]
I_{ef_inv}	Corrente eficaz na saída do inversor de corrente	[A]
I_{ef_rede}	Corrente eficaz injetada na rede elétrica.	[A]
I_{e_inv}	Corrente instantânea de entrada no inversor.	[A]
I_{fcc}	Corrente média requisitada da fonte CC durante o teste.	[A]
I_{inj_t}	Corrente injetada no transformador.	[A]
I_{inj_rede}	Corrente injetada na rede	[A]
I_{Lk}	Corrente instantânea no indutor <i>buck</i> .	[A]
I_{Lk_min}	Mínima corrente no indutor <i>buck</i> .	[A]
I_{Lk_max}	Corrente máxima no indutor <i>buck</i> .	[A]
I_{Ls}	Corrente instantânea no indutor <i>boost</i> .	[A]
I_{Ls_max}	Corrente máxima no indutor <i>boost</i> .	[A]
I_{Ls_min}	Corrente mínima no indutor <i>boost</i> .	[A]
I_{md_inv}	Corrente média no inversor.	[A]

I_{M1}	Corrente instantânea no interruptor <i>boost</i> M_1 .	[A]
I_{M1_md}	Corrente média no interruptor <i>boost</i> M_1 .	[A]
I_{M2}	Corrente instantânea no interruptor <i>buck</i> M_2 .	[A]
I_{M2_max}	Máxima corrente no interruptor <i>buck</i> .	[A]
I_{M2_md}	Corrente média no interruptor <i>buck</i> M_2 .	[A]
I_{M2_ef}	Corrente eficaz no interruptor <i>buck</i> M_2 .	[A]
J_{max}	Máxima densidade de corrente admitida	[A/cm ²]
l_{gk}	Entreferro no indutor <i>buck</i> .	[cm]
l_{gs}	Entreferro no indutor <i>boost</i> .	[cm]
L_k	Indutância do indutor <i>buck</i> .	[H]
L_s	Indutância do indutor <i>boost</i> .	[H]
M_1	Interruptor <i>boost</i> .	
M_2	Interruptor <i>buck</i> .	
n_{esp_k}	Número de espiras do indutor <i>buck</i> .	
n_{esp_s}	Número de espiras do indutor <i>boost</i> .	
n_{k_p}	Número de condutores em paralelo para formar o condutor <i>LITZ</i> do indutor <i>buck</i> .	
n_{s_p}	Número de condutores em paralelo para formar o condutor Litz do indutor <i>boost</i> .	
P_{burn}	Potência requisitada da fonte CC no teste de <i>burn-in</i> .	[W]
P_{dk}	Potência dissipada no diodo <i>buck</i> .	[W]
P_{ds}	Potência dissipada no diodo <i>boost</i> .	[W]
P_k	Profundidade de penetração da corrente nos condutores esmaltados do indutor <i>buck</i> , considerando o efeito pelicular.	[m]
P_{M1_on}	Potência dissipada no interruptor M_1 devido à condução.	[W]
P_{M2_on}	Potência dissipada no interruptor M_2 devido à condução.	[W]
P_{s_inv}	Potência de saída do inversor de corrente.	[W]
P_{T1_T4}	Potência dissipada nos interruptores do inversor de corrente.	[W]

R_{ex_k}	Relação de execução do indutor <i>buck</i> .	
R_{ex_s}	Relação de execução do indutor <i>boost</i> .	
R_{fv}	Resistor de realimentação do compensador de tensão do conversor <i>buck</i> .	$[\Omega]$
R_{iv}	Resistor de entrada do compensador de tensão do conversor <i>buck</i> .	$[\Omega]$
R_{Lk}	Resistência do enrolamento do indutor <i>buck</i> .	$[\Omega]$
R_{LS}	Resistência do enrolamento do indutor <i>boost</i> .	$[\Omega]$
R_{dk_on}	Resistência de condução do diodo <i>buck</i> .	$[\Omega]$
R_{ds_on}	Resistência de condução do diodo <i>boost</i> .	$[\Omega]$
R_{SE}	Resistência série equivalente do capacitor <i>boost</i> .	$[\Omega]$
R_{sht_k}	Resistor <i>shunt</i> do compensador de corrente do conversor <i>buck</i> .	$[\Omega]$
R_{sht_s}	Resistor shunt do compensador de corrente do conversor <i>boost</i> .	
R_{tk}	Resistor do circuito oscilador do controle do conversor <i>buck</i> .	$[\Omega]$
R_{ts}	Resistor do circuito oscilador do controle do conversor <i>boost</i> .	$[\Omega]$
S_{ck}	Área da secção transversal calculada para o fio esmaltado a ser utilizado para confecção do indutor <i>buck</i> .	$[cm^2]$
S_{cs}	Área da secção transversal calculada para o fio esmaltado a ser utilizado para confecção do indutor <i>boost</i> .	$[cm^2]$
$Sinal_RC1$	Sinal de saída do pino <i>RC1</i> do <i>PIC16F870</i> .	$[V]$
$Sinal_RC2$	Sinal de saída do pino <i>RC1</i> do <i>PIC16F870</i> .	$[V]$
$Sinal_1$	Sinal de saída do <i>Driver₁</i> .	$[V]$
$Sinal_2$	Sinal de saída do <i>Driver₂</i> .	$[V]$
S_{k_siso}	Área da secção transversal do fio esmaltado, sem considerar a isolamento, usado para confecção do indutor <i>buck</i> .	$[cm^2]$
S_{k_iso}	Área da secção transversal do fio esmaltado, considerando a isolamento, usado para confecção do indutor <i>buck</i> .	$[cm^2]$

V_{cc_120}	Valor médio da tensão senoidal retificada em 120Hz de referência para o UC3854	[V]
$V_{cc_120_min}$	Menor valor admitido para V_{dc_120}	[V]
V_{Cff1}	Tensão no capacitor C_{ff1} do circuito <i>feedforward</i> .	[V]
V_{dk}	Tensão reversa no diodo <i>buck</i> .	[V]
V_{ds_k}	Tensão dente de serra do PWM do compensador de corrente do conversor <i>buck</i> .	[V]
V_{ds_off}	Tensão do diodo boost durante o bloqueio.	[V]
V_{ds_on}	Queda de tensão no diodo boost durante a condução.	[V]
V_{dspp_k}	Valor pico a pico da tensão dente de serra do PWM do compensador de corrente do conversor <i>buck</i> .	[V]
V_{e_inv}	Tensão na entrada do inversor de corrente.	[V]
$V_{e_inv_pico}$	Valor de pico da tensão V_{e_inv} .	[V]
V_{ef_inv}	Tensão eficaz de saída do inversor de corrente.	[V]
V_{ek}	Tensão de entrada do conversor <i>buck</i> .	[V]
V_{ek_max}	Tensão máxima admitida para a saída do conversor <i>boost</i> .	[V]
V_{f0_ds}	Tensão limiar de condução para o diodo <i>boost</i> .	[V]
V_{iv}	Tensão na entrada do compensador de tensão do conversor <i>buck</i>	[V]
V_{M1}	Tensão no interruptor boost durante o bloqueio.	[V]
V_{M1_on}	Tensão no interruptor <i>boost</i> durante a condução.	[V]
V_{Ra}	Tensão no resistor R_a	[V]
V_{ref_i}	Tensão de referência do compensador de corrente do conversor <i>boost</i> .	[V]
V_{sh_k}	Tensão no resistor <i>shunt</i> do compensador de corrente do conversor <i>buck</i> .	[V]
V_{s_inv}	Tensão de saída do inversor de corrente	[V]
V_{spwm}	Tensão de pico da dente de serra do comparador PWM do controle de corrente do conversor <i>boost</i> .	[V]
V_{vea}	Tensão de saída do compensador de tensão do conversor	[V]

	buck	
V_{rede}	Tensão da rede elétrica	$[V]$
T_{ak}	Tempo do interruptor buck bloqueado em cada ciclo.	$[s]$
T_{ck}	Tempo de condução do interruptor buck em cada ciclo.	$[s]$
T_k	Período de chaveamento do interruptor <i>buck</i> .	$[s]$
T_s	Período de chaveamento do interruptor <i>boost</i> .	$[s]$
T_1	Interruptor 1 do inversor de corrente.	
T_2	Interruptor 2 do inversor de corrente.	
T_3	Interruptor 3 do inversor de corrente.	
T_4	Interruptor 4 do inversor de corrente.	
μ_0	Constante magnética do vácuo	$[H/m]$
θ	Ângulo da tensão senoidal de saída do conversor <i>buck</i> .	$[rad]$
ΔI_{Lk}	Varição da corrente no indutor <i>buck</i> .	$[A]$
ΔI_{Ls}	Varição da corrente no indutor <i>boost</i> .	$[A]$
ΔV_a	Varição da tensão na saída do compensador de tensão do UC3854.	$[V]$
ΔV_{a120}	Ondulação percentual de tensão em 120Hz na saída do compensador de tensão no UC3854.	
ΔV_{ek_120}	Ondulação de tensão na saída do conversor <i>buck</i> em 120Hz.	$[V]$
ΔV_{ek}	Ondulação de tensão na saída do conversor <i>buck</i> .	
η_{inv}	Rendimento do inversor de corrente	
η_k	Rendimento do conversor <i>buck</i> .	
η_s	Rendimento do conversor <i>boost</i> .	
Φ_{k_iso}	Diâmetro do fio esmaltado utilizado para confecção do indutor <i>buck</i> .	$[cm]$
Φ_{k_siso}	Diâmetro, sem o esmalte, do fio utilizado para confecção do indutor <i>buck</i> .	$[cm]$

Acrônimos e Abreviaturas

<i>ANAEEL</i>	Agência Nacional de Energia Elétrica
<i>AWG</i>	American Wire Gauge
<i>CC</i>	Corrente contínua.
<i>Fp</i>	Fator de potência.
<i>NPT</i>	<i>Non Punch Through.</i>
<i>PT</i>	<i>Punch Throug.</i>
<i>TDH</i>	Taxa de distorção harmônica.
<i>DNAEE</i>	Departamento Nacional de Águas e Energia Elétrica
<i>ONU</i>	Organização da Nações Unidas
<i>PROCEL</i>	Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica
<i>UPS</i>	Uninterruptible Power Supply
<i>ZVS</i>	Comutação sob tensão nula

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO I	
RECICLADORES DE ENERGIA.....	3
1.1 <i>Introdução</i>	3
1.2 <i>Proposta do Trabalho.....</i>	7
1.3 <i>Modo de Apresentação do Trabalho</i>	9
1.4 <i>Conclusão</i>	10
CAPÍTULO II	
O INVERSOR DE CORRENTE.....	11
2.1 <i>Introdução</i>	11
2.2 <i>Topologia do Inversor de Corrente.....</i>	11
2.3 <i>Descrição de Funcionamento.....</i>	13
2.3.1 <i>Descrição da 1a Etapa de Operação</i>	13
2.3.2 <i>Descrição da 2a Etapa de Operação</i>	14
2.4 <i>Equacionamento do Inversor de Corrente</i>	15
2.4.1 <i>Esforços de tensão nos Interruptores</i>	16
2.4.2 <i>Esforço de Corrente nos Interruptores.....</i>	17
2.5 <i>Acionamento do Inversor de Corrente</i>	17
2.6 <i>Conclusão</i>	20
CAPÍTULO III	
O CONVERSOR BUCK.....	21
3.1 <i>Introdução</i>	21
3.2 <i>Descrição do Conversor Buck Utilizado.....</i>	21
3.2.1 <i>Descrição da 1a Etapa de Operação</i>	22
3.2.2 <i>Descrição da 2a Etapa de Operação.....</i>	22
3.3 <i>Modelamento Matemático do Conversor Buck.....</i>	23
3.3.1 <i>Esforços de Corrente e Tensão no Interruptor Buck.....</i>	26
3.4 <i>Esforço de Tensão e Corrente no Diodo Buck.....</i>	Erro! Indicador não definido.
3.5 <i>Dimensionamento do Indutor Buck.....</i>	28
3.6 <i>Estratégia de Controle para o Conversor Buck.....</i>	29
3.6.1 <i>Compensador de Corrente.....</i>	31
3.6.2 <i>Compensador de Tensão.....</i>	33
3.7 <i>Conclusão</i>	35
CAPÍTULO IV	
O CONVERSOR BOOST.....	58
4.1 <i>Introdução</i>	58
4.2 <i>Etapas de Operação do Conversor</i>	59
4.2.1 <i>Descrição da 1a Etapa de Operação:</i>	59
4.2.2 <i>Descrição da 2a Etapa de Operação:</i>	59
4.3 <i>Modelamento Matemático do Conversor Boost.....</i>	61
4.3.1 <i>Cálculo da Indutância Boost.....</i>	62
4.3.2 <i>Dimensionamento do Interruptor e do Diodo Boost.....</i>	62
4.3.3 <i>Cálculo do Capacitor Boost.....</i>	64
4.3.4 <i>Dimensionamento Físico do Indutor Boost.....</i>	66
4.4 <i>Circuito Snubber Utilizado no Conversor Boost.....</i>	67
4.4.1 <i>Dimensionamento dos Componentes do Snubber.....</i>	69

4.5	<i>Técnica de Controle e Modelagem Dinâmica</i>	73
4.6	<i>Circuito de Proteção do Boost</i>	77
4.7	<i>Conclusão</i>	78
CAPÍTULO V		
PROJETO DO RECICLADOR DE ENERGIA		79
5.1	<i>Introdução</i>	79
5.2	<i>Estágio de Potência do Inversor de Corrente</i>	79
5.3	<i>Estágio de Potência do Conversor Buck</i>	80
5.4	<i>Estágio de Potência do Conversor Boost</i>	82
5.5	<i>Circuito Snubber</i>	83
5.6	<i>Estágio de Controle do Conversor Boost</i>	84
5.7	<i>Estágio de Controle do Conversor Buck</i>	88
5.8	<i>Acionamento do Inversor de Corrente</i>	92
5.9	<i>Energização e Desenergização do Sistema</i>	92
5.10	<i>Sistema Completo</i>	94
5.11	<i>Resultados de Simulação</i>	96
5.12	<i>Cálculo das Perdas no Reciclador de Energia</i>	100
5.12.1	Perdas nos Diodos	100
5.12.2	Perdas nos Interruptor M1 e M2	101
5.12.3	Perdas nos Interruptores do Inversor de Corrente	102
5.12.4	Perdas nos Diodos do Inversor	102
5.12.5	Perdas nos Indutores e no Transformador	102
5.13	<i>Perdas no Transformador</i>	103
5.14	<i>Conclusão</i>	103
CAPÍTULO VI		
RESULTADOS EXPERIMENTAIS		84
6.1	<i>Introdução</i>	84
6.2	<i>Resultados Experimentais</i>	84
6.3	<i>Conclusão</i>	95
CONCLUSÃO GERAL		96
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		98

INTRODUÇÃO GERAL

Atualmente é grande a busca pelo uso racional da energia elétrica e a otimização de suas aplicações tanto na geração, transmissão e distribuição, como para o consumidor final. O termo otimização está intimamente relacionado com o termo controle. De fato a otimização do uso da energia elétrica passa necessariamente pelo controle do fluxo energético envolvido. Neste sentido a Eletrônica de Potência tornou-se uma poderosa aliada, como um conhecimento que permite a implementação desta desejada otimização.

A partir do estudo de semicondutores de potência, teorias de controle aplicada a eletrônica e a aplicação de conhecimento sobre microcontroladores, será apresentado, neste trabalho, a proposta de um equipamento capaz de realizar um teste , usual para fontes de tensão CC, conhecido como teste de *burn-in*. O equipamento proposto, chamado de reciclador de energia, é composto por conversores de potência e realiza o citado teste com uma sensível economia de energia em relação ao teste convencional.

O capítulo I deste trabalho conceitua teste de *burn-in* e reciclador de energia. Neste capítulo explicitam-se as diferenças entre teste de *burn-in* convencional e o teste de *burn-in* com uso do reciclador. Apresentam-se alguns trabalhos relacionados com esses temas, e finalmente mostra a topologia do reciclador de energia proposto.

No capítulo II apresenta-se o inversor de corrente, que representa o ultimo estágio do equipamento proposto. Mostram-se suas etapas de operação e todo equacionamento matemático pertinente.

O conversor *buck* é abordado no capítulo III. Detalham-se suas etapas de operação, levanta-se o equacionamento matemático e faz-se o estudo do controle para que o conversor *buck* opere adequadamente para o reciclador de energia.

O conversor *boost*, aparece no capítulo IV. Suas etapas de operação também são descritas bem como seu equacionamento. Neste capítulo detalha-se também um circuito de auxílio à comutação do interruptor desse conversor e um circuito de proteção contra sobretensão.

No capítulo V dimensionaram-se todos os componentes do reciclador de energia, a partir dos equacionamentos feitos nos capítulo II,III e IV. Mostra-se o esquema completo do sistema e apresenta-se resultados de simulação.

O capítulo VI apresenta os resultados experimentais do protótipo montado em laboratório, corroborando com todo o estudo teórico realizado sobre o sistema proposto e com os dimensionamentos dos componentes.

CAPÍTULO I

RECICLADORES DE ENERGIA

1.1 INTRODUÇÃO

Atualmente é grande a preocupação em busca do aprimoramento do uso racional da energia elétrica. Essa preocupação não é recente e já foi explicitada pelo governo federal na criação de programas de conservação de energia, como o PROCEL, e na portaria do antigo DNAEE, que alterou o fator de potência mínimo exigido para consumidores industriais, de 0,85 para 0,92. Atualmente a ANEEL tem o Programa de Combate ao Desperdício de Energia, criado em 1998/99, constantemente atualizado, e sua principal meta é aumentar a eficiência energética no uso final da energia elétrica. Com isso tenta-se evitar a necessidade de criação de novas usinas geradoras, sejam elas, hidroelétricas, termoelétricas ou nucleares. Pois além do investimento ser elevado existem outras implicações como ecológicas no caso das hidroelétricas e de segurança no caso das nucleares. Dados da ONU estimam que só 14% da energia primária consumida no planeta têm origem em fontes renováveis, ao passo que 86% tem origem em fontes tradicionais [01].

Dentro desse contexto, observou-se a grande quantidade de energia elétrica que é desperdiçada nos testes de *burn-in* em fontes CC, UPS e baterias.

Fontes CC para telecomunicações, UPS e baterias, antes de serem introduzidas no mercado, são comumente submetidas ao teste de *burn-in*. O teste de *burn-in* consiste em conectar uma carga ao equipamento a ser testado, de forma que este forneça uma potência de 50% a 100% da potência nominal durante um intervalo geralmente de 24h à 72h. Normalmente usa-se banco de resistores como carga para o teste de *burn-in*, e toda energia processada no teste é perdida em forma de calor. A Fig.1.1 esquematiza o teste de *burn-in*.

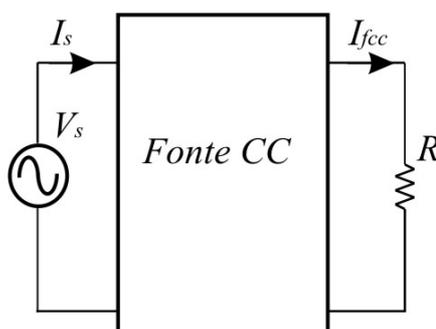


Fig.1.1 – Teste de *burn-in* convencional para uma fonte CC.

Os objetivos do teste de *burn-in* são: a) detectar possíveis falhas no equipamento, de forma que a mesma possa ser corrigida. b) observar o comportamento de novos componentes introduzidos no equipamento. c) verificar o rendimento real do equipamento produzido.

Segundo [02], centenas de milhões de kWh de energia são desperdiçados anualmente neste tipo de teste, incluindo fontes CC e UPS`s. Informações obtidas de uma empresa nacional, fabricante de fontes CC de aplicação em sistemas de telecomunicação, de tensão nominal 54,5V, indicam que o consumo médio anual em testes de *burn-in* é de 130MWh . A Fig. 1.2 mostra um típico banco de resistores, para testes de *burn-in* em fontes CC. Além do desperdício de energia, próprio do teste de *burn-in*, existe um gasto adicional devido à refrigeração do ambiente no qual o teste é realizado.



Fig. 1.2 – Banco de resistores utilizado no teste de *burn-in*.

Com o objetivo de diminuir o consumo de energia elétrica nos testes de *burn-in*, surgiu o conceito de reciclagem de energia [02]. O reciclador de energia, esquematizado na Fig. 1.3, é um equipamento cuja construção é baseada na eletrônica de potência, e que tem como função realizar o teste de *burn-in* necessário devolvendo para a rede elétrica a energia processada no teste, menos as perdas no reciclador. O reciclador de energia substitui o banco de resistores utilizado nos testes convencionais. O uso do reciclador de energia torna as fontes CC, as UPS e as baterias comercialmente mais competitivas, pois reduzem sensivelmente os custos de produção relativos ao consumo de energia elétrica durante os testes.

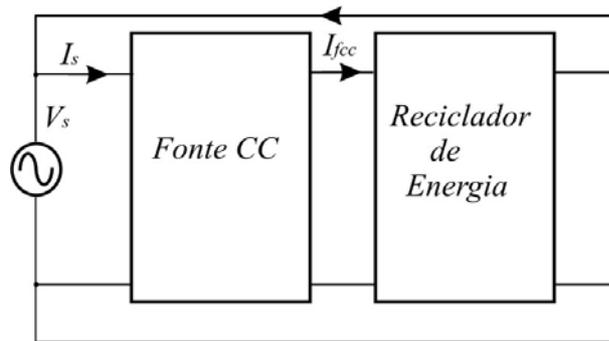


Fig. 1.3– Reciclador de energia aplicado a uma fonte CC.

Embora o uso de recicladores de energia seja uma proposta bastante atrativa, principalmente devido a atual preocupação com a otimização dos recursos energéticos, constatou-se, através da revisão bibliográfica, que a maioria das pesquisas relacionadas a esse tópico é direcionada para UPS, sendo reduzida a bibliografia relacionada a recicladores de energia para fontes CC .

A Fig. 1.4 mostra um reciclador de energia para fontes de alimentação de microcomputadores, apresentado em [02]. O sistema recebeu do autor o nome de reciclador de potência. A fonte apresentava quatro saídas de tensão, +12V, +5V, -5V e -12V. O teste era feito nas saídas positivas, pois estudos feitos mostram que elas representavam cerca de 96% da potência fornecida. Foi projetado um conversor *boost* de tensão de entrada 5V e tensão de saída 12V de forma se obter uma saída única. O reciclador de potência obteve rendimento de 83% e apresentou TDH de 5,6% na corrente injetada na rede elétrica.

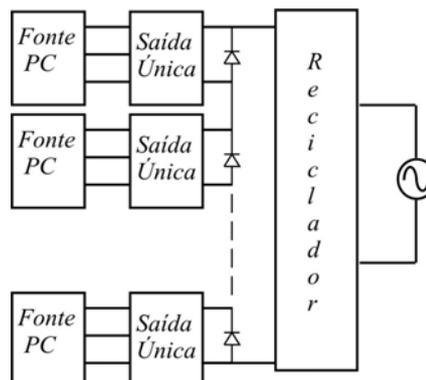


Fig. 1.4– Reciclador de Energia para fontes de PC

Um reciclador de energia para testes de burn-in em fontes de tensão alternada, incluindo UPS, é apresentado em [03] e esquematizado na Fig. 1.5. O trabalho destaca duas estratégias de controle. Uma estratégia no modo tensão, onde o controle da energia reciclada é feito pelo

ângulo de fase entre a tensão de saída do estágio inversor V_r e a tensão da rede V_s , e a outra usando um sistema de correção de fator de potência com controle no modo corrente.

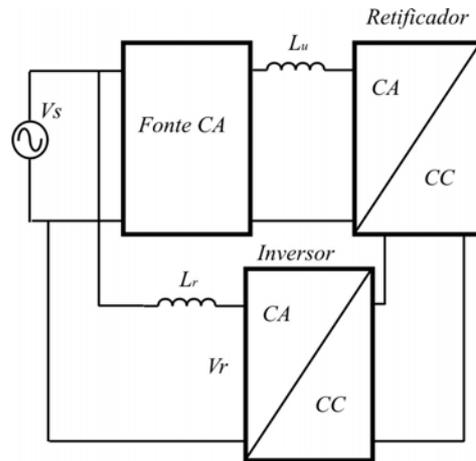


Fig. 1.5 – Reciclador proposto em [3]

Já em [04], o trabalho mostra um estudo teórico sobre um sistema de *burn-in* para carregadores de bateria, no qual a estratégia abordada é o controle da potência reativa instantânea.

Em [05] é apresentado um sistema de *burn-in* para uma UPS trifásica. A rede é usada como carga, e o controle da energia reativa e da energia ativa possibilita a simulação de várias cargas do tipo RLC.

O trabalho apresentado em [06], mostrado na Fig. 1.6, aborda uma topologia de um reciclador que recebe o nome de carga eletrônica regenerativa. Nesse trabalho o conversor *Cuk* desempenha o papel do principal conversor no sistema. A corrente injetada na rede elétrica apresentava TDH igual a 8%.

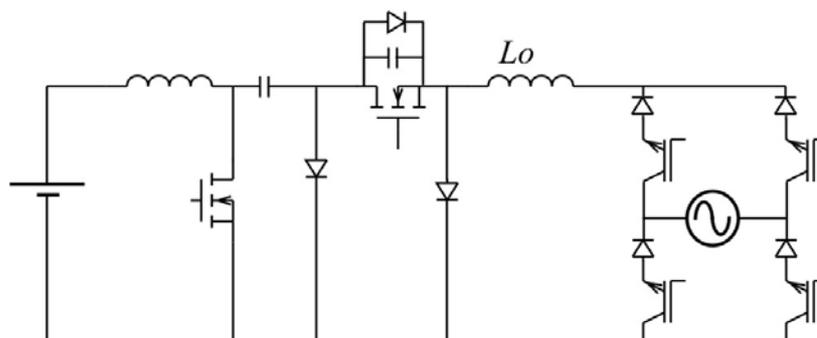


Fig. 1.6 – Carga eletrônica regenerativa

Em [07],[08] e também em outros trabalhos não indicados, os estudos apresentados são dedicados a reciclador de energia para testes de *burn-in* em UPS.

1.2 PROPOSTA DO TRABALHO

Este trabalho propõe uma topologia de alto desempenho, baseada em semicondutores de potência, para implementação de um reciclador de energia para testes de *burn-in* em fontes CC de aplicação em telecomunicações. Surgiu motivado pela preocupação que empresas têm com o desperdício de energia elétrica nos testes de *burn-in* em suas instalações.

Equipamentos elétricos que não têm sincronismo com a tensão da rede elétrica não podem ser ligadas diretamente à mesma. Necessitam de uma interface entre a rede e o equipamento [07]. A fonte CC é considerada um equipamento elétrico sem sincronismo com a rede elétrica. O reciclador de energia, então, deve ter sua entrada ligada a fonte de tensão CC, e a sua saída ligada a uma fonte de tensão CA. Assim ele é, em uma visão geral, um conversor CC/CA.

A fonte CC de aplicação em telecomunicações é um conversor CA/CC alimentado pela rede elétrica CA, e a função do reciclador é devolver para a rede, grande parte da energia consumida no teste de *burn-in*. O estágio de saída do reciclador é de natureza CA e injeta na rede elétrica uma corrente alternada com uma baixa distorção harmônica e com um alto fator de potência. O estágio de entrada do reciclador de energia é de natureza CC, e drena da fonte CC uma corrente de valor constante, de forma a simular uma carga resistiva própria dos testes convencionais.

O sistema proposto deverá diminuir sensivelmente os gastos de energia elétrica relativos aos testes de *burn-in*, eliminando inclusive os custos inerentes à refrigeração do ambiente de teste. Assim uma das implicações é a produção de uma fonte CC de custos reduzidos, e, portanto mais competitiva. É importante ressaltar que o investimento inicial em um reciclador de energia pode ser amortizado em menos de um ano [02].

Na verdade, devido às perdas no processo, a energia entregue à rede elétrica é menor do que a fornecida pela fonte, por tanto é interessante um reciclador com um alto rendimento para que a economia de energia seja relevante.

O reciclador de energia proposto é composto de três conversores. Um conversor *boost*, um conversor *buck* e um inversor de corrente. É necessário que o reciclador de energia drene da fonte CC uma corrente constante, de acordo com a potência do teste, de forma a simular

uma carga resistiva. O conversor *boost* no modo de condução contínua, como será abordado no capítulo IV, é usado para este propósito. Ele é o primeiro estágio de potência e está ligado diretamente na fonte CC a ser testada.

A injeção na rede elétrica de uma corrente senoidal na mesma frequência é feita por um inversor de corrente em ponte completa, como está detalhado no capítulo II. O inversor de corrente é o terceiro estágio de potência. Ele recebe do conversor *buck*, que é o segundo estágio, uma corrente retificada em 120Hz e só necessita transformá-la em uma corrente senoidal em 60Hz. Esta transformação pode ser realizada através do comando dos interruptores do inversor de corrente, em sincronismo com a rede elétrica. A corrente injetada na rede elétrica deve atender à norma IEEE-519/1992.

Um conversor *buck* é utilizado para interligar o conversor *boost* com o inversor de corrente. Ele receberá a energia proveniente do conversor *boost* e a entregará para o inversor de corrente. Utilizando-se uma modulação PWM senoidal no controle do conversor *buck* obtém-se na saída do mesmo uma corrente senoidal retificada que será tratada pelo inversor de corrente. Será mostrado no capítulo III que o conversor *buck* apresenta fundamental importância no controle do fluxo de energia elétrica no reciclador de energia..

A topologia geral do reciclador é mostrada na Fig. 1.7. Assim tem-se o conversor *boost* como primeiro estágio de potência, o qual é responsável para drenar da fonte CC a corrente necessária para o teste de *burn-in*, o conversor *buck* como segundo estágio de potência, que desempenha a função de interface energética, ele drena a corrente CC do estágio de entrada e modula esta corrente em pulsos de meia onda no dobro da rede elétrica. E finalmente o terceiro estágio de potência, que corresponde a um inversor de corrente a quem compete devolver para a rede elétrica parte da energia retirada pela fonte CC.

Devido ao fato da tensão da fonte CC ser muito baixa em relação a tensão da rede elétrica, para que fosse possível a transferência de energia através da injeção de uma corrente senoidal, fez-se necessário o uso de um transformador para adequar a tensão de saída do reciclador com a tensão da rede elétrica. Foi projetado um transformador de 100VA 220/60V. O lado de tensão 60V está conectado ao inversor de corrente e o lado de tensão 220V está conectado à rede elétrica.

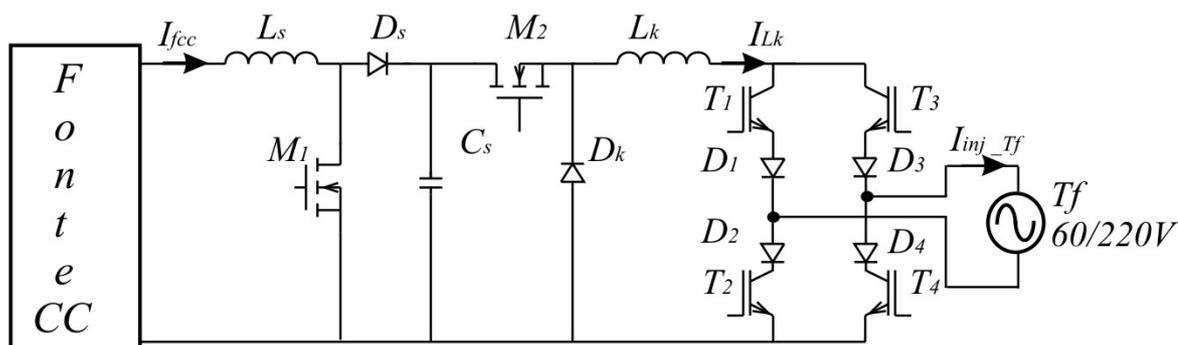


Fig. 1.7 – Topologia do Reciclador

De acordo com o circuito mostrado na Fig. 1.6 temos que:

I_{fcc} é a corrente drenada da fonte CC.

C_s é o capacitor de saída do conversor *boost*. A tensão neste capacitor, que corresponde à tensão de entrada do conversor *buck*, será tratada como V_{ek} .

I_{Lk} é a corrente de saída do conversor *buck*. I_{Lk} é senoidal retificada em 120Hz.

I_{inj_Tf} é a corrente injetada pelo reciclador no transformador 60/220V. É uma corrente senoidal em 60Hz.

M_1 é o interruptor do conversor *boost*.

M_2 é o interruptor do conversor *buck*.

T_1, T_2, T_3 e T_4 são os interruptores do inversor de corrente.

D_1, D_2, D_3 e D_4 são diodos em série com os interruptores do inversor de corrente.

$T_f 60/220$ é o transformador de 1000VA 60/220V.

1.3 MODO DE APRESENTAÇÃO DO TRABALHO

Os capítulos seguintes mostrarão o modelamento dos conversores constituintes do reciclador de energia proposto. O trabalho será apresentado seguindo a sequência adotada para o dimensionamento dos esforços nos conversores, que no caso da rede elétrica para a fonte CC.

Primeiro será apresentado, no capítulo II, o inversor de corrente utilizado para o reciclador proposto. Será mostrado o equacionamento necessário para a implementação deste conversor e as formas de onda de tensão e corrente nos interruptores.

O capítulo III trata do conversor *buck*. Será apresentada a modelagem matemática deste conversor, os critérios adotados para o controle e a sua importância para o sistema do reciclador de energia.

O conversor *boost* é apresentado no capítulo IV. Também será mostrado o modelamento matemático deste conversor e o controle de corrente de entrada, que é o único controle adotado para o conversor *boost* na aplicação presente.

No capítulo V será mostrado o projeto do reciclador de energia, e no VI os resultados de simulação e os resultados experimentais obtidos com o protótipo montado em laboratório.

1.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo fez-se uma pequena menção à grande busca mundial ao uso racional da energia elétrica. Citou algumas medidas nacionais que corroboram esta tendência e destacou o desperdício de energia elétrica que ocorre nos testes de *burn-in* convencionais para fontes CC, baterias e UPS's. Mostrou-se que devido a preocupação com o desperdício de energia nos testes de *burn-in* surgiu o conceito de reciclador de energia. Foram explicitadas as vantagens do teste de *burn_in* realizado com o reciclador de energia em relação ao teste de *burn-in* convencional.

Na revisão bibliográfica constatou-se que é grande a quantidade de trabalhos relacionados à testes de *burn-in* em UPS's, e muito pouco relacionados a fontes CC.

Foi proposto então um reciclador de energia para fontes CC de aplicação em telecomunicação com o objetivo de reduzir sensivelmente a energia elétrica perdida nos testes de *burn-in* convencionais realizados para essas fontes.

Na topologia proposta evidenciou-se que o reciclador de energia é composto por três conversores estudados em eletrônica de potência: um conversor *boost*, um conversor *buck* e um inversor de corrente.

CAPÍTULO II

O INVERSOR DE CORRENTE

2.1 INTRODUÇÃO

Como mencionado no capítulo I, o inversor de corrente constitui o terceiro estágio de processamento de energia do sistema proposto. Ele recebe do estágio anterior, o conversor *buck*, uma corrente senoidal retificada em 120 Hz, e através de seus interruptores, trabalhando em baixa frequência, injeta na rede elétrica, uma corrente senoidal de 60Hz defasada de 180° da tensão da rede elétrica e com uma taxa de distorção harmônica que atenda a norma IEEE 519/1992.

Neste capítulo será apresentada a análise do inversor de corrente utilizado no reciclador de energia.

2.2 TOPOLOGIA DO INVERSOR DE CORRENTE

Uma ponte completa de interruptores, bidirecionais em tensão, unidirecionais em corrente e de bloqueio comandado [09], forma o inversor utilizado. Os interruptores devem ser unidirecionais em corrente para garantir que o fluxo de energia sempre esteja no sentido desejado, que é do reciclador de energia para a rede elétrica. Três maneiras de se obter um interruptor com as características desejadas acima são:

A) Um *MOSFET* em série com um diodo: O *MOSFET*, devido ao seu diodo intrínseco, é bidirecional em corrente e unidirecional em tensão. Um diodo em série com o mesmo, como mostra a Fig. 2.1, torna-o bidirecional em tensão e unidirecional em corrente.

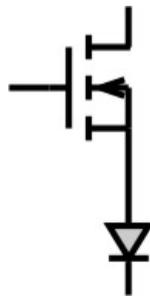


Fig. 2.1 – Mosfet em série com diodo

B) Um *IGBT* discreto de tecnologia PT em série com um diodo, como mostra a Fig. 2.2: O *IGBT* tipo PT, também chamado de *IGBT* de estrutura assimétrica, é unidirecional em corrente e pode suporta uma tensão positiva elevada entre coletor e emissor durante o bloqueio, porém não suporta uma tensão negativa muito elevada entre coletor e emissor. Este *IGBT*, portanto é unidirecional em tensão [10]. Um diodo em série com o *IGBT* forma um interruptor bidirecional em tensão.



Fig. 2.2– *IGBT* tipo PT em série com diodo

Um *IGBT* discreto de tecnologia NPT: O *IGBT* tipo NPT, também chamado de *IGBT* de estrutura simétrica, é unidirecional em corrente e bidirecional em tensão. Ele pode suporta uma tensão positiva elevada entre coletor e emissor durante o bloqueio, e também pode suportar o mesmo valor de tensão negativa entre coletor e emissor sem conduzir reversamente. A Fig. 2.3 mostra características de saída direta e reversa para *IGBTs* de tecnologia PT e NPT.

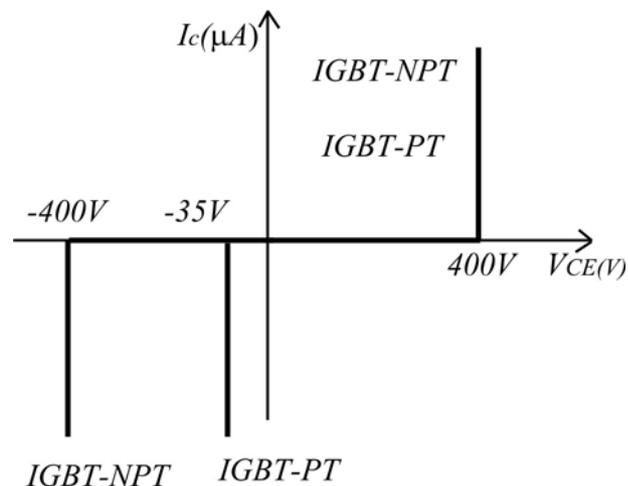


Fig. 2.3– Características de saída *IGBT* tipo NPT e PT

Das três soluções apresentadas para os interruptores da ponte, optou-se pela proposição do item B. O item A foi descartado por razões econômicas, pois o MOSFET adequado é

mais caro que o *IGBT*. Já a opção C não foi adotada pela dificuldade de aquisição do componente. É importante salientar que como o chaveamento será feito em baixa frequência não haverá problemas com a corrente de cauda inerente dos *IGBTs*. A Fig 2.4 mostra a topologia resultante para o inversor de corrente.

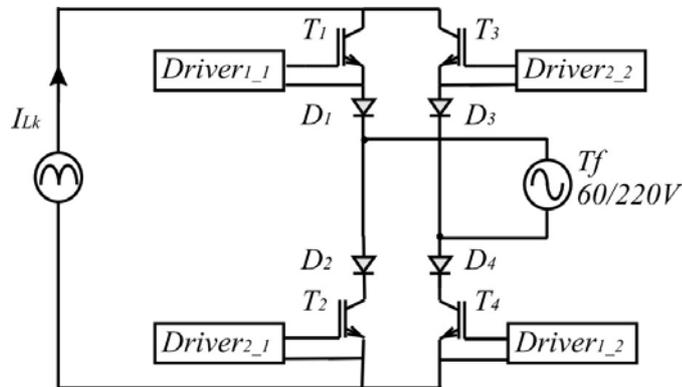


Fig. 2.4– Inversor de corrente.

2.3 DESCRIÇÃO DO FUNCIONAMENTO

O conversor *buck* oferta ao inversor de corrente uma corrente senoidal retificada em 120 Hz e em sincronismo com a tensão da rede, de forma que elas atingem os valores zero e máximo respectivamente em tempos iguais. Para que essa corrente seja transformada em senoidal alternada e injetada na rede elétrica é preciso que o inversor opere em 60 Hz. Para cada semiciclo da senoide tem-se um par de *IGBT's* acionados.

2.3.1 DESCRIÇÃO DA 1ª ETAPA DE OPERAÇÃO

A primeira etapa de operação do inversor de corrente ocorre durante o semiciclo positivo da tensão senoidal da rede elétrica, e é mostrada na Fig. 2.5. Nesta etapa o *Driver1_1* e o *Driver1_2*, no início do semiciclo, comandam respectivamente o fechamento dos interruptores *T1* e *T4*. Também nesta etapa o *Driver2_1* e o *Driver2_2* bloqueiam respectivamente os interruptores *T2* e *T3*. A transferência de energia para a rede elétrica se faz pelos interruptores *T1* e *T4* e seus respectivos diodos em série.

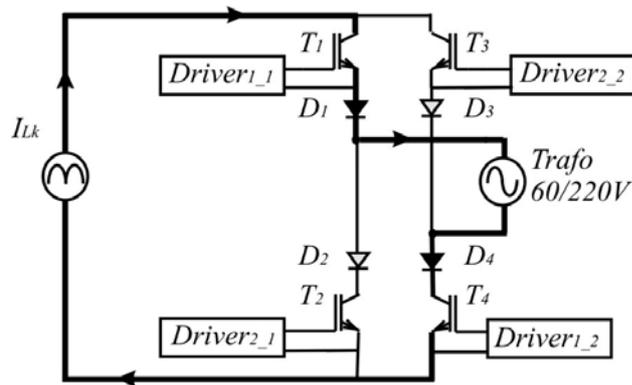


Fig. 2.5– Primeira etapa de funcionamento do inversor de corrente.

2.3.2 DESCRIÇÃO DA 2ª ETAPA DE OPERAÇÃO

A segunda etapa de operação do inversor de corrente ocorre durante o semiciclo negativo da tensão senoidal da rede elétrica. Nesta etapa o $Drive_{2_1}$ e o $Drive_{2_2}$, no início do semiciclo, comandam respectivamente o fechamento dos interruptores T_2 e T_3 . Também nesta etapa o $Drive_{1_1}$ e o $Drive_{1_2}$ bloqueiam respectivamente os interruptores T_1 e T_4 . A transferência de energia para a rede elétrica se faz pelos interruptores T_2 e T_3 e seus respectivos diodos em série, como mostra a Fig. 2.6.

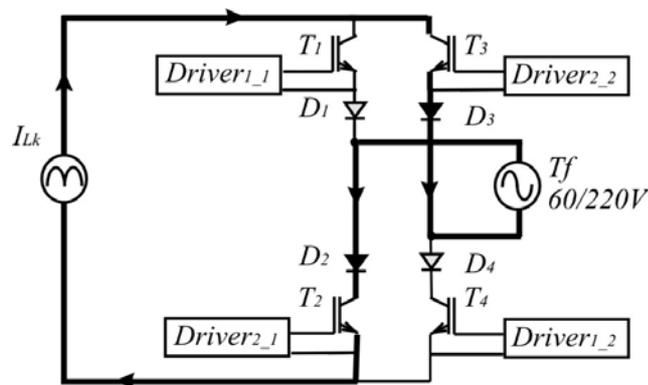


Fig. 2.6– Segunda etapa de funcionamento do inversor de corrente

De acordo com as etapas de operação verifica-se que a forma de onda da tensão entre o coletor do IGBT T_1 e o catodo do diodo D_1 , indicada na Fig.2.7, é idêntica à forma de onda da tensão entre o anodo do diodo D_4 e o emissor do IGBT T_4 . No primeiro semiciclo da tensão da rede o par $T_1_D_1$ está conduzindo e o gráfico indica a soma das quedas de tensões. No segundo semiciclo os pares $T_1_D_1$ e $D_4_T_4$ estão bloqueados, e os outros estão conduzindo, assim a tensão indicada na Fig. 2.7 é a tensão do transformador menos a quedas nos semicondutores

que estão conduzindo. Pela simetria do inversor de corrente concluí-se que a mesma análise pode ser feita para os pares $D_2_T_2$ e $D_3_T_3$, como mostra a Fig. 2.8.

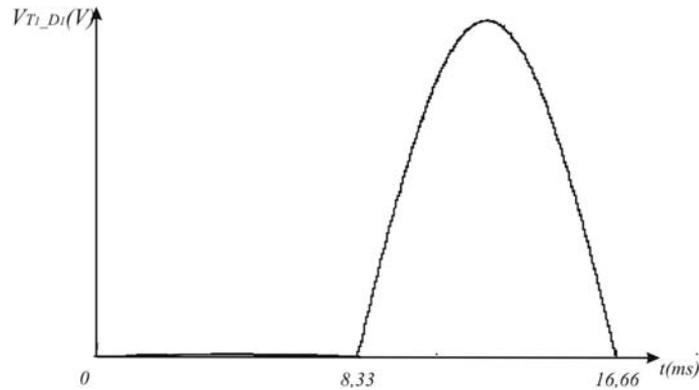


Fig. 2.7 – Tensão entre o coletor de T_1 e o catodo de D_1 .

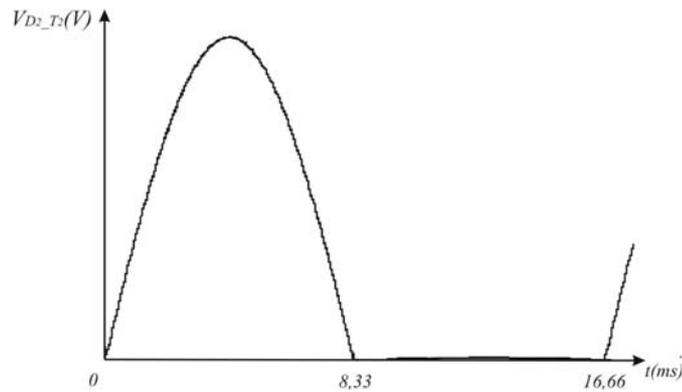


Fig. 2.8 – Tensão entre anodo de D_2 e o emissor de T_2 .

2.4 EQUACIONAMENTO DO INVERSOR DE CORRENTE

A potência do teste de *burn-in* é dada pelo produto entre a tensão de saída da fonte CC e a corrente drenada da mesma.

$$P_{burn} = E_{fcc} \cdot I_{fcc} \quad (2.1)$$

A potência que o inversor de corrente entrega, ao transformador, é dada por:

$$P_{s_inv} = \eta_s \cdot \eta_k \cdot \eta_{inv} \cdot P_{burn}, \quad (2.2)$$

sendo η_s , η_k e η_{inv} são respectivamente o rendimento do conversor *boost*, o rendimento do conversor *buck* e o rendimento do inversor de corrente.

A corrente eficaz injetada no transformador é igual à corrente eficaz de saída do inversor:

$$I_{ef_inv} = \frac{P_{s_inv}}{V_{ef_inv}}. \quad (2.3)$$

Sendo

P_{s_inv} é a potência de saída do inversor de corrente.

V_{ef_inv} é a tensão de saída do inversor de corrente que vale 60V.

Encontra-se facilmente a corrente eficaz injetada na rede que é igual a

$$I_{ef_rede} = \frac{V_{ef_inv} \cdot I_{ef_inv}}{V_{rede}}, \quad (2.4)$$

O valor médio da corrente em cada interruptor é dado por:

$$I_{ef_rede} = \frac{60 \cdot I_{ef_inv}}{220}. \quad (2.5)$$

2.4.1 ESFORÇOS DE TENSÃO NOS INTERRUPTORES

Analisando-se a primeira etapa de operação do inversor de corrente, Fig. 2.5, e aplicando-se a segunda lei de Kirchoff, tem-se que

$$V_{s_inv} + (V_{D2_off} + V_{T2_off}) + V_{T4_on} + V_{D4_on} = 0. \quad (2.6)$$

Assim obtém-se a tensão no conjunto formado pelo interruptor T_2 e o diodo D_2 .

$$V_{D2_off} + V_{T2_off} = V_{s_inv} + V_{D4_on} + V_{T4_on}. \quad (2.7)$$

Onde

- V_{D2_off} é a tensão no diodo D_2 durante o bloqueio.
- V_{T2_off} é a tensão no interruptor T_2 durante o bloqueio.
- V_{s_inv} é a tensão na saída do inversor de corrente. Corresponde a tensão nos terminais do transformador.
- V_{D4_on} é queda de tensão no diodo D_4 durante a condução.
- V_{T4_on} é a queda de tensão no interruptor T_4 durante a condução.

Pode-se aproximar a tensão que o par diodo D_2 e interruptor T_2 fica submetido como sendo meio ciclo da tensão V_{s_inv} .

Pela simetria do circuito constata-se que o esforço de tensão acima encontrado é o mesmo para os demais pares diodo-interruptor.

2.4.2 ESFORÇO DE CORRENTE NOS INTERRUPTORES

Os interruptores do inversor de corrente só conduzem durante meio ciclo da onda de tensão. Assim tem-se que o valor médio da corrente nos interruptores é dada por

$$I_{md_inv} = \sqrt{2} \cdot \frac{I_{ef_inv}}{\pi} \quad (2.8)$$

2.5 ACIONAMENTO DO INVERSOR DE CORRENTE

O disparo dos interruptores do inversor de corrente é feito em pares, T_1 com T_4 e T_2 com T_3 , através de um circuito de comando duplo *SKHI200P* fabricado pela SEMIKRON, mostrado na Fig. 2.9, Os interruptores, tipo *IGBTs*, são acionados quando a tensão senoidal da rede passa pelo zero. O par T_1 e T_4 é acionado na passagem para o semiciclo positivo e T_2 e T_3 na passagem para o semiciclo negativo. A detecção da passagem por zero, e o sentido desta passagem, é feita por um *micro controlador PIC16F870* [11] amparado por um software feito em *Assembly* e usando-se sua interrupção por mudança de estado dos pinos da porta B. Para cada detecção O *PIC16F870* libera os sinais de comando para os interruptores. As saídas de tensão dos pinos do *PIC16F870* só podem assumir 0V ou 5V, e as entradas do *Driver SKHI200P* têm tensão de operação típica de 15V. Uma fonte auxiliar, com o terra não comum à fonte de 5V, fornece este nível de tensão. A interface entre as duas fontes é feita com resistores e acopladores óticos *4N25*. Os acopladores óticos também propiciam uma separação elétrica entre o microcontrolador e o acionamento dos *Drivers*.

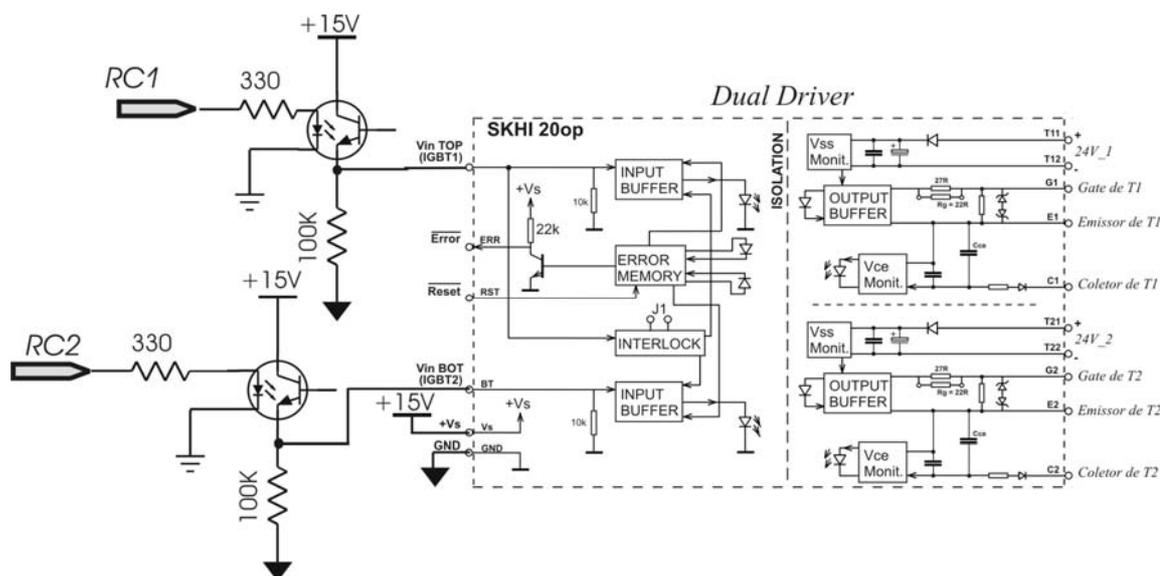


Fig. 2.9 – Circuito de acionamento dos IGBT's.

Cada par de IGBT conduz por aproximadamente meio ciclo da rede. Por motivo de segurança foi ajustado no programa do microcontrolador um tempo de sobreposição de $50\mu\text{s}$ nos sinais de saída de acionamento dos interruptores do inversor de corrente. Esta sobreposição evita que retardos do comando provoquem a interrupção da corrente do indutor buck, causando sobretensões indesejadas. Durante a sobreposição todos os interruptores do inversor de corrente estão acionados, portanto, o reciclador não transfere energia para a rede elétrica, todavia esse tempo é muito pequeno não havendo prejuízo no rendimento do sistema. Pelo fato da sobreposição ser feita na passagem da tensão da rede elétrica pelo zero não há riscos no curto circuito efetuado no lado de 60V do transformador.

A detecção da passagem da tensão da rede por zero pode ser feita de duas maneiras:

- A) Usando o conhecido circuito de detecção de passagem por zero, Fig. 2.10, constituído de um amplificador operacional, alguns resistores e um diodo. Este circuito tem a vantagem de ser preciso, dentro das exigências do processo, mas apresenta a desvantagem de ser um circuito externo a ser adicionado ao circuito de controle, e, por conseguinte, na placa de circuito impresso onde está montado o microcontrolador.

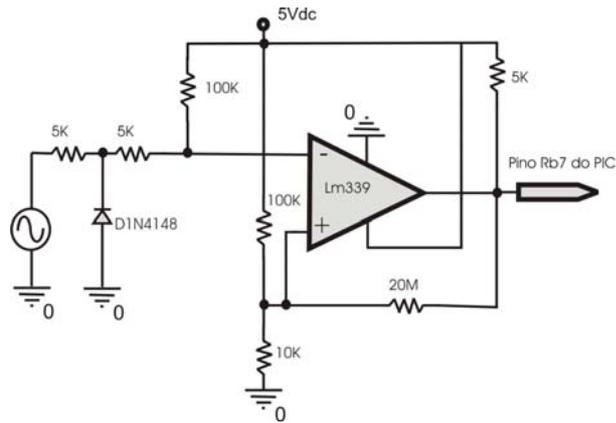


Fig. 2.10– Circuito de detecção de passagem por zero

- B) Usando o próprio *PIC 16F870* para fazer a detecção como sugerido em [11]. Os microcontroladores da família PIC apresentam, em suas portas, diodos de proteção ligados ao Vcc e à terra. Através de um resistor de valor elevado, pode-se detectar a passagem por zero de uma tensão alternada usando a configuração explicitada na Fig. 2.11. O resistor deve ser dimensionado levando-se em conta que a corrente máxima admitida por um pino de uma porta do microcontrolador PIC configurado como entrada é $500\mu\text{A}$ [12]. A desvantagem deste método em relação ao outro é que é menos preciso na passagem para o ciclo positivo, pois o pino de entrada do *PIC16F870* leva em torno de $150\mu\text{s}$ para passar de nível baixo para nível alto, identificando o início do ciclo positivo. Isso devido à tensão senoidal ter que superar os 5V relativos à alimentação do PIC e mais 0,3V da barreira de potencial do diodo interno. Nota-se, no entanto que o aumento do valor eficaz da tensão melhora a precisão da detecção.

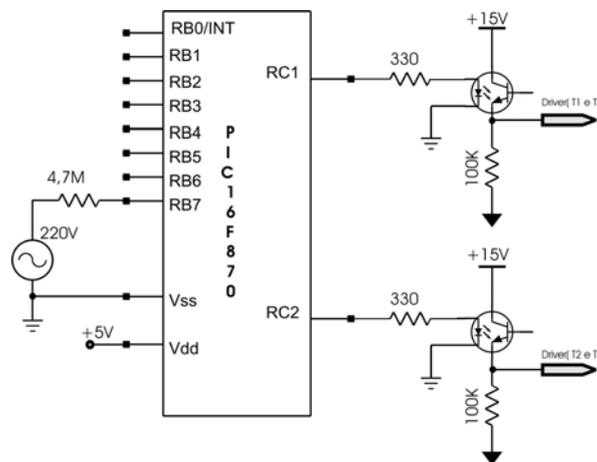


Fig. 2.11– Circuito de detecção de passagem por zero com *PIC16F870*.

Escolheu-se a maneira indicada no item A por considerarmos que mesmo com a superposição no comando dos *IGBT's*, a imprecisão na detecção da passagem por zero torna crítico o uso da opção B, embora fosse possível utilizar uma superposição maior que 150 μ s. Além disso, o circuito adicional da opção A, contém poucos componentes, de forma que o seu uso não trás nenhum transtorno.

2.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi apresentado o inversor de corrente do reciclador de energia e os critérios adotados para a escolha dos interruptores.

A função do inversor de corrente é transformar uma corrente pulsante em 120Hz em uma corrente senoidal em 60Hz.

Mostrou-se o circuito adotado para a detecção da passagem da tensão da rede pelo zero.

Explicou-se que o comando dos interruptores do inversor de corrente e o seu sincronismo com a rede elétrica são feitos por um microcontrolador da família PIC e fez-se o equacionamento matemático do inversor de corrente.

CAPÍTULO III

O CONVERSOR BUCK

3.1 INTRODUÇÃO

O conversor *buck* é o segundo estágio de potência do reciclador. A sua entrada corresponde à saída do conversor *boost*, portanto sua tensão de entrada é a tensão no barramento CC de saída deste conversor.

O conversor *buck* tem a função gerar em sua saída uma corrente senoidal retificada em 120Hz. Ele funciona como um controlador do fluxo de energia entre o conversor *boost* e o inversor de corrente.

Neste capítulo serão abordadas as etapas de operação, o modelamento matemático e a estratégia de controle adotada para o conversor *buck* utilizado no reciclador de energia.

3.2 DESCRIÇÃO DO CONVERSOR *BUCK* UTILIZADO

O conversor *buck*, como mostra a Fig. 3.1, é um conversor CC-CC abaixador não isolado, cuja entrada é em fonte de tensão e a saída é em fonte de corrente [13]. No reciclador, sua entrada corresponde ao capacitor de saída do conversor *boost*. A tensão de entrada do conversor *buck* é, portanto, a tensão no capacitor C_s de saída do conversor *boost*. Esta tensão, chamada de V_{ek} , é controlada pelo controle do conversor buck, dispensando portanto que o conversor *boost* necessite de uma malha de tensão. A malha de tensão do conversor *buck* ajustará a razão cíclica do mesmo de acordo com a potência envolvida no teste. Será visto no capítulo IV que a potência do teste de *burn-in* é determinada pela malha de corrente do conversor *boost*.

A tensão V_{e_inv} , que aparece na Fig. 3.1, representa a tensão do lado de baixa tensão do transformador refletida retificada na entrada do inversor de corrente. A corrente de saída I_{Lk} é pulsada em 120Hz.

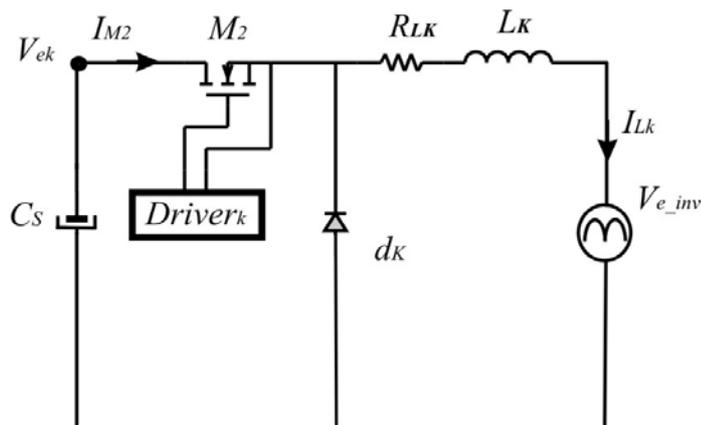


Fig.3.1 – Conversor buck.

3.2.1 DESCRIÇÃO DA 1A ETAPA DE OPERAÇÃO

Na primeira etapa de operação do conversor *buck*, mostrada na Fig. 3.2, o interruptor M_2 é comandado a conduzir, possibilitando a transferência de energia do capacitor C_s para o inversor de corrente. Nesta etapa, para cada ciclo de trabalho, a tensão no capacitor tende a decrescer e a corrente no indutor L_k tende a crescer.

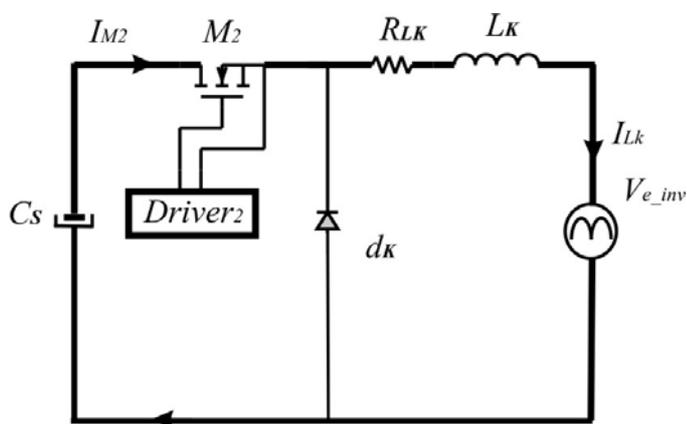


Fig. 3.2 – Primeira etapa de operação do conversor buck

3.2.2 DESCRIÇÃO DA 2A ETAPA DE OPERAÇÃO

Na segunda etapa de operação do conversor *buck*, Fig. 3.3, o interruptor M_2 é comandado a bloquear e a corrente passa a circular pelo diodo D_k . Nesta etapa o fluxo de energia também ocorre do conversor buck para o inversor de corrente. A tensão no capacitor tende a crescer, pois o estágio anterior transfere energia para o mesmo, e a corrente no indutor L_k tende a decrescer, já que ele está transferindo energia para o estágio seguinte.

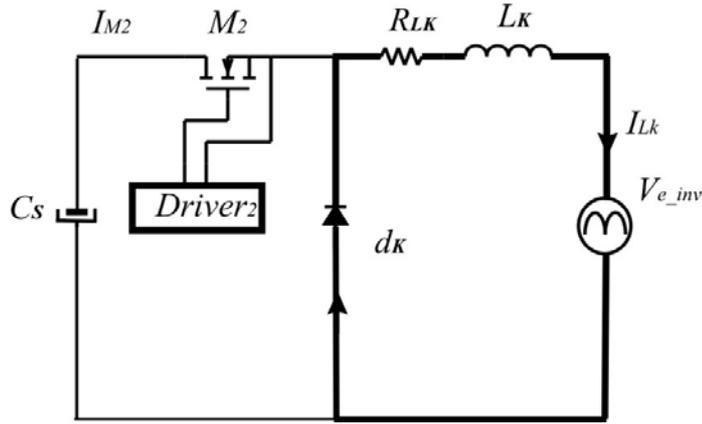


Fig. 3.3 – Segunda etapa de operação do conversor buck.

3.3 MODELAMENTO MATEMÁTICO DO CONVERSOR BUCK

Neste trabalho o conversor *buck* opera no modo de condução contínua, e sua tensão de saída é uma função do seu ciclo de trabalho e é expressa pela equação (3.1).

$$V_{e_inv} = D_k \cdot V_{ek} \quad (3.1)$$

A entrada do conversor buck é uma tensão contínua que varia entre um valor máximo e um valor mínimo. Esta variação foi adotada como sendo de 5% da tensão de projeto da saída do *boost*. Na saída, o conversor apresenta uma tensão senoidal retificada em 120Hz., que é a tensão do transformador refletida na entrada do inversor de corrente.

Analisando um ciclo da rede e considerando-se

$$\lambda = \frac{V_{e_inv_pico}}{V_{ek}} \quad (3.2)$$

e sendo

$$\theta = \omega t \quad (3.3)$$

Conclui-se

$$V_{e_inv} = V_{e_inv_pico} \cdot \text{sen}(\theta) \quad (3.4)$$

Na qual $V_{e_inv_pico}$ é o valor de pico da tensão senoidal retificada V_{e_inv} e seu valor é aproximadamente $84,85V$. V_{ek} é a tensão de entrada do conversor *buck*, e terá seu valor projetado para $109V$, como será visto no capítulo V.

Dáí tem-se que

$$D_k(\theta) = \lambda \cdot \text{sen}(\theta). \quad (3.5)$$

O que mostra que a razão cíclica deve ser senoidal, como indicado na Fig. 3.4. O ângulo θ é medido em radianos.

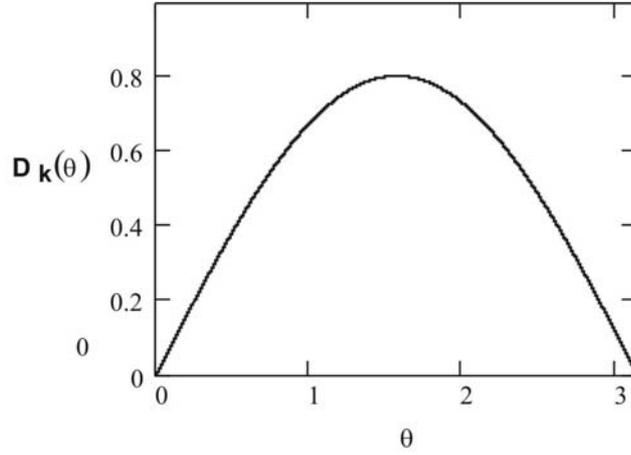


Fig. 3.4 – Variação da razão cíclica do conversor em função de θ .

Baseado na Fig. 3.1 e em [13] e sendo $\tau = L_k / R_{Lk}$ tem-se que:

$$I_{M2}(t) = I_{Lk_min} e^{\frac{-t}{\tau}} + \frac{V_{ek} - V_{e_inv}}{R_{Lk}} \left(1 - e^{\frac{-t}{\tau}} \right) \quad (3.6)$$

e

$$I_{dk}(t) = I_{Lk_max} e^{\frac{-t}{\tau}} - \frac{V_{e_inv}}{R_{Lk}} \left(1 - e^{\frac{-t}{\tau}} \right). \quad (3.7)$$

Como $I_{M2}(t_{ck}) = I_{Lk_max}$, $I_{Dk}(t_{ak}) = I_{Lk_min}$ e a partir das equações (3.4) e (3.5) obtém-se:

$$I_{Lk_max} = \frac{V_{ek}}{R_{Lk}} \left(\frac{1 - e^{\frac{-t_{ck}}{\tau}}}{1 - e^{\frac{-T}{\tau}}} \right) - \frac{V_{e_inv}}{R_{Lk}}. \quad (3.8)$$

Substituindo-se a equação 3.6 em 3.5 chega-se a:

$$I_{Lk_min} = \frac{V_{ek}}{R_{Lk}} \left(\frac{e^{\frac{-t_{ak}}{\tau}} - e^{\frac{-T_k}{\tau}}}{1 - e^{\frac{-T_k}{\tau}}} \right) - \frac{V_{e_inv}}{R_{Lk}}, \quad (3.9)$$

$$\Delta I_{Lk} = I_{Lk_max} - I_{Lk_min}, \quad (3.10)$$

$$\Delta I_{Lk} = \frac{V_{ek}}{R_{Lk}} \left[\frac{\left(1 - e^{-\frac{t_{ck}}{\tau}}\right) \left(1 - e^{-\frac{t_{ak}}{\tau}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{T_k}{\tau}}\right)} \right]. \quad (3.11)$$

Aplicando-se a série de Taylor, de acordo com [13] e [14]:

$$\Delta I_{Lk} = \frac{V_{ek}}{R_{Lk}} \left(\frac{\frac{D_k \cdot T_k}{\tau} (1 - D_k) \frac{T_k}{\tau}}{\frac{T_k}{\tau}} \right), \quad (3.12)$$

$$\Delta I_{Lk} = \frac{V_{ek}}{L_k \cdot f_k} (1 - D_k) D_k. \quad (3.13)$$

Traçando-se o gráfico $\Delta I_{Lk} \times D_k$, encontra-se que a variação máxima da corrente no indutor *buck* ocorre para a razão cíclica igual a 0,5. Logo

$$\Delta I_{Lk_max} = \frac{V_{ek}}{4L_k \cdot f_k}. \quad (3.14)$$

Substituindo equação (3.3) em (3.12), resulta :

$$\Delta I_{Lk}(\theta) = \frac{V_{ek}}{L_k \cdot f_k} (\lambda \text{sen}(\theta) - \lambda^2 \text{sen}^2(\theta)). \quad (3.15)$$

Fazendo-se a análise da equação (3.13) encontram-se os valores máximos da ondulação de corrente para os ângulos

$$\theta_1 = \sin^{-1}\left(\frac{1}{2\lambda}\right), \quad (3.16)$$

e

$$\theta_2 = \pi - \theta_1. \quad (3.17)$$

Como mostra a Fig. 3.5.

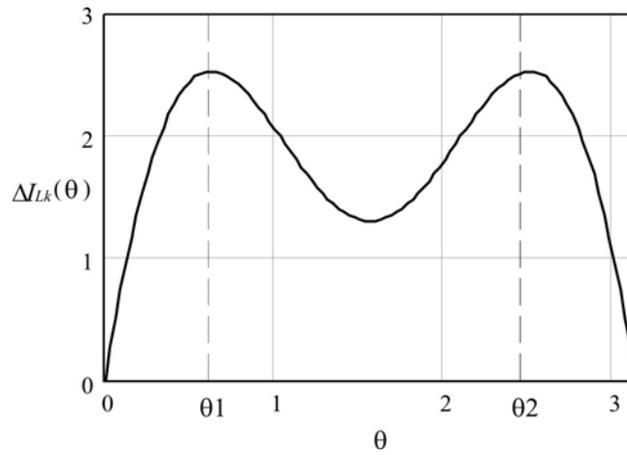


Fig. 3.5– Variação da corrente no indutor em função de θ .

A tensão no barramento CC é

$$V_{ek} = \frac{E_{fcc}}{1 - D_s} \quad (3.18)$$

Considerando-se $D_s=0,5$ encontramos que $V_{ek} = 2E_{fcc}$.

$$\lambda = \sqrt{2} \frac{V_{s_inv}}{\eta_{inv} \cdot V_{ek}} \quad (3.19)$$

3.3.1 ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NO INTERRUPTOR *BUCK*

A corrente instantânea no interruptor *buck*, mostrada na Fig 3.6, é dada por

$$I_{M2} = \frac{D(\theta) \cdot I_{e_inv}}{\eta_k} \quad (3.20)$$

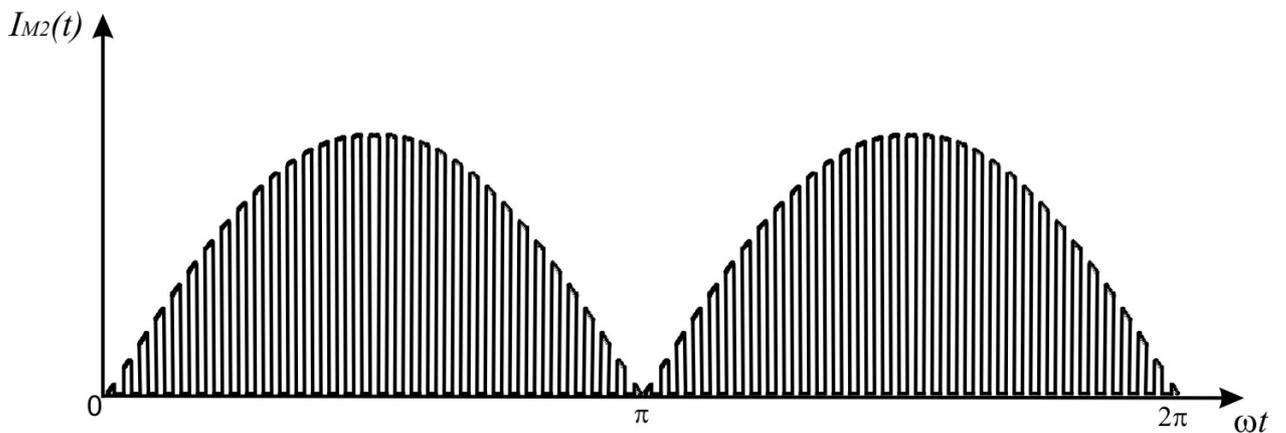


Fig. 3.6– Corrente no interruptor M_2 .

Os instantes onde a corrente no interruptor M_2 é nula correspondem ao segundo estágio do conversor *buck*, no qual o interruptor encontra-se aberto. A corrente média no interruptor *buck*, é determinada pela expressão seguinte:

$$I_{M2_md} = \frac{\int_0^\pi \sqrt{2} \cdot \lambda I_{ef_inv} \text{sen}^2(\theta) d\theta}{\pi \cdot \eta_k} \quad (3.21)$$

E a corrente eficaz é dada por:

$$I_{M2_ef} = \sqrt{\frac{\int_0^\pi (\sqrt{2} \cdot \lambda I_{ef_inv} \text{sen}^2(\theta))^2 d\theta}{\pi \eta_k^2}} \quad (3.22)$$

Observando-se a Fig. 3.3, conclui-se que a tensão no interruptor M_2 durante o bloqueio é dada por :

$$V_{M2_off} = V_{ek} - V_{dk_on} \quad (3.23)$$

sendo V_{dk_on} é a queda de tensão no diodo *buck* .

3.3.2 ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NO DIODO *BUCK*.

O diodo de saída do conversor buck conduz quando o *interruptor* está bloqueado, como mostra a Fig. 3.3, com o intuito de fornecer um caminho para a corrente do indutor. Entre os critérios para a escolha desse semiconductor, incluem-se: frequência de chaveamento, tensão reversa máxima, baixa tensão de condução direta , etc. Pode-se observar pela Fig. 3.2 que a tensão reversa aplicada ao diodo *buck* é igual à tensão em nos terminais do capacitor *boost* menos a queda de tensão no interruptor M_2 , o que pode ser aproximado simplesmente por

$$V_{dk} = V_{ek} \quad (3.24)$$

Uma maneira simplificada de se encontrar o valor eficaz da corrente no diodo buck é dada na equação (3.3).

$$I_{ef_dk} = \sqrt{I_{Lk_ef}^2 - I_{k_ef}^2} \quad (3.25)$$

onde

$$I_{Lk_ef} = \frac{I_{Lk_max}}{\sqrt{2}} \quad (3.26)$$

3.4 EQUACIONAMENTO DO INDUTOR *BUCK*

Admitindo a máxima variação da corrente no indutor como sendo 15% do valor de pico tem-se que

$$\Delta I_{Lk_max} = 0,15\sqrt{2} \cdot I_{ef_inv} . \quad (3.27)$$

Sabe-se que

$$L_k = \frac{V_{ek}}{4\Delta I_{Lk_max} \cdot f_k} . \quad (3.28)$$

O produto $A_e \cdot A_w$, em cm^2 , deve ser no mínimo, como mostra [15] e [16], igual a

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_k \cdot I_{Lk_ef} \cdot I_{Lk_max} \cdot 10^4}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} . \quad (3.29)$$

O número de espiras do indutor é

$$n_{esp_k} = \frac{L_k \cdot I_{Lk_max} \cdot 10^4}{B_{max} \cdot A_{ek}} , \quad (3.30)$$

e o dimensionamento, em cm, do entreferro do indutor *buck* é dado por

$$l_{gk} = \frac{n_{esp_k}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_{ek} \cdot 10^{-1}}{L_k} . \quad (3.31)$$

A bitola do fio esmaltado, em cm^2 , calculada conforme segue,

$$S_{ck} = \frac{I_{Lk_ef}}{J_{max}} , \quad (3.32)$$

e a profundidade de penetração da corrente no condutor utilizado, considerando o efeito pelicular, é em metros

$$P_k = \frac{7,5}{\sqrt{f_k}} . \quad (3.33)$$

Para a especificação do fio esmaltado, segundo norma AWG, para confecção do indutor temos que

$$2P_k \geq \frac{2,54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG}{20}} . \quad (3.34)$$

O diâmetro e a secção transversal do fio sem o esmalte são respectivamente

$$\phi_{k_siso} = \frac{2,54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG}{20}} [cm], \quad (3.35)$$

e

$$S_{k_siso} = \pi \left(\frac{\phi_{k_siso}}{2} \right)^2 [cm^2] \quad (3.36)$$

Já o diâmetro e a secção transversal do fio com isolamento são, em cm e cm²,

$$\phi_{k_iso} = \phi_{k_siso} + 0,028 \sqrt{\phi_{k_siso}} \quad (3.37)$$

e

$$S_{k_iso} = \pi \left(\frac{\phi_{k_iso}}{2} \right)^2. \quad (3.38)$$

O número de condutores em paralelo para confecção do indutor é dado por:

$$n_{k_p} = \frac{S_{ck}}{S_{k_iso}}. \quad (3.39)$$

A possibilidade de execução do indutor, de acordo com o núcleo de ferrite adotado, dada pela equação (3.34), deve ser menor que 0,7, segundo [15] e [16], para que a construção do núcleo seja fisicamente possível.

$$R_{ex_k} = \frac{n_{p_k} \cdot n_{esp_k} \cdot S_{k_iso}}{A_{w_k}} \quad (3.40)$$

Os equacionamentos relativos às perdas no indutor serão considerados no capítulo 5.

3.5 ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA O CONVERSOR *BUCK*

O conversor *buck* utilizado no reciclador deve apresentar na entrada uma tensão CC oriunda de um capacitor, e na saída uma corrente senoidal retificada em 120Hz, com ondulações em 20kHz. A corrente deve estar sincronizada com a rede. O controle deve forçar a corrente injetada a seguir a forma de onda da tensão da rede. Utilizaremos para implementar o controle deste conversor, o circuito integrado UC3854 [17], dedicado para projetos de conversores *boost* atuando como pré-reguladores CA/CC com alto fator de potência. Neste pré-regulador, o compensador de tensão controla a tensão de saída, que é uma tensão CC, e tende a diminuir a razão cíclica do conversor quando a tensão controlada tende a aumentar, e

aumentar a razão cíclica quando a tensão de saída tende a diminuir. Este comportamento é justamente o oposto do desejado para o compensador de tensão do conversor *buck* do reciclador de energia. No reciclador de energia quando a tensão na entrada do conversor *buck* tender a aumentar o controle deve aumentar a razão cíclica do conversor de formar a liberar para o próximo estágio a energia excedente no capacitor. Caso a tensão no capacitor tenda a diminuir o controle também deve diminuir a razão cíclica do conversor.

Para adequação da operação do circuito integrado UC3854 às exigências do sistema, projetou-se um circuito adaptador na entrada do compensador de tensão, conforme Fig. 3.7. O circuito é implementado externamente ao circuito integrado, complementando a malha de tensão do mesmo. Outra opção de circuito externo com o mesmo propósito é mostrada em [02].

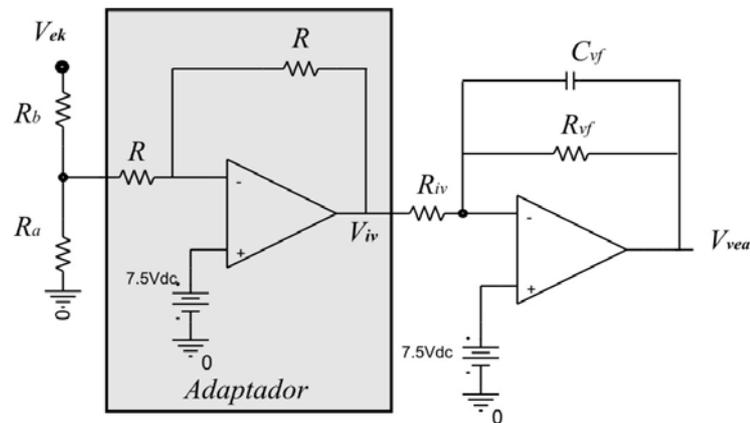


Fig. 3.7 – Compensador de tensão com destaque para circuito adaptador.

A tensão de saída do circuito adaptador é dada por

$$V_{iv} = 15 - V_{Ra} \quad (3.41)$$

onde a tensão no resistor R_a pode ser calculada por

$$V_{Ra} = \frac{R_a}{R_a + R_b} \cdot V_{ek} \quad (3.42)$$

Assim

$$V_{iv} = 15 - \frac{R_a}{R_a + R_b} \cdot V_{ek} \quad (3.43)$$

Quando V_{ek} aumenta, V_{iv} diminui, provocando o aumento da razão cíclica, já que V_{iv} é a tensão de entrada do compensador de tensão.

A representação completa do controle do conversor *buck* utilizado no reciclador de energia está indicado em diagrama de blocos na Fig. 3.8. Esse conversor *buck* apresenta controle da tensão de entrada V_{ek} e da corrente de saída I_{LK} . A malha do compensador de tensão é bem mais lenta que a malha do compensador de corrente. De acordo com o diagrama de blocos temos:

- V_{ref_k} : Tensão de referência da malha de tensão. No caso 7,5V.
- K_{md} : Valor médio da tensão de referência para forma de onda da corrente.
- I_{mo} : Corrente resultante da saída do multiplicador.
- $R_{sh_k}/1000$: Este bloco representa o produto do resisto *shunt* utilizado no compensador de corrente e o ganho do ganho do sensor *hall*.
- $G_k(s)$: Função de transferência da planta para a malha de corrente.
- $G_{kv}(s)$: Função de transferência da planta para a malha de tensão.

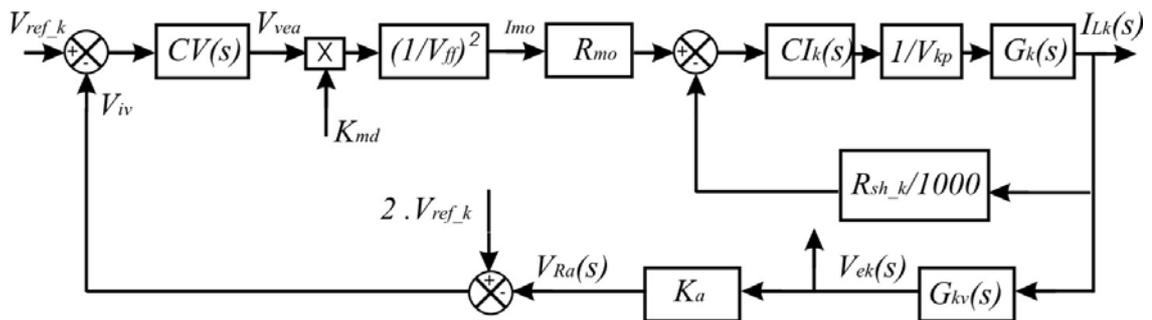


Fig. 3.8. Diagrama de blocos do controle do conversor *buck*.

3.6 COMPENSADOR DE CORRENTE

O conversor *buck* e topologias derivadas são fáceis de controlar no modo corrente [18]. O compensador de corrente só necessita de um pólo, devido justamente ao indutor. A forma de onda da tensão aplicada na entrada do comparador PWM quando converge, provocando o desligamento do chaveamento do interruptor, deve cruzar ou no mínimo coincidir com a onda dente de serra. Caso contrário podem ocorrer oscilações durante certas condições de operação [17], [18]. Estes problemas existem para vários conversores, mas são mais acentuados para o conversor *buck* e seus derivados. A compensação por inclinação da forma de onda da tensão de saída do compensador, no controle por corrente média, corrige estes problemas. E este critério será adotado para o projeto do compensador de corrente do estágio *buck*.

A inclinação da tensão dente de serra, gerada pelo oscilador, necessária para modulação por largura de pulso, *PWM*, é dada por:

$$\frac{d(V_{ds_k})}{dt} = \frac{V_{dspp_k}}{T_k}, \quad (3.44)$$

e a inclinação da corrente no indutor durante o bloqueio,

$$\frac{d(I_{Lk})}{dt} = \frac{V_{ek}}{L_k}. \quad (3.45)$$

A inclinação da tensão gerada no resistor *shunt* igual a:

$$\frac{d(V_{sh_k})}{dt} = \frac{R_{sk} \cdot V_{ek}}{L_k}. \quad (3.46)$$

Assim pode-se determinar o ganho do compensador de corrente, para iguais inclinações entre sua tensão de saída e a tensão dente de serra, que é

$$G_{ca_k} = \frac{\frac{d(V_{ds_k})}{dt}}{\frac{d(V_{sh_k})}{dt}}. \quad (3.47)$$

Assim tem-se que

$$G_{ca_k} = \frac{V_{dspp_k} \cdot L_k}{R_{sk} \cdot V_{ek} \cdot T_k}. \quad (3.48)$$

De acordo com o critério adotado projeta-se o ganho do compensador para 85% do obtido em (3.38) com o intuito de prevenir adicionais inclinações relativas à resistência série equivalente do capacitor de entrada, como sugerido em [18].

A frequência de corte do compensador é dada por

$$f_{ci_k} = \frac{V_{ek} \cdot G_{ca_k} \cdot R_{sk}}{2\pi \cdot V_{dspp_k} \cdot L_k}. \quad (3.49)$$

O zero do compensador de corrente será alocado na frequência de corte. Uma margem de fase de 45° proporciona uma boa estabilidade e um baixo *overshoot* [18]. Neste caso, a reatância capacitiva devido ao capacitor C_{cz} é numericamente igual a R_{cz} . Logo

$$C_{cz} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{ci} \cdot R_{cz}} \quad (3.50)$$

Um pólo será adicionado no compensador de corrente, na frequência de chaveamento com o intuito de reduzir a sensibilidade a ruídos [17]. Assim encontramos

$$C_{cp_k} = \frac{1}{2\pi f_k \cdot R_{cz}} \quad (3.51)$$

O esquema do compensador de corrente utilizado é mostrado na Fig. 3.9. A corrente I_{mo} e o resistor R_{mo} serão detalhados no capítulo 5.

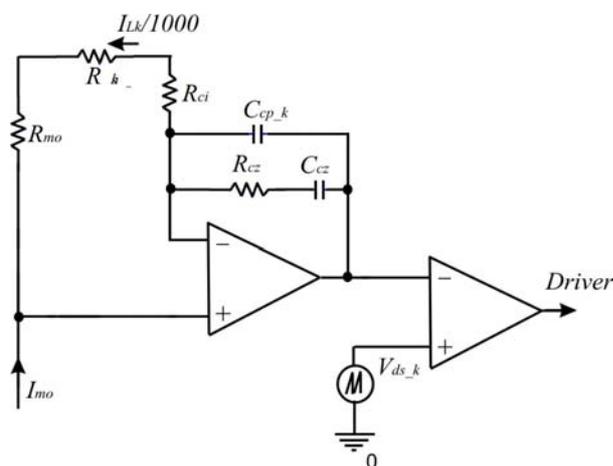


Fig. 3.9 – Compensador de corrente

3.7 COMPENSADOR DE TENSÃO

Devido ao fato da largura de banda da malha de tensão ser muito pequena, se comparada com a frequência de chaveamento, os requisitos para o controle do compensador de tensão são ditados pela necessidade de minimizar a distorção da corrente de saída. A frequência de corte deve ser baixa o bastante para atenuar a segunda harmônica da frequência da rede [17]. O nível de distorção na corrente de saída depende da quantidade de ondulação de segunda harmônica introduzida no multiplicador interno do UC3854. A cada 1% de 2ª harmônica apresentada na saída do compensador de tensão, tem-se 0,5% de distorção de 3ª harmônica na corrente injetada na rede.

O compensador de tensão interno deste circuito integrado tem a saída limitada entre 1 e 5,6V. O ganho na frequência da segunda harmônica é dado pela razão entre o pico da

ondulação de tensão de saída admitida pelo compensador e o pico de ondulação admitida em R_a .

$$\Delta V_a = 4. \quad (3.52)$$

Considera-se uma ondulação de 3% em 120Hz na saída do comparador:

$$\Delta V_{a120} = 0.03 \cdot \Delta V_a. \quad (3.53)$$

A ondulação em 120Hz na entrada do conversor buck é

$$\Delta V_{ek_{-120}} = \frac{E_{fcc} \cdot I_{fcc}}{2\pi \cdot 120 \cdot C_s \cdot V_{ek}}. \quad (3.54)$$

Para o dimensionamento do compensador de tensão, estipula-se sua tensão de saída de valor

$$V_{vea} = 2,8V, \quad (3.55)$$

para que ele tenha uma boa excursão de saída, já que a saturação é em 5,6V. Em nosso critério escolhemos também o valor de R_a e de R_b . A tensão em R_a é dada na equação (3.39), e a tensão na entrada do compensador de tensão é dada na equação (3.38). O ganho do compensador é dado como sendo

$$G_{cv_k} = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_{iv}} \quad (3.56)$$

E o ganho do compensador na frequência de 120Hz dado como

$$G_{cv_{-120}} = \frac{\Delta V_{a120}}{\Delta V_{ek_{-120}} \left(\frac{R_a}{R_a + R_b} \right)}. \quad (3.57)$$

Escolhemos de modo arbitrário um valor para R_{iv} . Após a escolha de R_{iv} temos que:

$$C_{fv} = \frac{1}{2\pi \cdot 120 \cdot G_{cv_{-120}} \cdot R_{iv}} \quad (3.58)$$

O ganho da malha de tensão é o produto do ganho do compensador de tensão pelo do estágio *buck*. A frequência de corte da malha de tensão é adotada como sendo

$$f_{cv_k} = \frac{120}{10}. \quad (3.59)$$

Pode-se então calcular R_{fv} como segue:

$$R_{fv} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{cv_k} \cdot C_{fv}} \quad (3.60)$$

A implementação do controle do conversor *buck* é mostrada na Fig. 3.10. Um circuito seguidor de tensão foi introduzido antes do circuito adaptador com o objetivo de aumentar a impedância vista pelo ponto comum dos resistores R_a e R_b . Os demais componentes necessários para o adequado funcionamento do UC3854 serão tratados no capítulo 5.

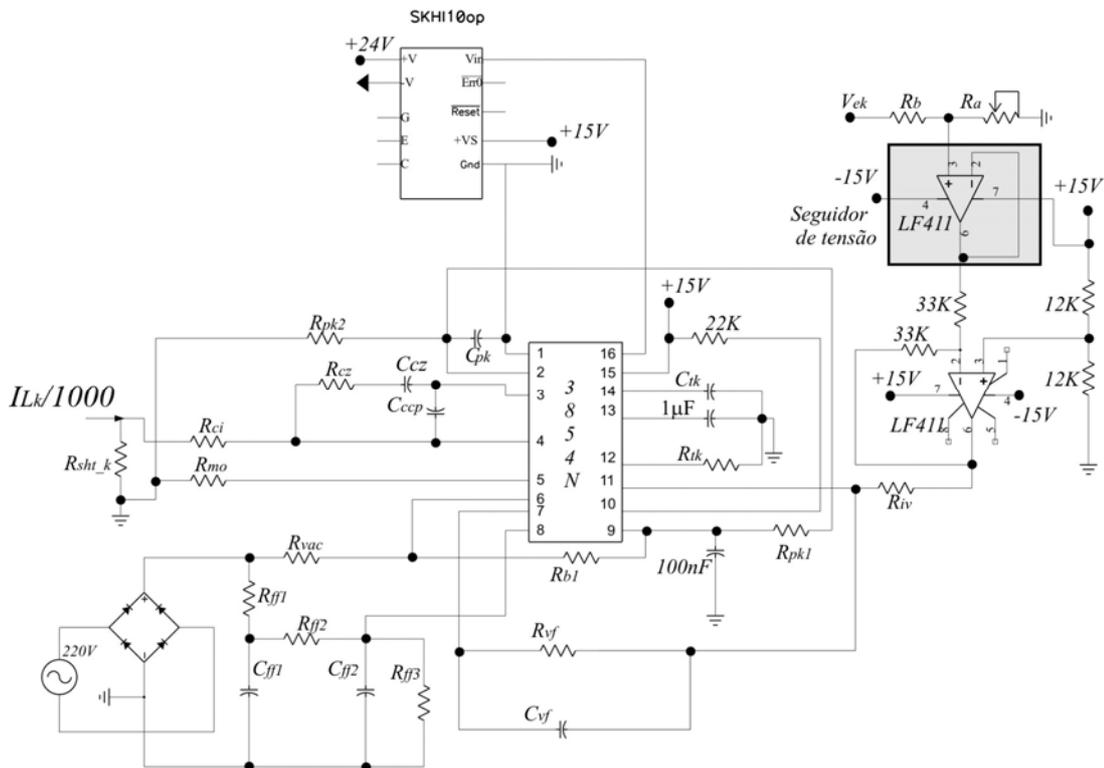


Fig. 3.10 – Controle buck como CI UC3854N

3.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O conversor *buck* representa um importante papel no reciclador de energia. Ele controla o fluxo de energia do teste de *burn-in*. O conversor *buck* recebe corrente contínua do conversor *boost* e entrega ao Inversor de corrente uma corrente senoidal retificada em 120Hz.

Na implementação do controle do conversor *buck* utilizou-se o circuito integrado UC3854, que é empregado para projetos de conversores *boost* atuando como pré-reguladores CA/CC com alto fator de potência. No entanto fez-se necessário a inclusão de um circuito adicional ao controle para que o UC3854 pudesse ser aplicado ao reciclador.

O comportamento do compensador de tensão influencia diretamente na taxa de distorção harmônica da corrente a ser injetada na rede elétrica. A frequência de corte desse compensador deve ser pequena o bastante para atenuar a segunda harmônica. O critério adotado para o este compensador fixou seu ponto de operação em 2,8V na saída e a frequência de corte como um décimo de 120Hz.

CAPÍTULO IV

O CONVERSOR BOOST

4.1 INTRODUÇÃO

A fonte CC, submetida ao teste de *burn-in*, deverá enxergar o reciclador como uma carga resistiva. Portanto a entrada do reciclador deverá ter características de fonte de corrente constante. O conversor *boost*, operando no modo de condução contínua, mostra-se adequado para essa função. Este capítulo analisa o funcionamento deste conversor empregado no sistema. Trata-se de um conversor CC-CC elevador clássico, como apresentado em [12] e [19], cuja tensão média de saída é maior que a tensão média de entrada. Ele constitui o primeiro estágio de potência do reciclador de energia. Sua função é drenar, da fonte CC a ser testada, uma corrente de valor médio constante, com uma variação de 5% em torno desse valor, e elevar a tensão de forma a fornecer em sua saída um nível adequado para o processamento do próximo estágio.

Como a fonte CC tem controle de tensão de saída, o nível de potência envolvido no teste de *burn-in* é determinado pelo conversor boost, através da imposição do valor médio da corrente de entrada. O conversor *boost* só necessita de controle da corrente de entrada, já que a tensão de entrada é determinada pela fonte CC e a tensão de saída é controlada pelo estágio seguinte, o conversor *buck*. A Fig. 4.1 apresenta o estágio de potência do conversor em questão.

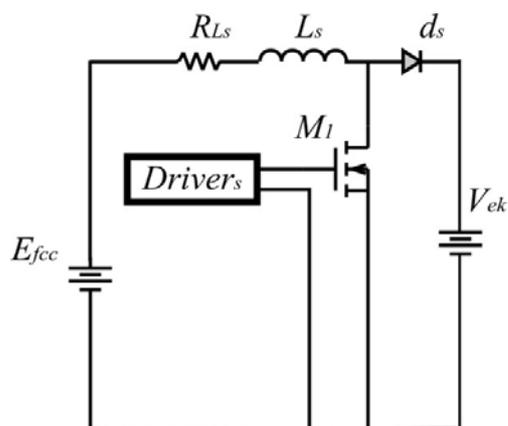


Fig. 4.1 – Conversor boost convencional.

4.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR

O conversor mostrado na Fig. 4.1 apresenta característica de fonte de corrente no estágio de entrada, enquanto que no estágio de saída tem característica de fonte de tensão.

Este conversor apresenta duas etapas de operações, como descritas a seguir:

4.2.1 DESCRIÇÃO DA 1ª ETAPA DE OPERAÇÃO

Esta etapa inicia com o fechamento do interruptor M_1 . A partir daí, a corrente circula pelo circuito formado pela fonte de alimentação E_{fcc} , pelo indutor de entrada L_s e o interruptor M_1 , de acordo com a Fig. 4.2. Durante esta etapa, a energia é acumulada na indutância L_s . Esta etapa termina quando o interruptor M_1 é aberto.

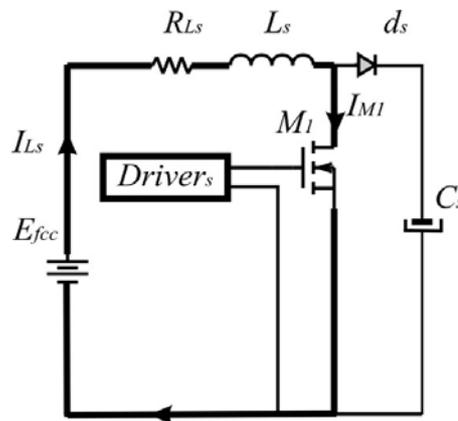


Fig. 4.2 – Conversor boost: 1ª etapa de operação.

Nesta etapa

$$I_{M1} = I_{Ls}, \quad (4.1)$$

e

$$I_{ds} = 0. \quad (4.2)$$

4.2.2 DESCRIÇÃO DA 2ª ETAPA DE OPERAÇÃO

Esta etapa inicia quando o interruptor M_1 é aberto. A partir daí, o diodo D_s entra em condução e a fonte de corrente transfere a energia para o estágio de saída, como mostrado na Fig. 4.3. Esta etapa termina quando o interruptor M_1 é comandado a conduzir, iniciando novamente a 1ª etapa.

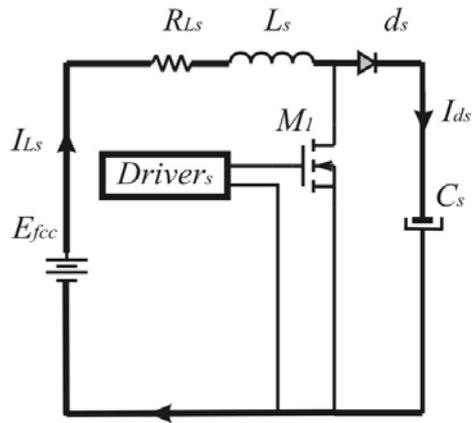


Fig. 4.3 – Conversor boot: 2ª etapa de operação.

Para a segunda etapa de operação

$$I_{M1} = 0 \quad (4.3)$$

e

$$I_{ds} = I_{Ls} \cdot \quad (4.4)$$

Para a operação do conversor, a forma de onda linearizada da corrente no indutor de entrada L_s , é apresentada na Fig. 4.4.

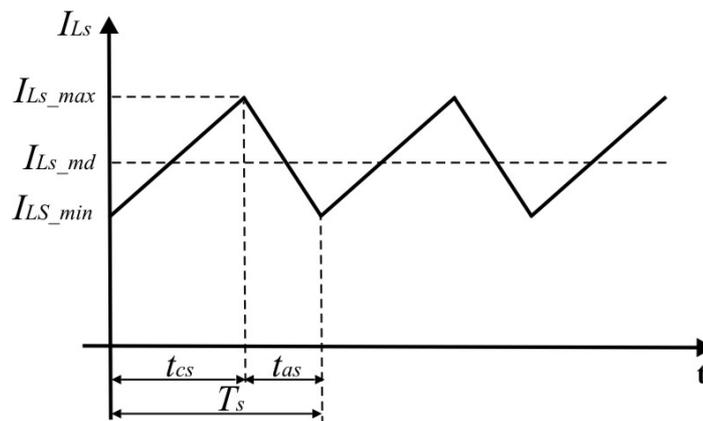


Fig. 4.4 – Corrente no indutor de entrada.

Onde:

T_s : Período de comutação;

t_{cs} : Tempo que o interruptor M_1 permanece ligado;

t_{as} : Tempo que o interruptor M_1 permanece desligado.

As formas de onda de corrente no interruptor M_1 e no diodo D_s são apresentadas nas figuras 4.5 e 4.6.

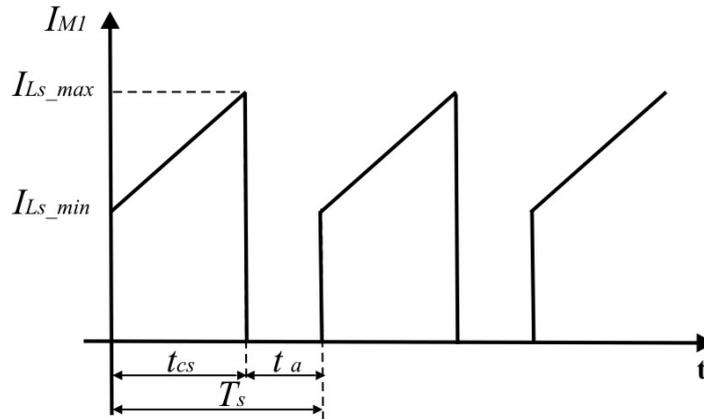


Fig. 4.5 – Corrente no interruptor boost M_1 .

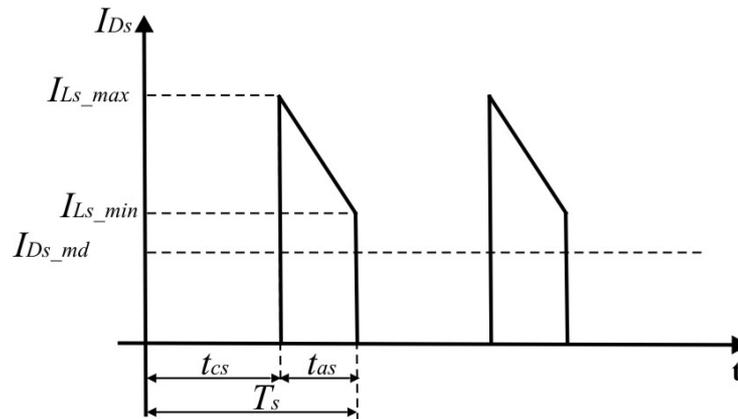


Fig. 4.6 – Corrente no diodo d_s .

4.3 MODELAMENTO MATEMÁTICO DO CONVERSOR *BOOST*

O conversor *boost* utilizado neste sistema de *burn-in* opera em modo de condução contínua, e a forma de onda da corrente de entrada já está mostrada na Fig. 4.4. Contudo, a corrente de saída deste conversor corresponde a corrente de entrada do conversor *buck*. O conversor *buck* propicia em sua saída uma corrente senoidal retificada em 120Hz, através de uma modulação *PWM* senoidal. O reflexo dessa modulação é a forma de onda da corrente de saída do conversor *boost*, que coincide com a corrente no interruptor M_2 , esta mostrada na Fig. 3.6.

4.3.1 CÁLCULO DA INDUTÂNCIA *BOOST*

Durante a primeira etapa de operação, na qual há armazenamento de energia no indutor *boost*, o interruptor encontra-se conduzindo, e a tensão de entrada está aplicada sobre esse indutor. Nesse intervalo de tempo a variação de corrente na indutância é dada por

$$\Delta I_{L_s} = \frac{E_{fcc}}{L_s} \int_0^{t_{cs}} dt. \quad (4.5)$$

O intervalo de condução t_{cs} , relaciona-se com o período de comutação de tal forma que:

$$t_{cs} = D_s \cdot T_s. \quad (4.6)$$

Da substituição de (4.6) em (4.5), obtemos a expressão da indutância do indutor *boost* como sendo

$$L_s = \frac{E_{fcc} \cdot D_s \cdot T_s}{\Delta I_{L_s}}. \quad (4.7)$$

Pelo princípio da conservação de energia, concluímos facilmente que a corrente média drenada da fonte CC é

$$I_{fcc} = \frac{V_{ek} \cdot I_{M2_md}}{E_{fcc} \cdot \eta_s}. \quad (4.8)$$

Os valores máximo e mínimo da corrente de entrada do conversor *boost*, que correspondem às correntes máxima e mínima do indutor *boost*, são dados através das equações (4.9) e (4.10), abaixo:

$$I_{L_s_max} = \left(I_{fcc} + \frac{\Delta I_{L_s}}{2} \right). \quad (4.9)$$

$$I_{L_s_min} = \left(I_{fcc} - \frac{\Delta I_{L_s}}{2} \right). \quad (4.10)$$

Estes valores são necessários para obter a variação de corrente no indutor *boost*.

4.3.2 DIMENSIONAMENTO DO INTERRUPTOR E DO DIODO *BOOST*

Facilmente podemos deduzir que a corrente média no interruptor M_1 é diretamente proporcional à corrente drenada da fonte CC, sendo a constante de proporcionalidade igual à razão cíclica.

$$I_{M1_md} = D_s \cdot I_{fcc} \quad (4.11)$$

A tensão sob a qual o interruptor fica submetido durante o bloqueio é a soma entre a tensão de saída e a tensão de condução do diodo *boost*:

$$V_{M1} = V_{ek} + V_{ds_on} \quad (4.12)$$

Analisando a primeira etapa de operação do conversor *boost*, Fig. 4.2, conclui-se que a tensão reversa aplicada ao diodo é numericamente igual à soma da a tensão de saída com a tensão de condução do interruptor M_1 :

$$V_{ds_off} = V_{ek} - V_{M1_on} \quad (4.13)$$

Sendo a tensão de entrada do conversor *buck* V_{ek} , é dada por

$$V_{ek} = \frac{1}{(1-D_s)} \cdot E_{fcc} \quad (4.14)$$

A Fig. 4.7 mostra um detalhe do ponto de conexão do conversor *boost* com o conversor *buck*, onde se destaca o ponto de conexão comum do diodo *boost*, do capacitor de saída do conversor *boost* e o interruptor do conversor *buck*. Pela Fig.4.8 determina-se a equação (4.15).

$$I_{ds_md} = I_{M2_md} - I_{Cs_md} \quad (4.15)$$

Mas como a corrente média no capacitor é nula, conclui-se que a corrente média no diodo *boost* é igual à corrente média no interruptor *buck*.

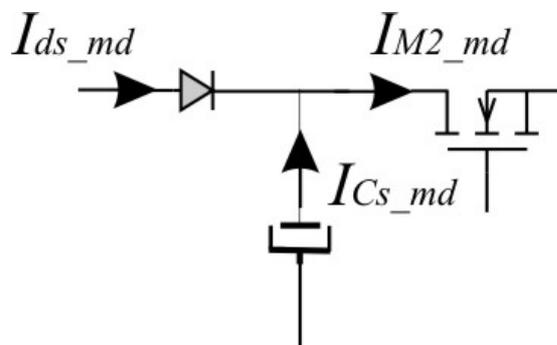


Fig. 4.7 Capacitor boost, diodo boost e interruptor buck.

4.3.3 CÁLCULO DO CAPACITOR *BOOST*

Capacitores de saída presentes em topologias de conversores CC/CC tem a função de armazenar energia durante um ciclo, e fornecê-la em outro ciclo. A energia é armazenada no campo elétrica do capacitor. Capacitores também têm a característica de se oporem as variações bruscas de tensão em seus terminais. O capacitor de saída de um conversor *boost* é geralmente especificado para limitar a variação da tensão de saída a valores desejados. A resistência série equivalente inerente dos capacitores, a corrente média de saída do conversor, a frequência de chaveamento e a variação máxima de tensão desejada são os fatores que devem ser considerados no dimensionamento da capacitância do capacitor de saída do conversor *boost* [19].

A potência fornecida pela fonte CC no teste de *burn-in* apresenta uma forma de onda de valor constante. A potência fornecida à rede elétrica tem a forma de onda pulsada em 120Hz, como indica a Fig. 4.8, pois é oriunda do produto de corrente e tensão senoidais em fase. Quando potência fornecida pela fonte CC é maior do que a potência entregue à rede elétrica, o capacitor está recebendo energia e está sendo carregado. Quando a potência fornecida pela fonte CC é menor do que a potência entregue à rede elétrica, o capacitor está fornecendo energia e, portanto, sendo descarregado. O resultado desse processo é o aparecimento de uma ondulação na frequência de 120Hz na tensão V_{ek} nos terminais do capacitor, como mostra a Fig. 4.9.

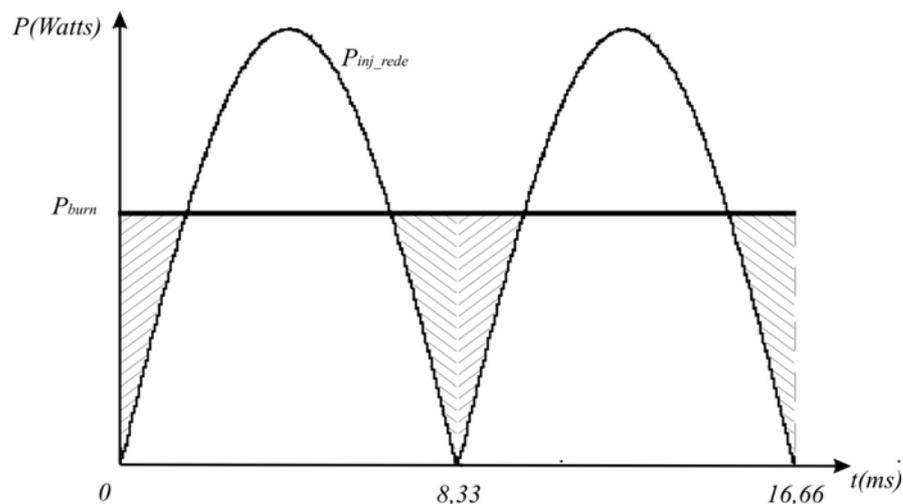


Fig. 4.8 – Potência fornecida pela fonte CC e potência injetada na rede

A carga acumulada no capacitor C_s no início do ciclo deve ser igual à carga acumulada no final do ciclo. Então a área tracejada na Fig. 4.8 deve ser igual à área acima da linha em negrito. No gráfico temos que:

- P_{inj_rede} é a potência injetada na rede elétrica.
- P_{burn} é a potência fornecida pela fonte CC no teste de *burn-in*.

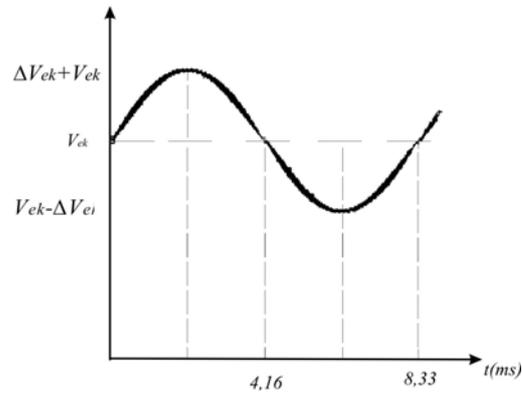


Fig. 4.9 – Ondulação na tensão V_{ek}

No dimensionamento do capacitor *boost* C_s adotou-se dois critérios. Primeiro considerou-se a variação de tensão admitida nos terminais do capacitor, expressa pela equação (4.16):

$$C_s \geq \frac{I_{M2_max} \cdot D_{s_max}}{f_s \cdot \Delta V_{ek}} \quad (4.16)$$

E segundo, determinando-se o valor eficaz da corrente no capacitor através da equação (4.17):

$$I_{C_s_ef} = \sqrt{I_{M2_ef}^2 - I_{ds_ef}^2} \quad (4.17)$$

Onde

[\$I_{C_s_ef}\$ é o valor eficaz da corrente no capacitor \$C_s\$.](#)

[\$I_{ds_ef}\$ é o valor eficaz da corrente no diodo \$ds\$.](#)

[O valor eficaz calculado aproximado da corrente no diodo boost é feito a partir da forma de onda apresentada na Fig. 4.6, e apresentado na equação \(4.18\).](#)

$$I_{ds_ef} = \sqrt{\frac{\int_{t_{cs}}^{T_s} \left(\frac{I_{Ls_max} - I_{Ls_min}}{2} \right)^2 dt}{T_s}} \quad (4.18)$$

assim

$$I_{ds_ef} = \sqrt{1 - D_s} \cdot \left(\frac{I_{Ls_max} - I_{Ls_min}}{2} \right) \quad (4.19)$$

4.3.4 DIMENSIONAMENTO FÍSICO DO INDUTOR BOOST.

O indutor será construído com núcleo de ferrite tipo EE e fio de cobre esmaltado. O produto $A_e \cdot A_w$ deve ser, em cm^2 , no mínimo igual a:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_s \cdot I_{Ls_ef} \cdot I_{Ls_pico} \cdot 10^4}{k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}}. \quad (4.20)$$

O número de espiras do indutor deve ser

$$n_{esp_s} = \frac{L_s \cdot I_{Ls_pico} \cdot 10^{4B}}{B_{max} \cdot A_{es}}, \quad (4.21)$$

e o valor do entreferro é dado pela expressão

$$l_{gs} = \frac{n_{esp_s}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_{es} \cdot 10^{-1}}{L_s}. \quad (4.22)$$

Usando-se os mesmos critérios adotados no capítulo III para o dimensionamento do indutor *buck*, encontra-se que para o indutor *boost* a bitola do fio esmaltado utilizado para confecção do indutor, a profundidade de penetração da corrente no indutor *buck*, a especificação do fio esmaltado segundo a norma AWG, o diâmetro do fio sem esmalte, a seção transversal do fio sem esmalte, o diâmetro do fio com esmalte, a seção transversal do fio com esmalte, o número de condutores em paralelo, e a possibilidade de execução do indutor são respectivamente:

$$S_{cs} = \frac{I_{Ls_ef}}{J_{max}}, \quad (4.23)$$

$$P_s = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}}, \quad (4.24)$$

$$2P_s \geq \frac{2,54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG}{20}}, \quad (4.25)$$

$$\phi_{s_siso} = \frac{2,54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG}{20}} [cm], \quad (4.26)$$

$$S_{s_siso} = \pi \left(\frac{\phi_{s_siso}}{2} \right)^2 [cm^2] \quad (4.27)$$

$$\phi_{s_iso} = \phi_{s_s} + 0,028 \sqrt{\phi_{s_siso}} , \quad (4.28)$$

$$n_{s_p} = \frac{S_{cs}}{S_{s_iso}} \quad (4.29)$$

e

$$R_{ex_s} = \frac{n_{p_s} \cdot n_{esp_s} \cdot S_{s_iso}}{A_{w_s}} \quad (4.30)$$

4.4 CIRCUITO SNUBBER UTILIZADO NO CONVERSOR *BOOST*

Como o sistema de *burn-in* abordado por este trabalho é constituído de três conversores, o rendimento do reciclador de energia está diretamente relacionado às perdas inerentes a cada estágio de potência. É desejável que o sistema possua reduzidos peso e volume, o que pode ser conseguido através do aumento da frequência de comutação dos semicondutores. Entretanto, com o aumento da frequência, aumenta-se também a perda em comutação, o que provoca redução do rendimento da estrutura. Portanto torna-se adequado a aplicação de uma comutação suave para o interruptor para que se possa elevar a frequência de comutação das chaves sem prejuízo no rendimento do reciclador.

O que se espera de uma comutação suave é que haja uma sensível redução da taxa de crescimento da corrente na entrada em condução, di/dt , e da taxa de crescimento da tensão na entrada em bloqueio, dv/dt , de forma a se obter a entrada em condução com tensão nula e a entrada em bloqueio com corrente nula.

Outro fator importante a ser considerado quanto às perdas de energia durante a comutação é a corrente de recuperação reversa do diodo. Essa corrente surge durante a entrada em bloqueio do diodo, estando o mesmo submetido a uma tensão reversa, devido ao acúmulo de portadores minoritários na junção *pn*. A corrente de recuperação reversa do diodo, além de provocar perda de energia também é responsável pelo surgimento de sobretensões no interruptor. A junção *pn* precisa de um tempo para descarregar os portadores minoritários presentes, o qual é denominado tempo de recuperação reversa. É importante dizer que com o

controle de di/dt também se controla a corrente de recuperação reversa do diodo, o que ajuda a diminuir as perdas e evita o aparecimento das sobretensões já citadas.

Circuitos de ajuda à comutação têm sido apresentados com o objetivo de reduzir as perdas nos semicondutores de potência. O uso de *snubbers* passivos para se obter uma comutação suave mostra-se bastante interessante em relação aos *snubbers* ativos, uma vez que não necessitam da adição de interruptores. Além disso, segundo [20], [21] e [22], os métodos passivos têm maior confiabilidade e uma melhor relação custo benefício do que os métodos ativos. Daí optou-se, portanto, neste trabalho por empregar uma técnica de comutação suave, onde um circuito de ajuda à comutação, denominado circuito *snubber* passivo não dissipativo, é inserido ao estágio de potência do conversor *boost*, como mostra a Fig. 4.10.

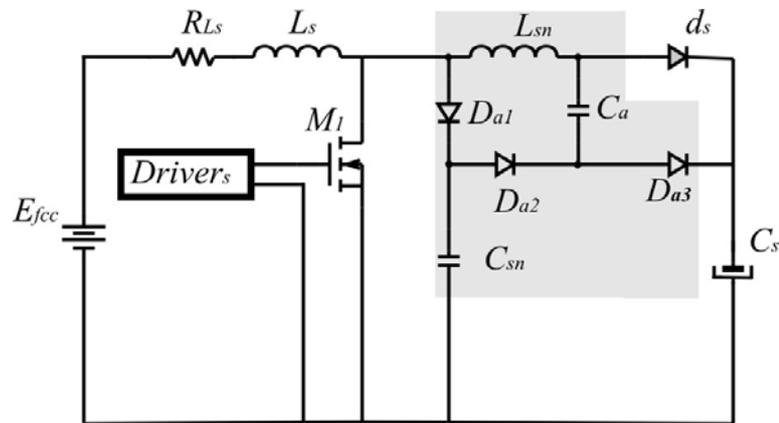


Fig. 4.10 – Conversor *boost* com destaque para o *snubber*.

A topologia escolhida para o *snubber* é oriunda de uma família de *snubbers* passivos não dissipativos, para aplicação em conversores *boost*, estudada em [20], [21] e [22].

O indutor L_{sn} é responsável pela comutação sob corrente nula. É ele quem limita a derivada de corrente no interruptor M_I , no instante em que este entra em condução, bem como diminui a corrente de recuperação reversa do diodo *boost*.

O conjunto formado pelo capacitor C_{sn} e o diodo auxiliar D_{a1} foi adicionado ao *snubber* para propiciar uma comutação sob zero de tensão. Ele limita a derivada de tensão no interruptor M_I no instante em que este é comandado a bloquear. A tensão no interruptor é determinada pelo capacitor C_{sn} em série com o diodo auxiliar. No circuito a posição do diodo D_{a1} não permite que o Capacitor C_{sn} se descarregue através do interruptor M_I quando este estiver conduzindo.

Quando o diodo *boost* D_s é bloqueado, o indutor L_{sn} , armazena energia proveniente da recuperação reversa do diodo. Essa energia deve ser liberada de modo a minimizar as perdas

por condução. De acordo com [21], [22] e [23] existe a necessidade de gerenciar a energia acumulada em L_{sn} . Neste caso, o conjunto formado pelo diodo D_{a2} associado em série com o capacitor C_a , o qual desempenha função de fonte de tensão, é inserido no circuito para formar um laço com o indutor L_{sn} . A polaridade do capacitor C_a , quando carregado, impõe para L_{sn} uma polaridade oposta a do capacitor de saída *boost* C_s , desde que o diodo auxiliar D_{a2} esteja conduzindo.

Existe ainda a energia que se acumula no capacitor C_{sn} . A melhor maneira de liberar essa energia, de forma que não haja dissipação no interruptor, e descarregar o capacitor imediatamente na carga conectada ao conversor *boost*. O diodo D_{a3} serve para esse propósito. A energia do capacitor C_{sn} juntamente com a do capacitor C_s são liberadas através, do conversor *buck*, para o inversor de corrente e deste para a rede elétrica.

O resultado final é um circuito de auxílio à comutação que possibilita uma comutação quase ZCS na entrada em bloqueio e quase ZVS na entrada em condução.

O funcionamento completo do circuito *snubber* mostrado engloba nove etapas de operação. Não é objetivo de este trabalho descrever essas etapas, e sim mostrar, a partir de equações conhecidas, o dimensionamento dos elementos que compõem o *snubber* e sua eficiência no conversor *boost* do reciclador de energia.

4.4.1 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO *SNUBBER*

O conversor *boost* do reciclador de energia alimenta um conversor *buck*. A corrente de entrada do conversor *boost* apresenta uma variação de 5% em torno do valor médio, e o dimensionamento dos componentes do *snubber* serão feitos considerando-se esse nível de corrente.

Para obtermos os ábacos utilizados no dimensionamento dos elementos passivos do *snubber*, foi utilizado o modelamento apresentado em [20],[21] e [22] , de onde se obtém as variáveis :

$$x = \frac{C_{sn}}{C_a}, \quad (4.31)$$

$$Z_a = \sqrt{\frac{L_{sn}}{C_a}} \quad (4.32)$$

e

$$Z_{sn} = \sqrt{\frac{L_{sn}}{C_{sn}}} . \quad (4.33)$$

Das equações acima conclui-se que

$$Z_a = Z_{sn} \cdot \sqrt{x} . \quad (4.34)$$

Uma variável K é definida como fator que determina a faixa da corrente de operação correta do *snubber*.

$$K = \frac{I_{Ls_min}}{I_{Ls_max}} . \quad (4.35)$$

Aplicando-se o equacionamento indicado em [20], [21] e [22], encontra-se a expressão de K em função de x , e utilizando-se um método iterativo, onde se define um valor inicial para K , entre 0 e 1, obtem-se a curva de $K(x)$, como mostra a Fig. 4.11.

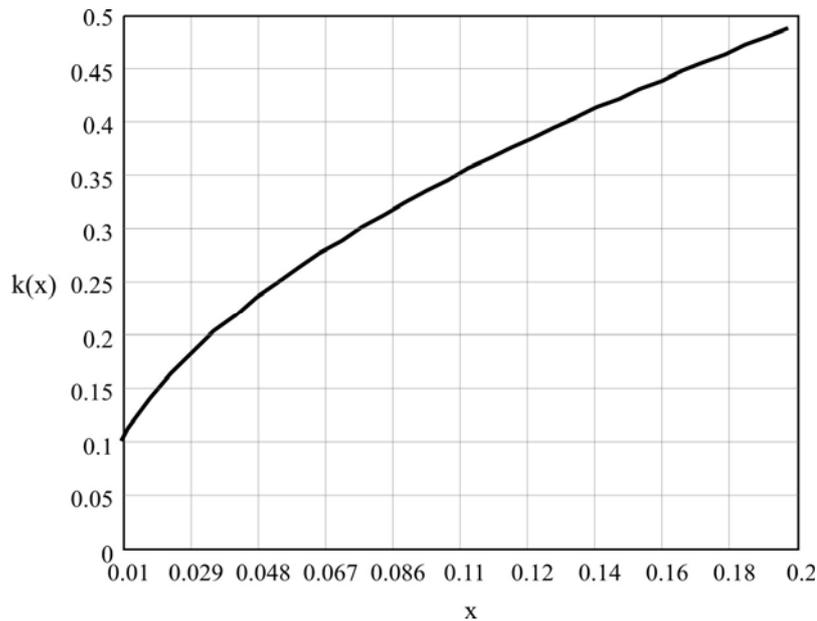


Fig. 4.11 – Fator K em função de x .

Outros parâmetros relevantes para o dimensionamento dos componentes passivos do *snubber* são a impedância indutiva parametrizada do indutor *boost*, a impedância capacitiva parametrizada do capacitor C_{sn} , e a impedância capacitiva parametrizada do capacitor C_a . As expressões que mostram as impedância parametrizada $Z_{Ls}(x)$, Z_{Csn} e Z_{Ca} , em função de x , são

apresentadas em [20], [21] e [22], e suas curvas em função de x são mostradas respectivamente nas Fig. 4.12, Fig. 4.13 e Fig. 4.14.

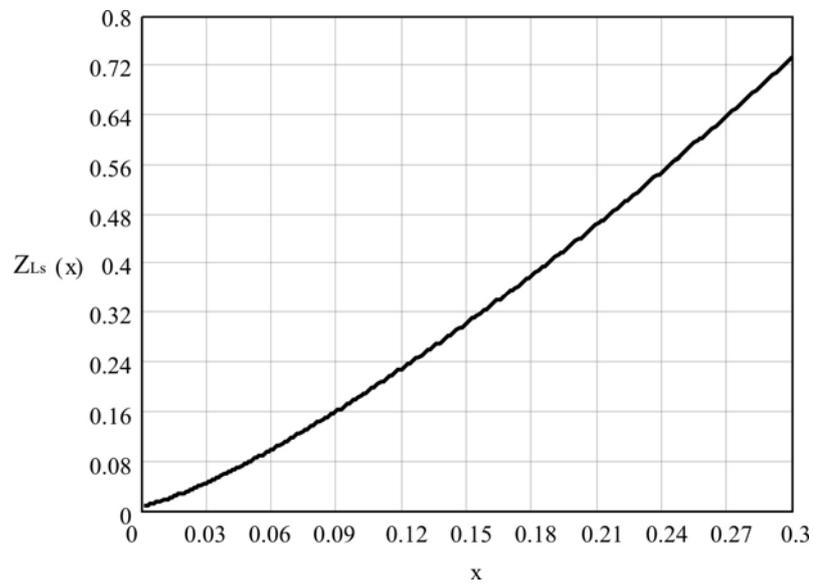


Fig. 4.12 – Impedância indutiva parametrizada.

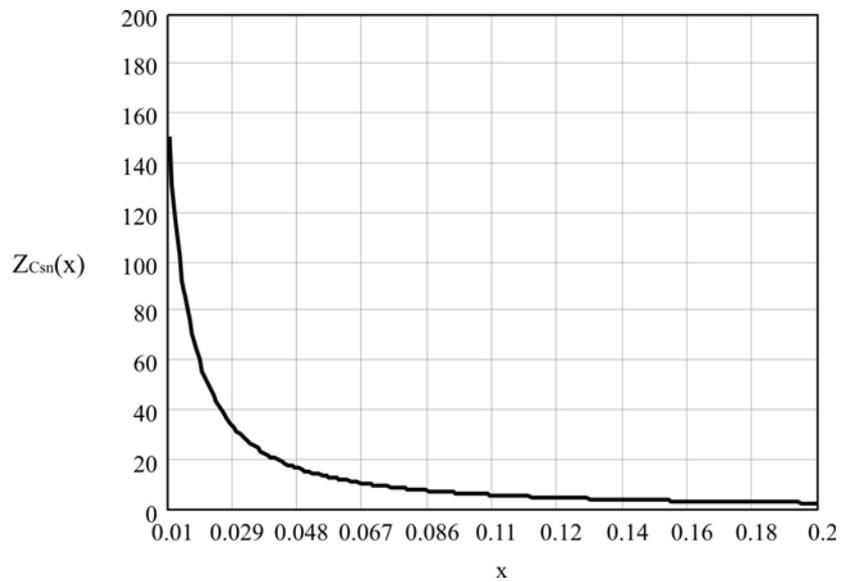


Fig. 4.13 – Impedância parametrizada de C_{sn} .

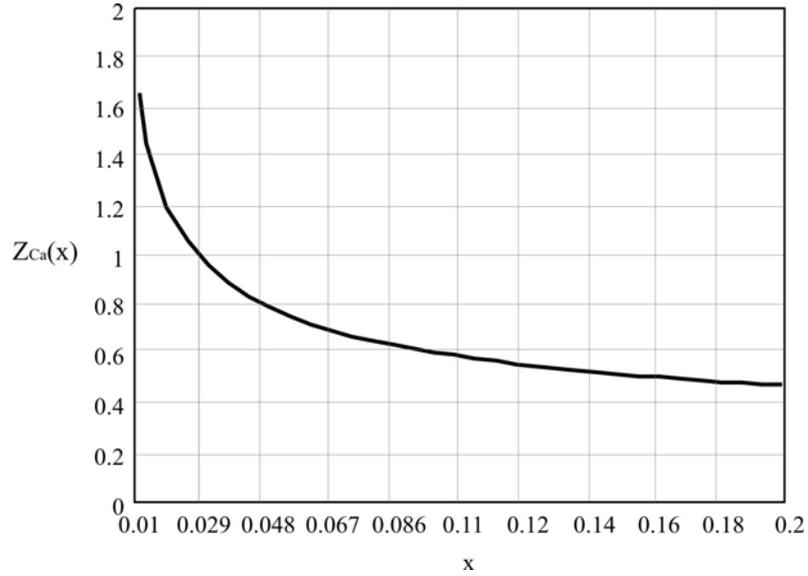


Fig. 4.14– Impedância parametrizada de C_a .

Estipulando-se a mínima corrente para que o *snubber* opere adequadamente, fixando-se a relação entre os capacitores e utilizando-se os gráficos das impedâncias parametrizadas, dimensionam-se o indutor e os capacitores do *snubber*:

$$L_{sn} = \frac{Z_{Lsn}(x) \cdot E_{fcc}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot I_{fcc}}, \quad (4.36)$$

$$C_{sn} = \frac{E_{fcc} \cdot I_{fcc}}{Z_{Csn}(x) \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot V_{ek}^2} \quad (4.37)$$

Para o dimensionamento dos diodos auxiliares do circuito *snubber* deve-se buscar as equações que mostram as correntes médias e as tensões reversas que cada diodo será submetido. Assim para D_{a1} tem-se que

$$I_{Da1_md}(\omega t) = \frac{I_{Ls_max} \cdot \sqrt{L_a \cdot C_{sn}}}{T_s} \left(\begin{array}{l} \frac{V_{ek}}{2 \cdot Z_{sn} \cdot I_{Ls_max} \cdot \sqrt{x}} \cdot \arctan\left(\frac{1}{\sqrt{x}}\right) + \\ \frac{V_{ek} \cdot (1 - \sqrt{x})}{Z_{sn} \cdot I_{Ls_max}} + \\ \frac{\text{sen}(\omega t)}{2 \cdot \sqrt{x}} \cdot \arcsen\left(\frac{V_{ek}}{I_{Ls_max} \cdot Z_{sn}} \cdot \text{sen}(\omega t)\right) \end{array} \right), \quad (4.38)$$

e

$$I_{Da1_md} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{Da1_md}(\omega t) d(\omega t). \quad (4.39)$$

Para os diodos D_{a2} e D_{a3} temos respectivamente

$$I_{Da2_md}(\omega t) = \frac{I_{Ls_max} \cdot \sqrt{L_a \cdot C_{sn}}}{T_s} \cdot \left(\begin{array}{l} \frac{a \cos(-x) \cdot V_{ek}}{Z_{sn} \cdot I_{Ls_max}} + \frac{\arctan(\sqrt{x}^{-1}) \cdot V_{ek}}{Z_{sn} \cdot I_{Ls_max} \cdot \sqrt{x}} \\ + \frac{\text{sen}(\omega t)}{2 \cdot \sqrt{x}} \cdot \arcsen\left(\frac{Z_{sn} \cdot I_{Ls_max} \cdot \text{sen}(\omega t)}{V_{ek}}\right) \end{array} \right), \quad (4.40)$$

$$I_{Da2_md} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{Da2_md}(\omega t) d(\omega t) \quad (4.41)$$

e

$$I_{Da3_md}(\omega t) = \frac{I_{Ls_max} \cdot \sqrt{L_a \cdot C_{sn}}}{T_s} \cdot \left(\begin{array}{l} \frac{\text{sen}(\omega t)}{\sqrt{x}} \cdot \arcsen\left(\frac{Z_{sn} \cdot I_{Ls_max} \cdot \text{sen}(\omega t)}{V_{ek}}\right) \\ + \sqrt{\frac{V_{ek}^2}{x \cdot (Z_{sn} \cdot I_{Ls_max})^2} - \frac{\text{sen}^2(\omega t)}{x}} \end{array} \right), \quad (4.42)$$

$$I_{Da3_md} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{Da3_md}(\omega t) d(\omega t). \quad (4.43)$$

A tensão reversa máxima em cada diodo auxiliar é igual à tensão de saída do conversor *boost*, ou seja, V_{ek} .

4.5 TÉCNICA DE CONTROLE E MODELAGEM DINÂMICA

O conversor *boost* do reciclador de energia, como já dito, só necessita de controle da corrente de entrada, de tal sorte que a potência do teste de burn-in é determinada por ela, uma vez que a tensão da fonte CC é praticamente constante.

A função de transferência,

$$G_s(s) = \frac{I_{Ls}(s)}{D_s(s)}, \quad (4.44)$$

é obtida da aplicação do modelo da chave PWM, proposto por Vorpérian em [23], ao circuito da Fig. 4.1, que resulta no diagrama esquemático simplificado apresentado na Fig. 4.14. Através deste circuito, pode-se obter tanto a função de transferência simplificada $G_S(s)$.

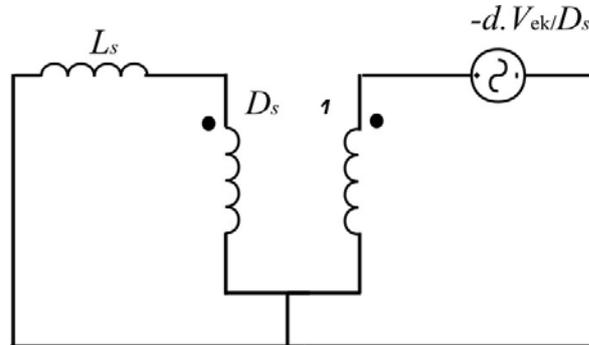


Fig. 4.15 – Modelo do conversor boost para a obtenção da função de transferência.

Mas de acordo com o circuito da Fig. 4.15,

$$\frac{I_{L_s}}{D_s(s)} = -\frac{E_{fcc}}{s \cdot L_s}. \quad (4.45)$$

Logo, a função de transferência do conversor *boost* é dada por

$$G_s(s) = -\frac{E_{fcc}}{s \cdot L_s}. \quad (4.46)$$

A função de transferência $G_s(s)$ tem um pólo na origem, e apresenta uma inclinação no ganho de -20dB/dec e uma fase igual a -90° . O sistema é estável com frequência de cruzamento do ganho dependente da indutância de entrada e localizada, neste tipo de aplicação, na faixa de algumas dezenas de quilohertz [24].

Na Fig. 4.16 temos o diagrama de Bode para da função de transferência do conversor.

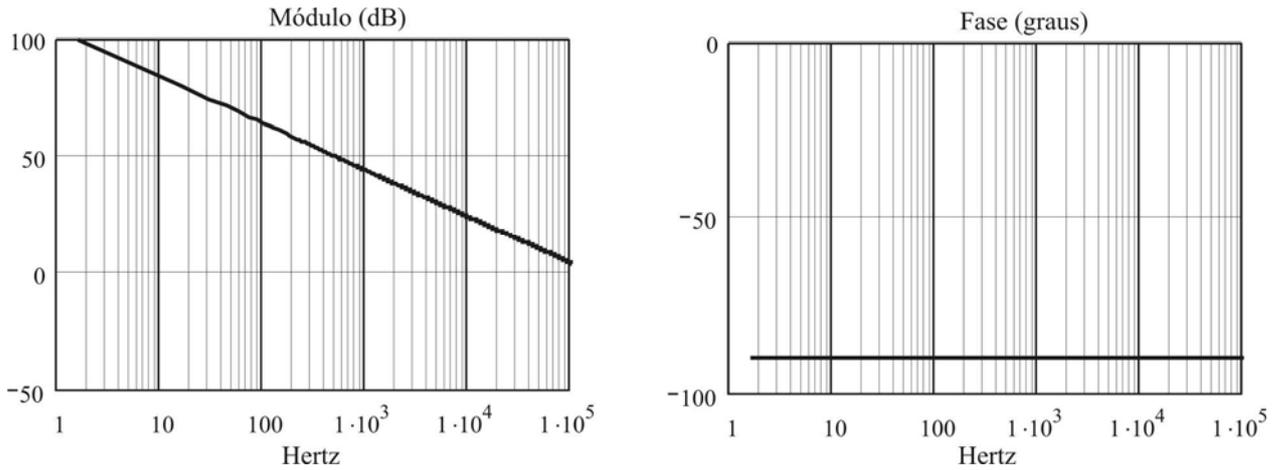


Fig. 4.16 – Diagrama de Bode da função de transferência $G_s(s)$.

E a Fig. 4.17 mostra o diagrama de blocos para do sistema de controle da corrente de entrada.

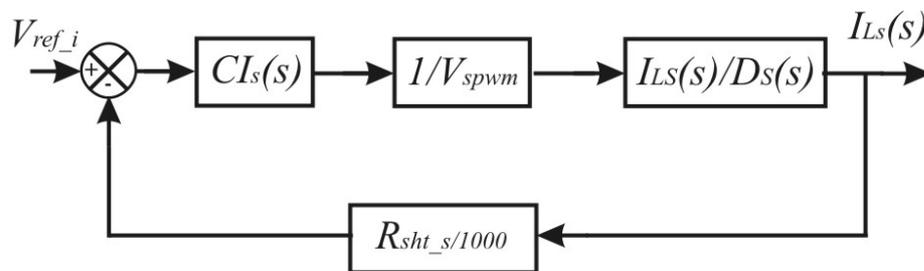


Fig. 4.17 – Diagrama de blocos da FT do Compensador de Corrente.

A Função de Transferência do conversor foi obtida do modelo simplificado. A Função de Transferência real não apresenta ganho demasiadamente elevado em baixas frequências, de modo que o erro estático não é nulo. O compensador de corrente empregado deve introduzir um pólo na origem, para corrigir o erro estático, e garantir que a Função de Transferência de Laço Aberto da malha de corrente cruze 0dB com inclinação de -20dB/dec , e um ângulo de fase maior que -180° . Usar-se-á um compensador de avanço-atraso de fase, como mostra a Fig. 4.18.

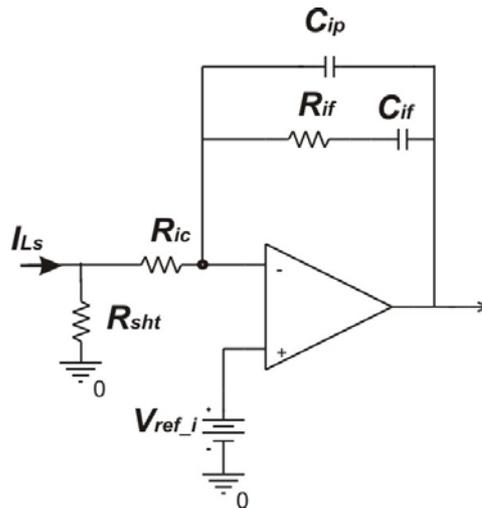


Fig. 4.18 – Compensador de corrente do conversor boost.

Entretanto, a inclusão deste pólo reduz a margem de fase, o que pode levar o sistema à instabilidade. Para garantir a estabilidade, o zero deve ser alocado pelo menos uma década abaixo da frequência de comutação. O segundo pólo tem por objetivo eliminar ruídos de alta frequência introduzidos na malha de controle em virtude da ondulação da corrente no indutor *boost* na frequência de comutação.

Os critérios adotados para alocação dos pólos e do zero são descritos abaixo:

- A frequência de cruzamento da FTLA deve ser em torno de um quarto da frequência de comutação;
- O ganho da FTLA para em baixas frequências deve ser o maior possível.
- O segundo pólo será alocado na metade da frequência de comutação.
- O ganho do integrador deve ser ajustado para garantir o critério da frequência de cruzamento.

A função de transferência do regulador de corrente é

$$C_s(s) = \frac{\omega_{p1}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_{p2}}} \quad (4.47)$$

sendo

$$\omega_{p1} = \frac{1}{Rci(C_{if} + C_{ip})}, \quad (4.48)$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_{if} \cdot C_{if}}, \quad (4.49)$$

e

$$\omega_{p2} = \frac{C_{if} + C_{ip}}{R_{if} \cdot C_{if} \cdot C_{ip}}. \quad (4.50)$$

Como veremos no capítulo 5, o circuito integrado utilizado para a implementação do controle de corrente do conversor *boost*, foi o conhecido regulador PWM UC3525.

4.6 CIRCUITO DE PROTEÇÃO

Como no reciclador de energia proposto a tensão de saída do conversor *boost* é controlada pelo próximo estágio, pode haver uma situação de insegurança no sistema, caso haja alguma falha no controle ou no circuito de potência do conversor *buck*, de forma que a energia acumulada no capacitor não seja transferida para o estágio seguinte. A principal consequência desse fato é o aumento indiscriminado da tensão do barramento CC de saída do estágio *boost*. O nível de tensão CC pode ultrapassar a tensão máxima do capacitor e danificar o mesmo. De acordo com o tipo de capacitor utilizado esse fenômeno torna-se bastante perigoso. Ou então antes que o capacitor se danifique por sobretensão, o interruptor *boost* M_1 é que será destruído, e descarregará a energia do capacitor. Em ambos os casos há destruição de um ou mais componentes, portanto essa situação é indesejável.

Para evitar esse inconveniente, foi projetado e adicionado ao controle um circuito de proteção contra sobretensão no barramento CC do conversor *boost*, como mostra a Fig. 4.19.

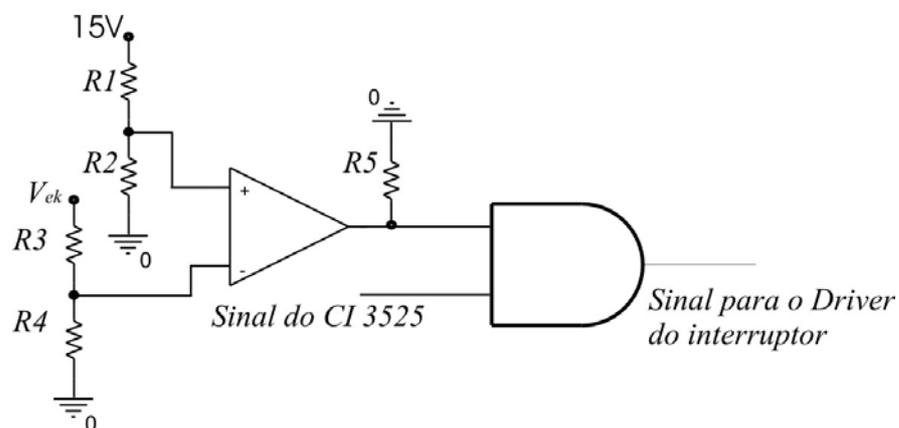


Fig. 4.19 – Circuito de proteção usado no controle do conversor *boost*.

O circuito de proteção contra sobretensão bloqueia o sinal de acionamento que vai para o *Driver* do interruptor M_1 , quando a tensão no barramento DC, no caso V_{ek} , está acima de um valor limite determinado, V_{ek_max} . Neste caso a tensão máxima admitida para o barramento foi de 180V.

Se considerarmos

$$R1 = R2, \quad (4.51)$$

então

$$R3 = \left(\frac{V_{ek_max} - 7,5}{7,5} \right) \cdot R4 \quad (4.52)$$

O driver utilizado para comandar o interruptor *boost* M_1 é o SKHI10op, fabricado pela Semikron e detalhado na Fig. 4.20.

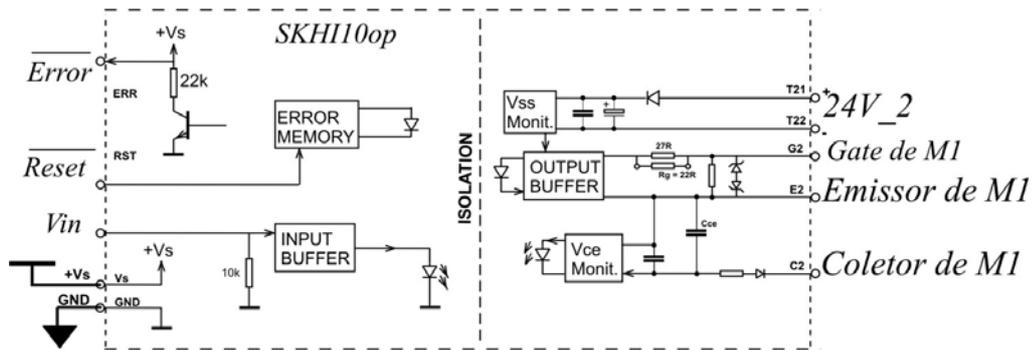


Fig. 4.20 Driver de acionamento do interruptor M_1 .

4.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou o modelamento matemático do conversor *boost*. O conversor *boost* está diretamente ligado à fonte CC a ser testada. Ele tem a função de drenar da fonte CC uma corrente de valor médio constante com variação de 5% deste valor.

Um *snubber* passivo não dissipativo é usado para recuperar a energia que seria perdida na comutação das chaves semicondutoras de potência, aumentando com isso o rendimento do sistema.

O conversor *boost* apresenta apenas controle de corrente de entrada. Esse controle determina a potência do teste de *burn-in*. Introduziu-se no controle um circuito para proteção contra sobretensões na saída do conversor *boost*.

CAPÍTULO V

PROJETO DO RECICLADOR DE ENERGIA

5.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo trata do projeto de um Reciclador de Energia para uma fonte de tensão CC com tensão nominal de $54,5V$. Serão descritos os procedimentos e critérios adotados para dimensionamento e escolha dos componentes do circuito de potência e de controle para cada conversor presente no sistema. Serão usadas neste capítulo às equações obtidas do modelamento matemático dos conversores, feito nos capítulos anteriores.

5.2 ESTÁGIO DE POTÊNCIA DO INVERSOR DE CORRENTE

Nesta secção serão dimensionados os componentes que compõem o circuito de potência do inversor de corrente.

De acordo com a secção 2.4 e com as equações (2.1), (2.2), (2.3), (2.4) e (2.5), e considerando uma potência de teste igual a

$$P_{burn} = 980W \quad (5.53)$$

$$\eta_s = \eta_k = 0,95 \quad (5.54)$$

e

$$\eta_{inv} = 0,97. \quad (5.55)$$

A corrente eficaz de saída do inversor é

$$I_{ef_inv} = \frac{0,95 \cdot 0,95 \cdot 0,97 \cdot 980}{60}, \quad (5.56)$$

$$I_{ef_inv} = 14,3A. \quad (5.57)$$

Assim a corrente média em cada interruptor do inversor é

$$I_{md_inv} = \frac{\sqrt{2} \cdot 14,3}{\pi}, \quad (5.58)$$

$$I_{md_inv} = 6,4A \quad (5.59)$$

Serão utilizados como interruptores 4 IGBT's IRGP30B60 da IRF, cujas características são: $I_C=30$ A a $100^\circ C$, $V_{CE(on)}=1,95V$ e $V_{CES}=600V$. Para garantir que os interruptores sejam bidirecionais em tensão, utilizaremos diodos, como descrito na secção 2.2. O diodo escolhido foi o 25F60 da IRF cuja corrente média direta a $100^\circ C$ é 25A, e a máxima tensão reversa repetitiva é de 600V.

5.3 ESTÁGIO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR BUCK

O conversor buck foi projetado para operar na frequência de 20kHz. De acordo com a secção 3.3 e as equações (3.19) e (3.20) tem-se que o valor da corrente média no interruptor buck é

$$I_{M2_md} = \frac{\int_0^\pi \sqrt{2} \cdot 0,77 \cdot 14,3 \cdot \text{sen}^2(\theta) d\theta}{\pi \cdot 0,95}, \quad (5.60)$$

$$I_{M2_md} = 8,5A. \quad (5.61)$$

O valor da corrente eficaz é

$$I_{M2_ef} = \sqrt{\frac{\int_0^\pi (\sqrt{2} \cdot 0,80 \cdot 14,3 \cdot \text{sen}^2(\theta))^2 d\theta}{\pi \cdot \eta_{inv}^2}}, \quad (5.62)$$

$$I_{M2_ef} = 9,8A \quad (5.63)$$

O dimensionamento do indutor buck foi feito utilizando-se a equação (3.2), o que nos levou a encontrar que

$$L_k = 500\mu H. \quad (5.64)$$

Já para o dimensionamento do núcleo de ferrite, que foi usado para confecção do indutor, usou-se a equação (3.23), o que levou a escolha do núcleo EE 76/50/25 fabricado pela

THORNTON. As equações (3.24) e (3.25) informam que o número de espiras do indutor deve ser

$$n_{exp_k} = 57, \quad (5.65)$$

sendo o valor do entreferro, em mm, igual a

$$l_{gk} = 5. \quad (5.66)$$

Considerando o efeito pelicular, equação (3.27), e aplicando a equação (3.28), encontramos que o fio esmaltado utilizado deve ser o *AWG 19*, utilizando-se 6 condutores em paralelo, de acordo com a equação (3.33).

A tensão de entrada do conversor *buck*, calculada pela equação (3.16), é igual a tensão de saída do conversor *boost* do estágio anterior. Considerando-se $D_s=0,5$, temos que

$$V_{ek} = \frac{54,5}{1-0,5}, \quad (5.67)$$

assim

$$V_{ek} = 109V \quad (5.68)$$

O valor da corrente eficaz no diodo *buck* é calculado pela equação (3.24). O que nos conduz a encontrar que

$$I_{ef_dk} = 9,8A \quad (5.69)$$

O semiconductor escolhido para ser o interruptor *buck* foi o *Mosfet* de especificação IRF260n fabricado pela *International Rectifier*. Este semiconductor suporta uma corrente de Dreno contínua de $56A$, e suporta, entre *Dreno* e *Source* uma tensão máxima repetitiva de $200V$. Porém a principal característica que nos levou a escolhê-lo foi sua baixa resistência de condução entre *Dreno* e *Source*. No caso $R_{SD_on} = 0,04\Omega$.

No conversor *boost*, como foi visto na seção 4.4, foi utilizado um circuito de auxílio à comutação. Para o estágio *buck* optou-se inicialmente pelo uso de um diodo de *Carboneto de Silício* como diodo de saída, para prevenir sobretensão no interruptor M_2 . Este diodo é o CSD20060 fabricado pela *CREE power*, o qual suporta uma tensão reversa repetitiva de $600V$ e uma corrente média direta de $20A$ a $150^\circ C$. No entanto sua perdas por condução mostraram-se elevadas e o mesmo apresentou sobreaquecimento. Então foi utilizado como diodo *buck* o diodo ultra rápido 60EPU02 da IRF.

5.4 ESTÁGIO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR *BOOST*

O estágio *boost* representa o conversor que está diretamente ligado à fonte CC a ser submetida ao teste de *burn-in*. A corrente de entrada do conversor *boost*, que corresponde à corrente média drenada da fonte CC é determinada pela equação (4.8). Ela nos leva a encontrar que

$$I_{fcc} = \frac{109 \cdot 8,55}{54,5 \cdot 0,95} \quad (5.70)$$

$$I_{fcc} = 18A \quad (5.71)$$

A corrente média no interruptor *boost* M_1 é determinada pela equação (4.11). E considerando-se que a razão cíclica do conversor *boost* seja 0,5, temos:

$$I_{M1_md} = 0,5 \cdot 18, \quad (5.72)$$

$$I_{M1_md} = 9A. \quad (5.73)$$

A tensão na qual o interruptor M_1 fica submetido durante o bloqueio é explicitada na equação (4.12), mas pode ser aproximada por

$$V_{M1} = 109V. \quad (5.74)$$

Já a corrente média para o diodo *boost* é especificada pela equação (4.15), ou seja,

$$I_{ds_md} = I_{M2_md}, \quad (5.75)$$

$$I_{ds_md} = 8,5A. \quad (5.76)$$

A corrente eficaz no diodo *boost* d_s é de acordo com a equação (4.19)

$$I_{ds_ef} = 12,7A. \quad (5.77)$$

Já a corrente eficaz no capacitor *boost*, dada por (4.17) é

$$I_{Cs_ef} = 7,2A. \quad (5.78)$$

Escolheu-se como capacitor C_s quatro capacitores de 1000 μ F 250V em paralelo A corrente eficaz nominal do capacitor é de 4A. A escolha atendeu também a equação (4.16).

Durante a primeira etapa de operação do conversor *boost*, pode-se, de acordo com a equação (4.13), considerar que a tensão reversa aplicada ao diodo é igual a tensão de saída deste conversor:

$$V_{ds_off} = 109V . \quad (5.79)$$

Para obtenção da indutância do indutor *boost*, recorre-se à equação (4.7) e chega-se a expressão:

$$L_s = \frac{54,5 \cdot 0,5 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{1,8} , \quad (5.80)$$

assim, obtém-se a equação (5.27)

$$L_s = 750\mu H . \quad (5.81)$$

Apoiados pelas equações desenvolvidas na secção 4.3.4, escolhe-se, para fabricação do indutor *boost*, dois núcleos de ferrite tipo EE 76/50/25, semelhantes ao usado para confecção do indutor *buck*. Os núcleos foram unidos de forma a se obter um único núcleo com o dobro da área efetiva. Os dados adicionais para confecção do indutor são:

número de espiras do indutor

$$n_{esp_s} = 37 , \quad (5.82)$$

valor do entreferro

$$l_{gs} = 2,9mm , \quad (5.83)$$

bitola do condutor esmaltado utilizado igual a 19 AWG, e o números de condutores esmaltados em paralelo igual a 6.

5.5 CIRCUITO *SNUBBER*

De acordo com as equações mostradas na secção 4.4.1, podemos facilmente fazer as especificações dos elementos componentes do circuito *snubber* do conversor *boost*. O conversor utilizado tem as seguintes especificações:

- Tensão de entrada $E_{fcc} = 54,5 V$.
- Tensão de saída $V_{ek} = 110 V$.

- Rendimento considerado $\eta_s=0,95$.
- Indutância do indutor *boost* $L_s = 750\mu H$.
- Potência processada igual a $980W$.
- Freqüência de chaveamento do conversor $f_s=20kHz$.

O valor de x deve ser escolhido de modo a garantir a atuação do *snubber* em toda a faixa de corrente envolvida. O que deve ser levado em conta não é só a variação da corrente quanto o conversor está trabalhando a plena carga, mas que o *snubber* deve também funcionar para valores menores de corrente. No caso, dimensionamos os componentes passivos do *snubber* para iniciar sua atuação a 35% da carga nominal. Nesse caso $x=0,1$.

Encontramos para a indutância do indutor do *snubber*

$$L_a = 4\mu H , \quad (5.84)$$

e para a capacitâncias respectivamente

$$C_{sn} = 47nF \quad (5.85)$$

e

$$C_a = 470nF . \quad (5.86)$$

Para os diodos auxiliares do *snubber*, encontra-se através de (4.36) e (4.38) que

$$I_{Da1_md} = 2,1A , \quad (5.87)$$

$$I_{Da2_md} = 4,3A \quad (5.88)$$

e

$$I_{Da3_md} = 2,5A \quad (5.89)$$

A tensão máxima submetida aos diodos é 110V.

Utilizou-se como cada diodo auxiliar do *snubber*, dois diodos 1N5406 em paralelo.

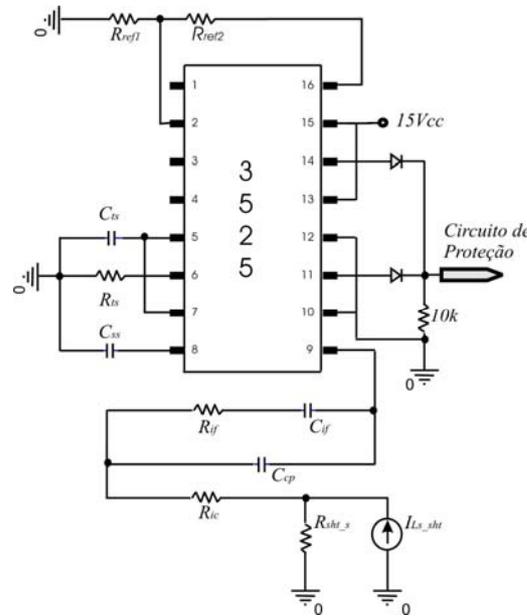
5.6 ESTÁGIO DE CONTROLE DO CONVERSOR *BOOST*

Para a implementação do controle do conversor *boost*, o principal componente é o circuito integrado regulador de largura de pulso *UC3525*, mostrado na Fig. 5.1. Os componentes passivos relativos ao compensador de corrente foram dimensionados segundo a seção 4.5. Os outros componentes são inerentes ao circuito integrado, e formam o circuito oscilador e o circuito de saída .

No *UC3525*, a frequência de oscilação. A qual será tomada como frequência de chaveamento do interruptor *boost* é dada por

$$f_s = \frac{1}{0,7 \cdot R_{ts} \cdot C_{ts}} \quad (5.90)$$

Adotou-se R_{ts} como $15k\Omega$ e obtivemos $4,7nF$ para o valor de C_{ts} .



5.1 Compensador de corrente com o UC3525.

A tensão de referência, V_{ref_i} , do compensador de corrente foi adotada como 2V. O próprio circuito integrado oferece, no pino 16, uma tensão regulada de 5,1V. Então

$$R_{ref1} = \frac{2 \cdot R_{ref2}}{3,1} \quad (5.91)$$

A resistência R_{ref2} foi adotada como $47k\Omega$, assim R_{ref1} precisa ter um valor em torno de $30k\Omega$. É preferível que R_{ref1} seja um potenciômetro para que se faça o ajuste correto na obtenção da tensão de referência.

A corrente de referência para o compensador de corrente não vem diretamente do circuito de potência, mas sim de um sensor de corrente tipo hall de referência LA-25NP, de forma que

$$I_{Ls_sht} = \frac{I_{Ls}}{1000} \quad (5.92)$$

O cálculo da resistência *shunt* é dado por

$$R_{sht_s} = \frac{2}{I_{Ls_sht}}. \quad (5.93)$$

Na verdade a resistência R_{sht_s} tem uma função muito importante. Ela pode ser usada como o controle da corrente a ser drenada da fonte CC, e com isso determinar o nível de potência do teste de *burn_in*. Quanto menor for o valor de R_{sht_s} , maior será a potencia desenvolvida no teste.

Para o compensador de corrente escolhemos

$$R_{ic} = 220k\Omega, \quad (5.94)$$

e a partir das equações (4.44), (4.45), (4.46) e (4.47) temos que

$$C_{cp} = 4,7nF \quad (5.95)$$

$$C_{if} = 47nF \quad (5.96)$$

e

$$R_{if} = 3,9k\Omega \quad (5.97)$$

A Fig. 5.2 mostra o diagrama de Bode para a Função de Transferência de Laço Aberto, e a Fig. 5.3 mostra o diagrama de Bode do Ângulo de Fase. O diagrama de Bode indica que a frequência de cruzamento é de 5kHz com ângulo de fase de 138.6° , o que está de acordo com o critério de estabilidade adotado para o projeto.

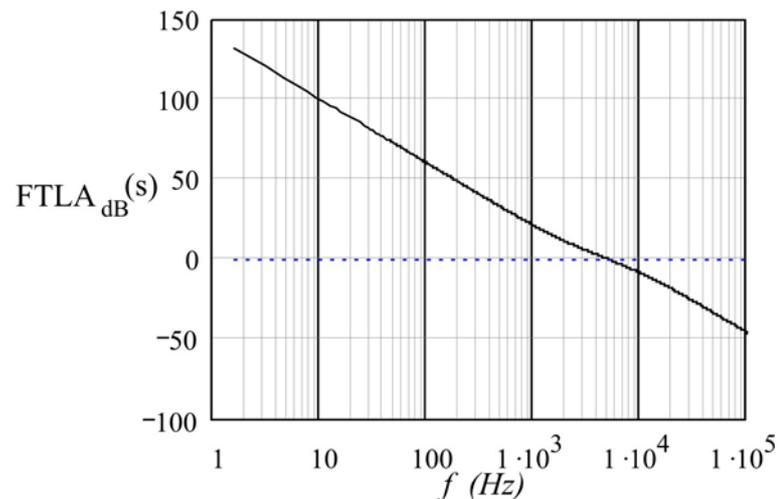


Fig. 5.2– Ganho em dB da Função de Transferência de Laço Aberto(FTLA)

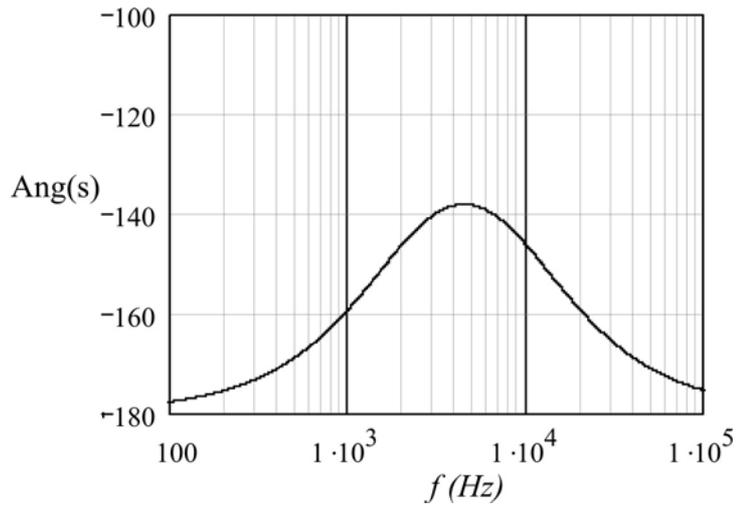


Fig. 5.3– Diagrama de Bode do Angulo de Fase

Na construção do circuito de proteção contra sobretensões na saída do conversor *boost*, mostrado Fig 5.4, escolheu-se

$$V_{ek_max} = 180V, \quad (5.98)$$

já que o interruptor M_I usado é de tensão nominal 200V.

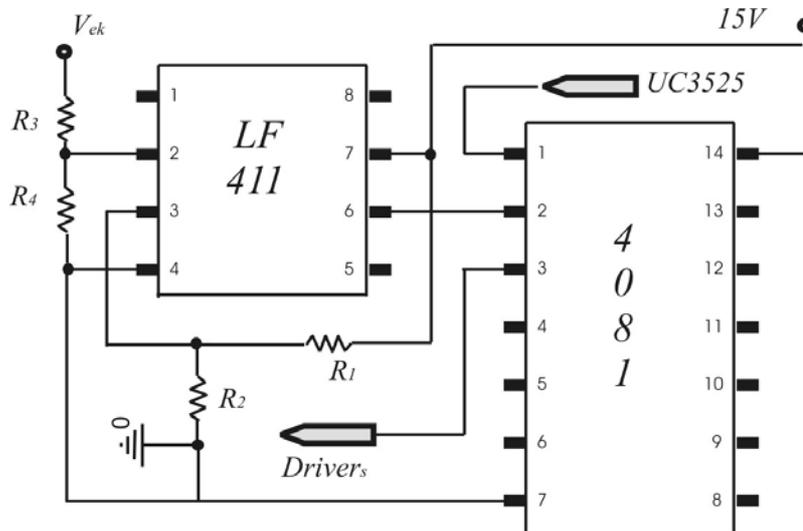


Fig. 5.4 Circuito de proteção contra sobretensões

De acordo com a seção 4.6 e escolhendo um valor para R_I tem-se

$$R_1 = R_2 = 18k\Omega, \quad (5.99)$$

$$R_3 = 1M\Omega, \quad (5.100)$$

e

$$R_4 = 47k\Omega. \quad (5.101)$$

5.7 ESTÁGIO DE CONTROLE DO CONVERSOR *BUCK*

Na elaboração do controle do conversor *buck*, será utilizado, como já dito na seção 3.6, o circuito integrado *UC3854*. Os critérios adotados para o compensador de corrente e para componentes inerentes ao circuito integrado utilizado, foram baseado em [18].

Para a escolha do resistor shunt, R_{sht_k} , será adotado que a tensão no mesmo, V_{Rsh_k} , deve ser no máximo 1,13V. A corrente no resistor *shunt* vem de um sensor de corrente tipo *hall*, idêntico ao usado para o controle do conversor *boost* e cuja atenuação na saída é de 1000.

$$R_{sht_k} = \frac{V_{Rsh_k} \cdot 1000}{I_{Lk_max}}. \quad (5.102)$$

O valor adotado foi

$$R_{sht_k} = 56\Omega \quad (5.103)$$

Estipulando-se $R_{pk1} = 68K\Omega$, temos que

$$R_{pk2} = V_{Rsk} \frac{R_{pk1}}{V_{ref}}, \quad (5.104)$$

onde, interna ao *UC3854*, $V_{ref} = 7,5V$. E assim $R_{pk2} = 10K\Omega$.

O circuito que trata da tensão antecipativa no 3854, *feedforward*, é mostrado na Fig. 5.5.

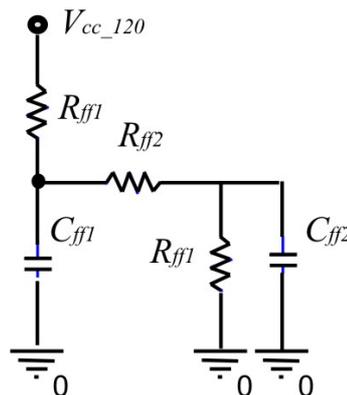


Fig. 5.5– Circuito *feedforward*.

A tensão alternada de referência para a corrente senoidal tem valor eficaz 220V. Essa tensão passa por um circuito retificador em ponte para depois ser tratada pelo circuito antecipativo. A tensão antecipativa deve ter valores entre 1,4V e 4,5V. Será considerado que a

menor tensão no sistema ocorrerá com uma subtensão de 15% na tensão da rede. Quando isso ocorrer, forçaremos a tensão antecipativa ter o valor de 1,7V. Assim

$$V_{cc_120_min} = 0,85 \cdot \sqrt{2} \cdot 220 \cdot \frac{2}{\pi}. \quad (5.105)$$

Considerando-se $V_{Cff1}=9,2V$, pode-se determinar os valores dos resistores R_{ff1} , R_{ff2} e R_{ff3} . Adotou-se

$$R_{ff1} = 1M\Omega. \quad (5.106)$$

Então

$$R_{ff3} = V_{ff_min} \cdot \frac{\left[R_{ff1} + V_{no} \cdot \frac{R_{ff1}}{(V_{dc_120_min} - V_{no})} \right]}{V_{dc_120_min}} \quad (5.107)$$

e

$$R_{ff2} = V_{no} \cdot \frac{R_{ff1}}{(V_{dc_120_min} - V_{no})} - R_{ff3}. \quad (5.108)$$

De onde se encontra que $R_{ff2} = 47K\Omega$ e $R_{ff3} = 12K\Omega$.

Serão determinados agora os componentes do amplificador de erro, V_{vea} . A máxima corrente admitida é $600\mu A$.

$$R_{vac} = \frac{1,15 \cdot 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{220}{\pi}}{600\mu A}. \quad (5.109)$$

O valor de R_{vac} será de $680K\Omega$, para garantir uma corrente menor que a máxima suportada pelo circuito integrado. R_{b1} é dado por

$$R_{b1} = 0,25 \cdot R_{vac} = 180K\Omega. \quad (5.110)$$

I_{mo} não pode ser maior que o dobro da corrente em R_{t_k} .

$$I_{ac} = \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{R_{vac}} \quad (5.111)$$

$$I_{ac_min} = 0,9 \cdot I_{ac} \quad (5.112)$$

Calculo do resistor e do capacitor do oscilador interno do circuito integrado.

$$R_{tk} = \frac{3,75}{2 \cdot I_{ac_min}}, \quad (5.113)$$

e

$$C_{tk} = \frac{1,25}{R_{tk} \cdot f_k}. \quad (5.114)$$

R_{t_k} deverá ser $5,6K\Omega$ e o de C_{t_k} será de $10nF$.

O valor da resistência R_{mo} é

$$R_{mo} = V_{Rsh_k} \frac{V_{ff}^2}{I_{ac} (V_{vea} - 1)}. \quad (5.115)$$

O valor de R_{ci} será adotado como o mesmo de R_{mo} . O qual no caso é $12K\Omega$.

Agora, para o projeto do compensador de corrente, baseado na seção 3.6.1, e nas características do circuito integrado UC3854, temos que

$$V_{ppds_k} = 5,2V, \quad (5.116)$$

e considerando-se uma redução de 25% do ganho do compensador, o que foi um pouco maior do que o especificado na seção 3.6.1, para garantir o critério adotado. Temos

$$G_{ca_k} = 5,9. \quad (5.117)$$

Então encontra-se que $R_{ci} = 12K\Omega$, $R_{cz} = 68K\Omega$, a frequência de corte

$$f_{ci_k} = 2,5KHz, \quad (5.118)$$

$$C_{cz} = 1,2nF \quad (5.119)$$

e

$$C_{cp_k} = 120pF. \quad (5.120)$$

Para o compensador de tensão, nos reportamos a seção 3.6.2, de onde estipulamos o valor de $330K\Omega$ para R_b , com R_a igual a $15K\Omega$. Para o valor de R_{iv} adotamos $47K\Omega$, e encontra-se

$$C_{fv} = 100nF , \quad (5.121)$$

e

$$R_{fv} = 120K\Omega . \quad (5.122)$$

A Fig. 5.6 mostra que a frequência de corte difere um pouco da estipulada devido aos valores comerciais dos componentes não incluírem os valores realmente encontrados nos calculados.

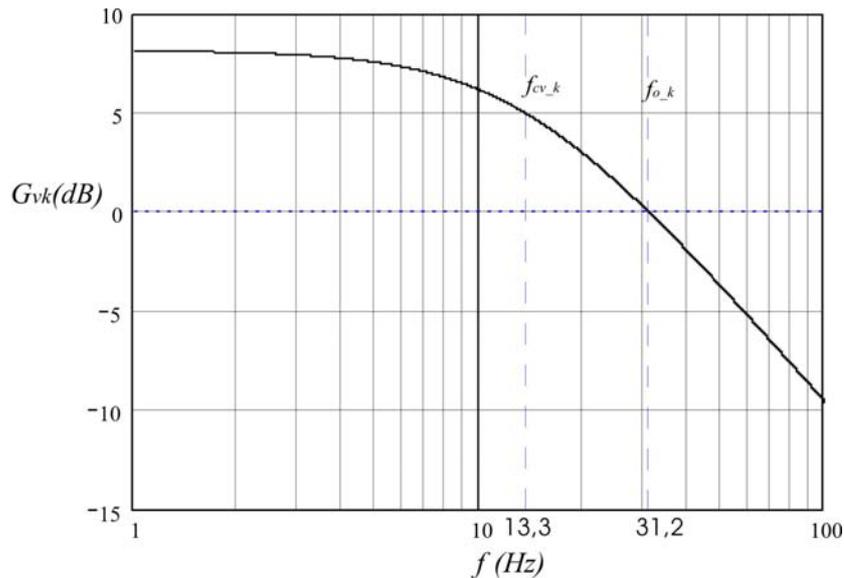


Fig. 5.6– Diagrama de Bode do compensador de tensão

Parte-se agora para o dimensionamento do filtro capacitivo para o circuito de tensão antecipativa. O ganho do filtro é calculado considerando-se que sua tensão de saída contribui com uma distorção harmônica de 3% na referência de corrente, a partir da componente de 2ª harmônica, cuja magnitude é de 66,2% da tensão alternada da rede.

$$G_{ff} = \frac{3}{66,2} = 0,045 . \quad (5.123)$$

A frequência de corte do filtro é

$$f_{eff} = 120 \cdot \sqrt{G_{ff}} = 25,5Hz . \quad (5.124)$$

De onde se encontra que

$$C_{ff1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{eff} \cdot R_{ff2}} = 120nF , \quad (5.125)$$

e

$$C_{ff2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{eff} \cdot R_{ff3}} = 560nF . \quad (5.126)$$

5.8 ACIONAMENTO DO INVERSOR DE CORRENTE

Neste estágio não existe um controle propriamente, já que nenhuma variável é controlada, e sim um acionamento sincronizado dos interruptores do inversor de corrente.

As especificações de projeto para o comando do inversor de corrente incluem:

- Microcontrolador PIC16F870.
- Programa feito em *Assembler*.
- Circuito detector de passagem por zero.
- *Drivers* para acionamento dos interruptores.

5.9 ENERGIZAÇÃO E DEENERGIZAÇÃO DO SISTEMA

Para a energização do Reciclador de Energia utiliza-se três chaves, que de preferência devem seguir a seguinte seqüência: primeiro liga-se Ch1, depois Ch2 e finalmente Ch3. A chave Ch1 liga o sistema à rede elétrica. A Fig. 1.3 não evidencia, mas foi utilizado um disjuntor de corrente nominal 5A para energização do controle, de forma que os interruptores do inversor de corrente já estão em sincronismo com a rede antes da chave Ch1 ser fechada.

O *boost* está ligado na fonte CC. Para proteger a fonte CC e os semicondutores do conversor da elevada corrente de energização do capacitor de saída, ou corrente de *inrush*, introduziu-se um circuito de proteção formado pela resistência R_{inrush} , pela chave Ch3 e o circuito de acionamento da mesma. E finalmente a chave Ch2 liga a fonte CC ao Reciclador de Energia. As chaves devem ser dimensionadas de acordo com os esforços a que serão submetidas.

O acionamento das chaves de energização do Reciclador de Energia é feito por um Microcontrolador PIC16F870. Para a energização o micro controlador fecha a chave Ch1. Após alguns 20ms fecha a chave Ch2. Espera o tempo de *inrush*, o qual foi adotado como sendo 150ms, e fecha a chave Ch3.

Para a desenergização, o microcontrolador abre a chave Ch2, após 20ms abre a chave Ch3 e após 2s abre a chave Ch1. Pode-se, opcionalmente, acrescentar ao Reciclador uma resistência, associada a uma chave, para a descarga do capacitor *boost*. No entanto a tensão

residual do capacitor mostrou-se pequena, em torno de 30V, e a mesma é lentamente descarregada pelos resistores R_a e R_b .

O acoplamento entre o microcontrolador PIC 870 e as chaves é feito com acopladores óticos e com o conhecido CI 2003. A Fig. 5.7 mostra o circuito do microcontrolador com o acionamento para as chaves.

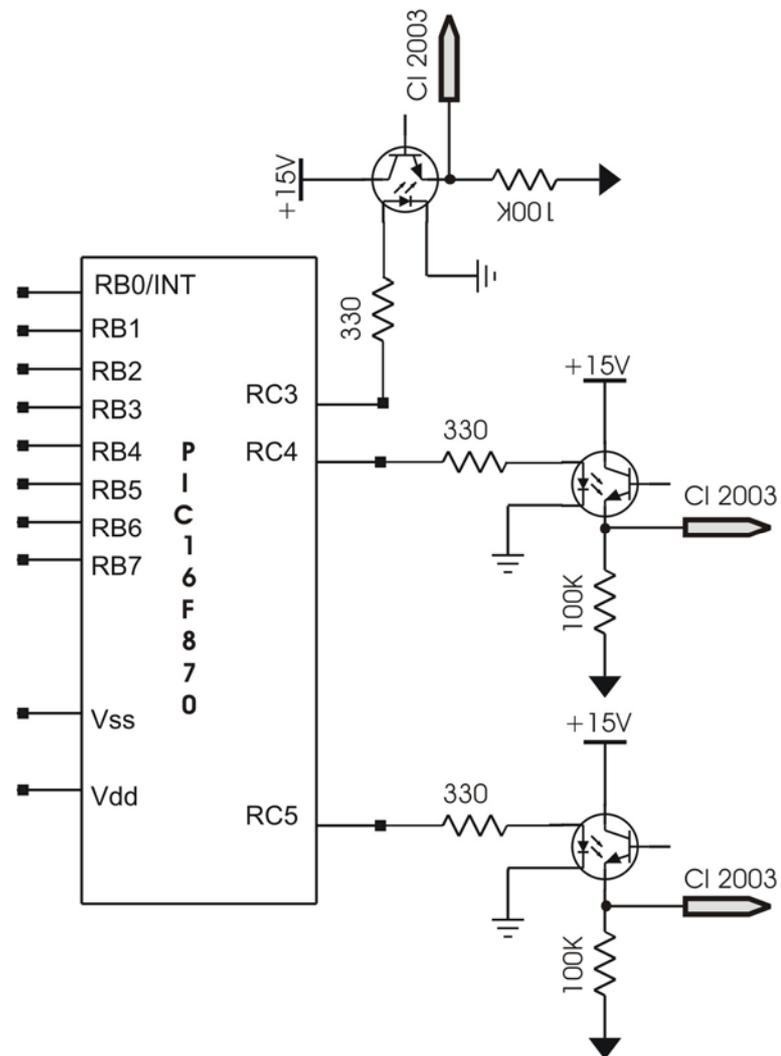


Fig. 5.7– Circuito de acionamento das chaves Ch1, Ch2 e Ch3.

As chaves Ch1, Ch2 e Ch3 podem ser relés ou contactores. Os relés são mais convenientes por permitirem sua montagem na própria placa de controle. No caso de contactores uma opção interessante é utilizar um de corrente inferior, porém utilizar todos os contatos para aumentar a capacidade de corrente. As chaves podem ser comandadas manualmente, no entanto pode ocorrer um sobre aquecimento no resistor de R_{inrush} .

Existe um botão, tipo *push-button*, para ligar o sistema e outro para desligar. A Fig. 5.8 mostra a estrutura usada para o acionamento da chave Ch1. Uma estrutura semelhante aciona a chave Ch2 e outra a chave Ch3. As chaves adotadas foram relés de 12V 40 A. O inversor e o diodo fazem parte do circuito interno do circuito integrado ULN2003, o qual contém sete células básicas de acionamento, como a destacada na figura. Podemos notar que a chave tem acionamento invertido, ou seja, nível lógico 1 no pino de saída do Microcontrolador PIC abre a chave, e nível lógico 0 fecha a chave.

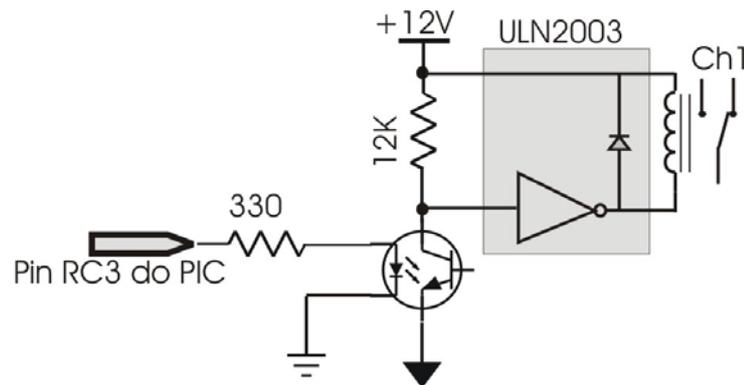


Fig. 5.8– Circuito de acionamento da chave Ch1

5.10 SISTEMA COMPLETO

Até agora foi mostrado o reciclador de energia descrevendo-se cada parte que o compõe, circuito de potência e circuito de controle para cada conversor, bem como os componentes adicionais necessários. A Fig. 5.9 mostra todo o sistema do reciclador de energia.

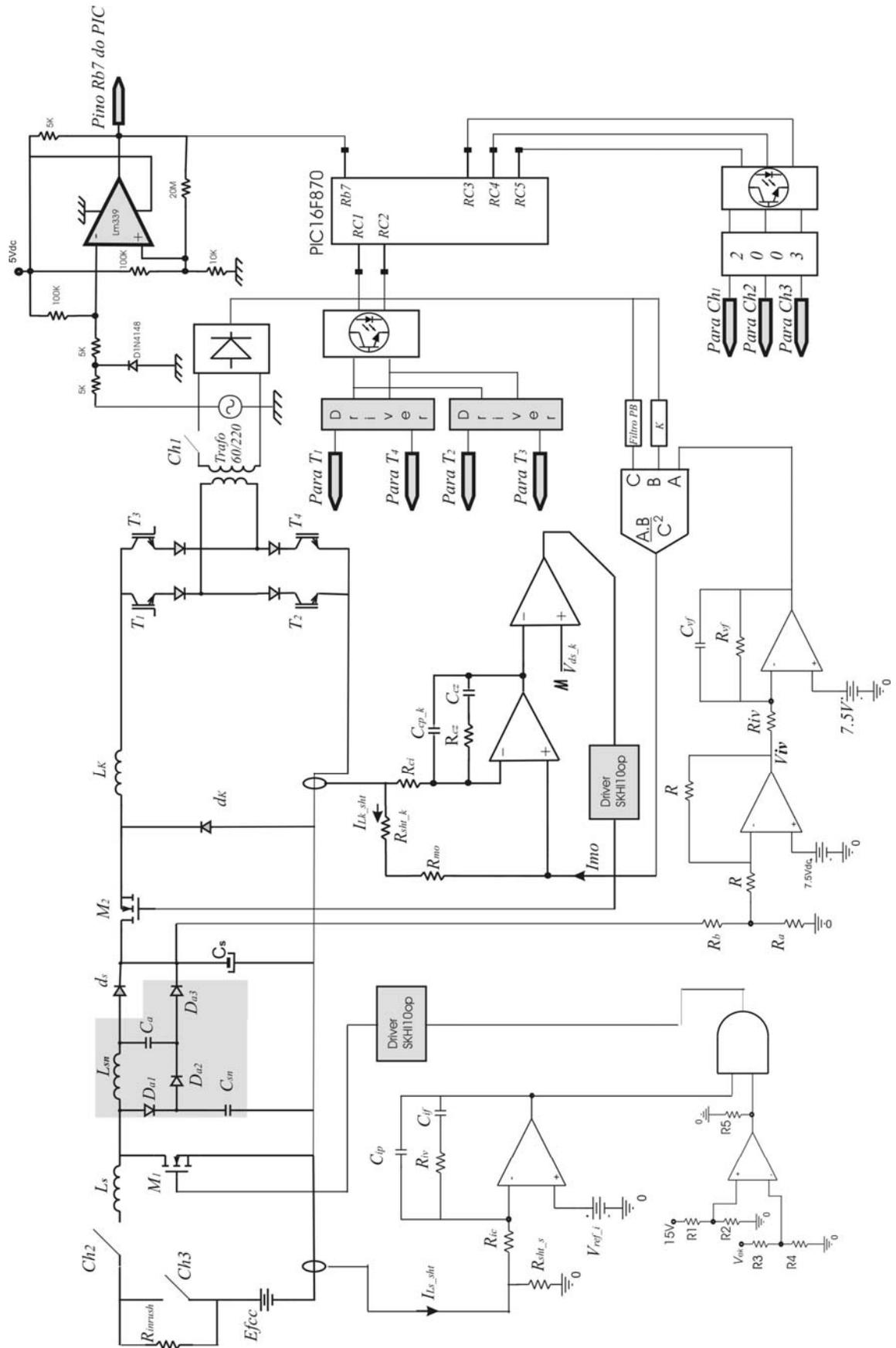


Fig. 5.9– Reciclador de Energia

5.11 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com o objetivo de ratificar o princípio de operação do conversor e a análise teórica do reciclador de energia proposto, serão apresentados alguns resultados da simulação do sistema, em que foi utilizado o *software ORCAD*[®].

A Fig. 5.10 mostra a corrente drenada da fonte CC de 54,5V. O valor médio da corrente drenada é de 18 A O valor máximo é de 18,8A e o valor mínimo é de 17A.

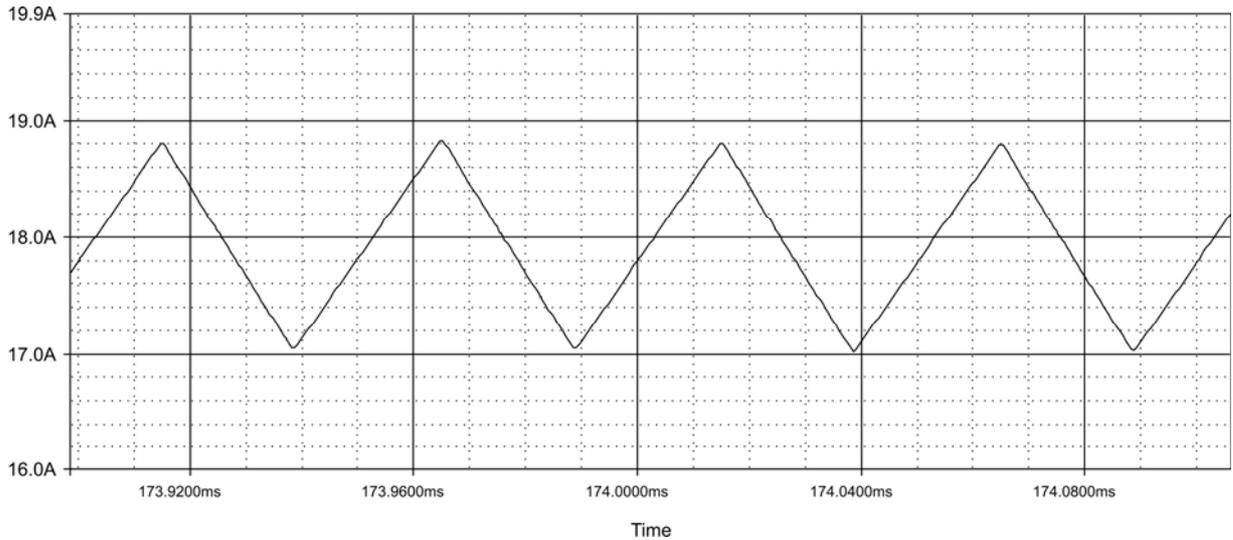


Fig. 5.10– Ondulação da corrente drenada da fonte CC

Na Fig. 5.11 está evidenciada a entrada em condução, quase ZVS, do interruptor M_1 , e a Fig. 5.12 mostra a entrada em bloqueio do mesmo interruptor.

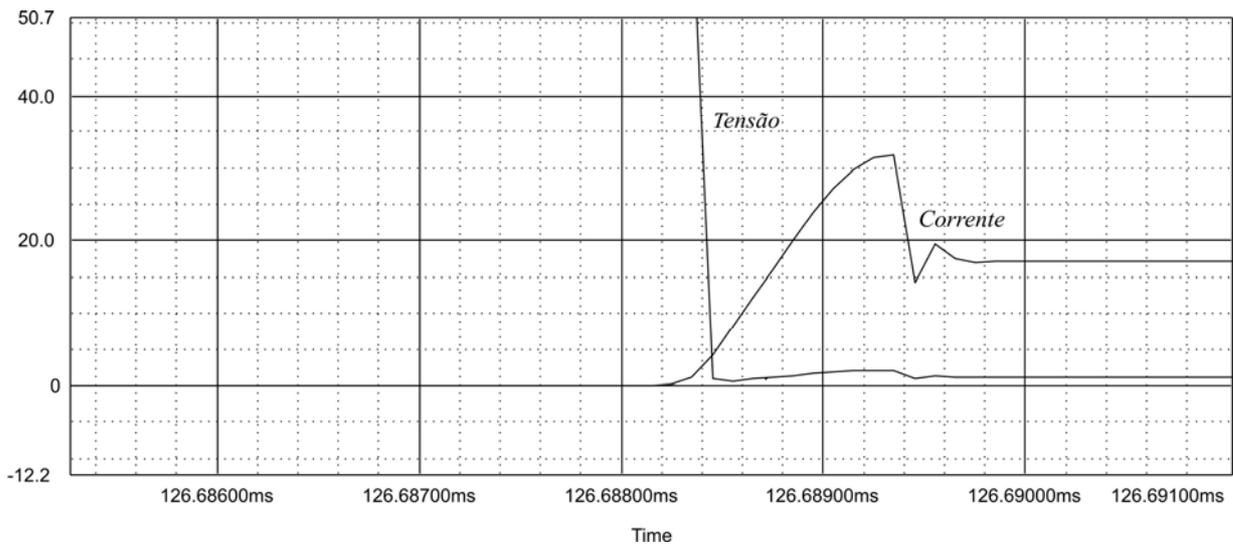


Fig. 5.11 Entrada em condução do interruptor M_1 .

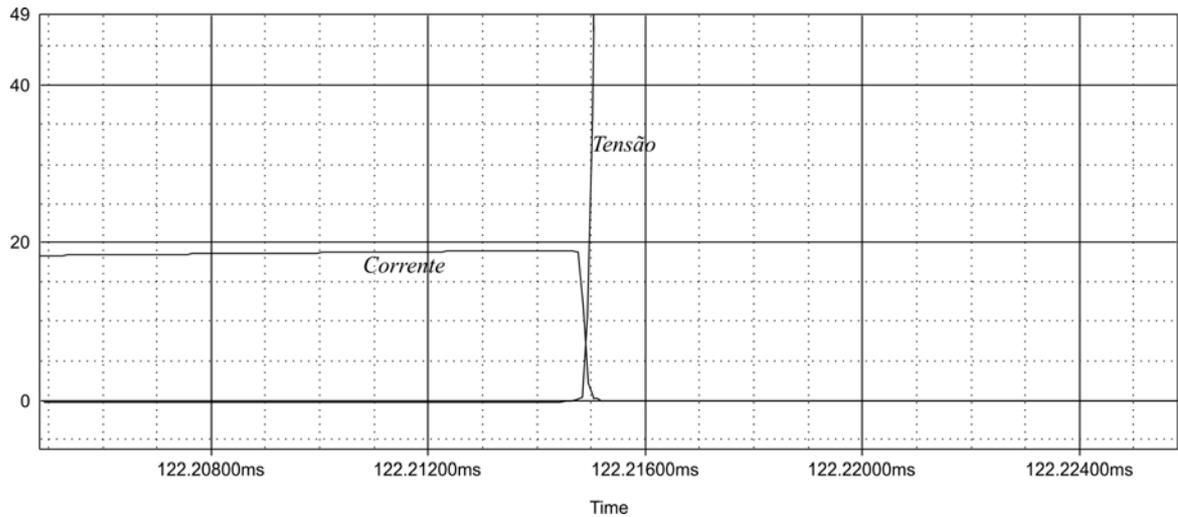


Fig. 5.12 – Entrada em bloqueio da chave M_1 .

A tensão no barramento CC, entrada do conversor *buck*, dimensionada para 110V apresentou na simulação valor médio igual a 118V. A corrente no indutor *boost*, que é a mesma drenada da fonte CC, juntamente com a tensão do barramento CC são mostradas na Fig. 5.13.

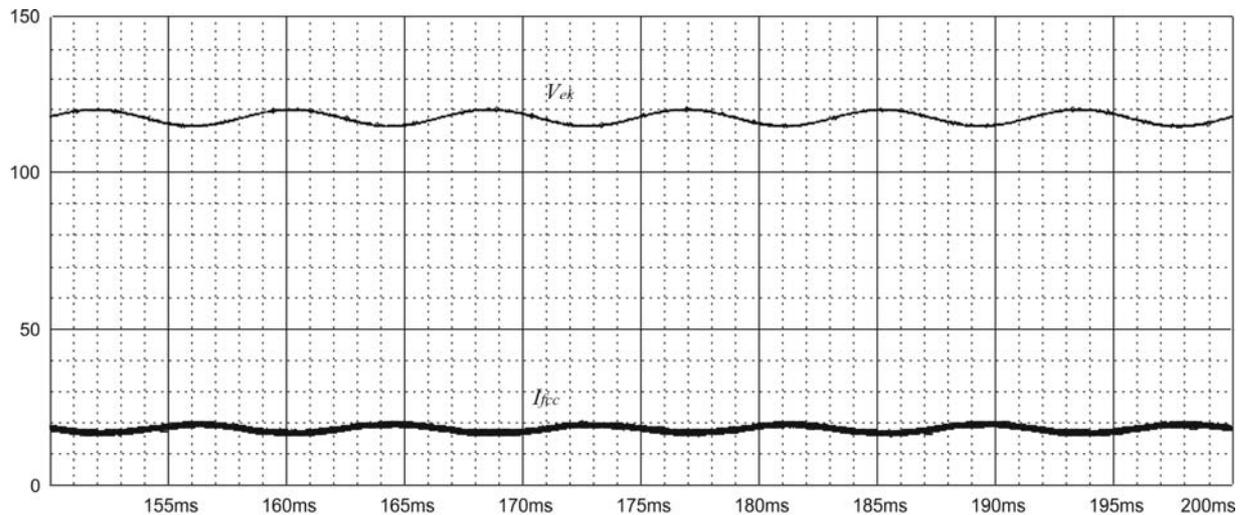


Fig. 5.13 – Tensão no barramento CC e corrente no indutor *boost*.

A corrente no interruptor *buck*, M_2 , é senoidal retificada chaveada em 20kHz, fig. 5.14.

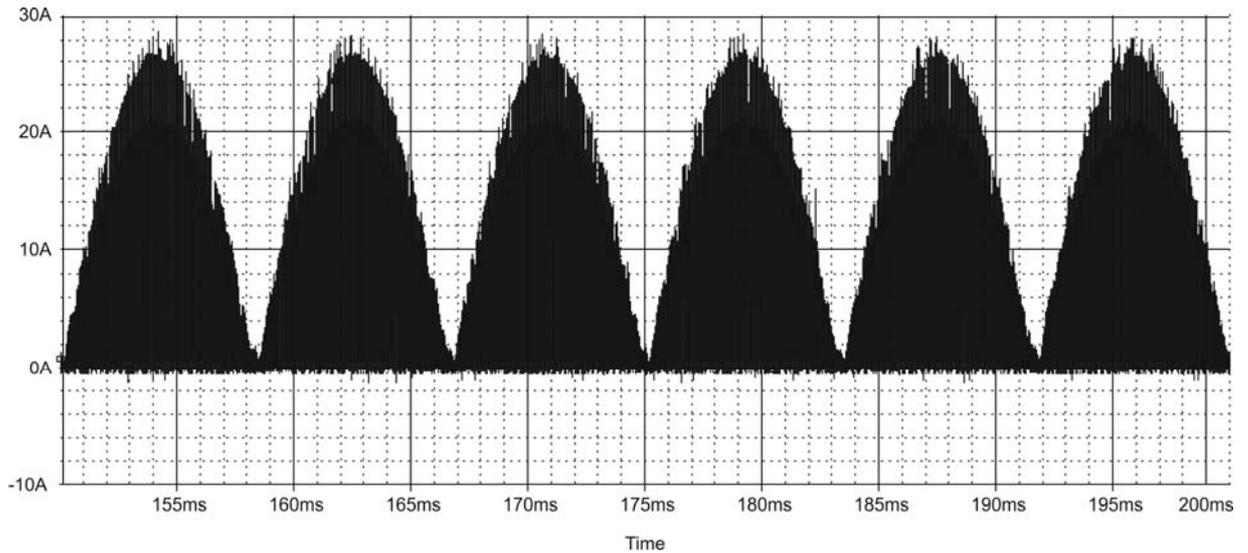


Fig. 5.14– Corrente no interruptor M_2

A corrente no indutor *buck*, como mostra a Fig. 5.15, é senoidal retificada em 120Hz, com valor de pico de 20 A.

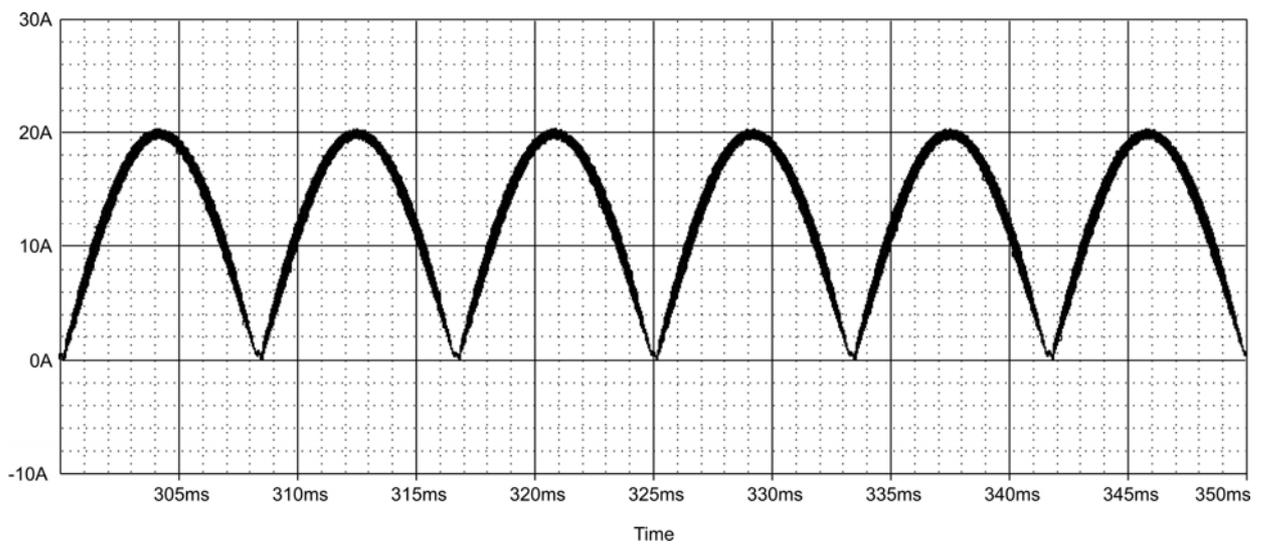


Fig. 5.15– Corrente no indutor buck.

A tensão entre o anodo de D_4 e o emissor do interruptor T_4 , mostrada na Fig. 5.16, apresenta o mesmo comportamento dos interruptores T_1 , T_2 e T_3 e seus respectivos diodos. Veja na simulação o valor negativo da tensão é muito baixo, reforçando a possibilidade de eliminar os diodos de saída do inversor de corrente com o uso de *IGBT's* de tecnologia NPT.

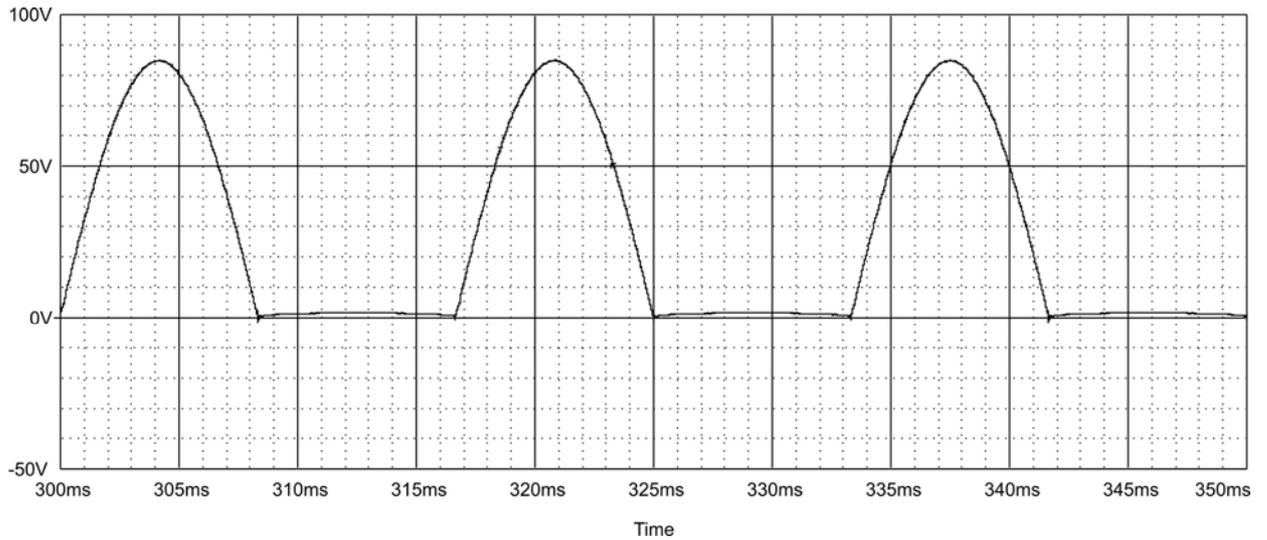


Fig.5.16 Tensão entre anodo de D_4 e o emissor do interruptor T_4 .

A corrente injetada no transformador 60/220V, mostrada na Fig. 5.17, é senoidal com frequência de 60Hz e apresentou Taxa de Distorção Harmônica (TDH) de 2,4%.

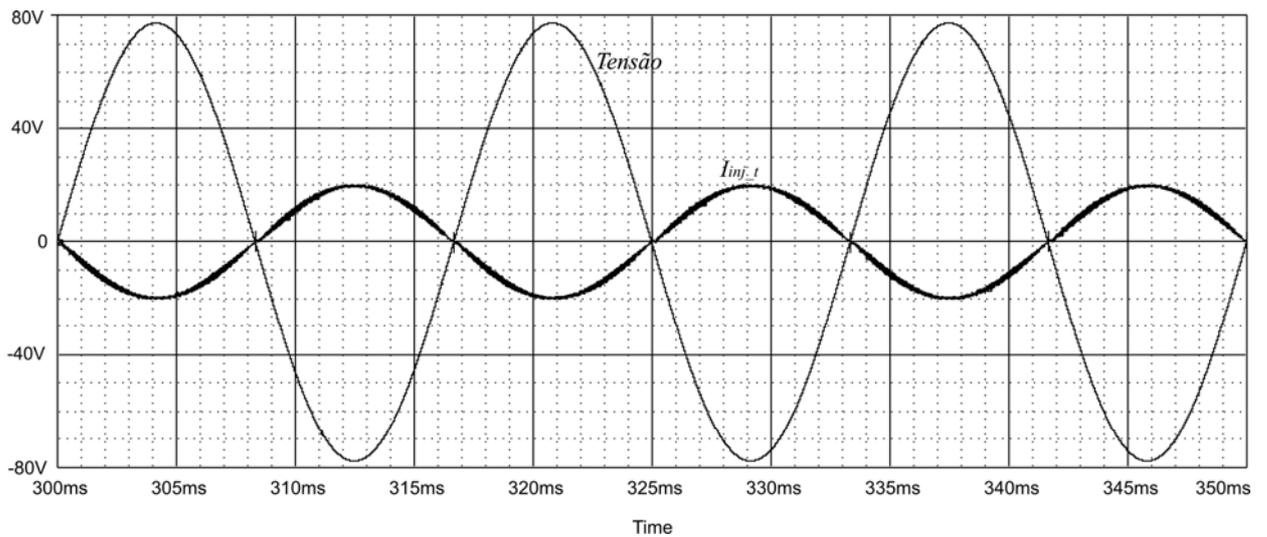


Fig.5.17– Corrente injetada no transformador 60/220V

O circuito adaptador funcionou, conforme esperado, ficando a tensão no compensador de saída no valor especificado, ou seja V_{vea} em torno de 2,8V, como mostra a Fig. 5.18. Nota-se que V_{iv} e V_{Ra} estão em oposição de fase, com o valor médio de V_{Ra} em torno de 5,6V.

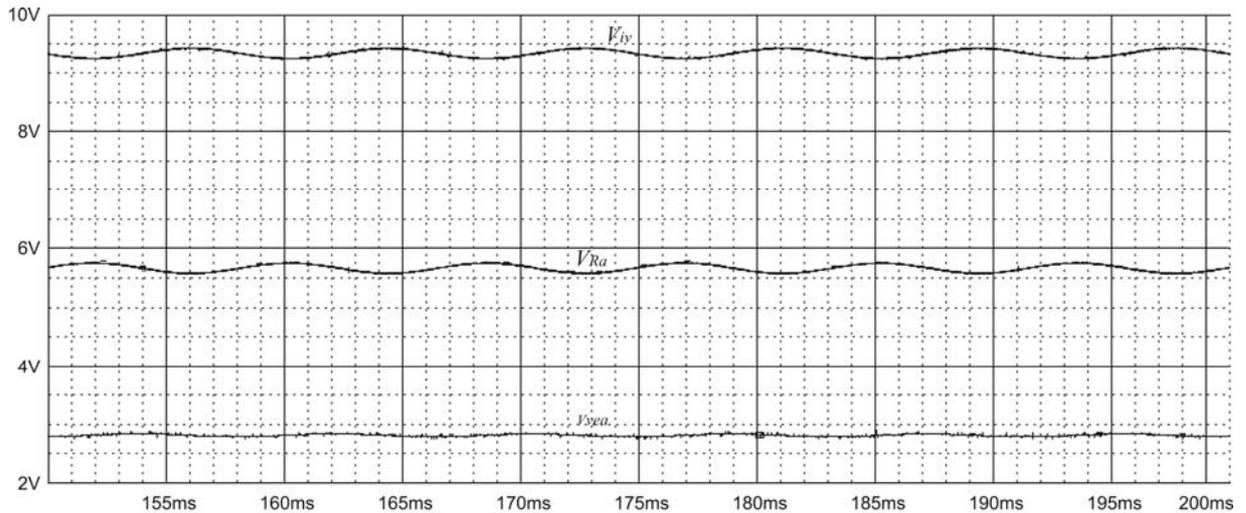


Fig.5.18 Tensão V_{iv} , V_{Ra} e V_{vea} .

5.12 CÁLCULO DAS PERDAS NO RECICLADOR DE ENERGIA

Com o conhecimento das perdas em cada componente dos conversores envolvidos é possível a obtenção do rendimento do sistema bem como o cálculo térmico do mesmo para dimensionamento dos dissipadores, possibilitando assim a operação dos componentes dentro dos limites de temperatura especificados pelos fabricantes.

5.12.1 PERDAS NOS DIODOS *BOOST* E *BUCK*

O diodo utilizado no conversor *boost* é do tipo 60EPU02, fabricado pela IRF. Através do manual do fabricante do diodo podemos levantar o modelo do diodo, Fig 5.19. Para levantarmos o modelo do diodo temos que obter, no manual do fabricante, dois pontos de operação abrangendo a corrente média. Em seguida faz-se o cálculo da resistência de condução do diodo. Utilizamos a curva de operação na temperatura de $125^{\circ}C$.

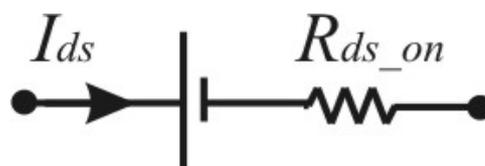


Fig. 5.19 Modelo do diodo *boost*

Os pontos escolhidos foram I_{p1} , V_{p1} e I_{p2} , V_{p2} .

$$I_{p1} = 1A, \tag{5.73}$$

$$V_{p1} = 0,45V \quad (5.74)$$

e

$$I_2 = 30A, \quad (5.75)$$

$$V_{p2} = 0,75V. \quad (5.76)$$

Assim

$$R_{ds_on} = \frac{V_{p2} - V_{p1}}{I_{p2} - I_{p1}}. \quad (5.76)$$

A tensão de condução limiar do diodo 60EPU02, no caso, é igual a V_p , o que resulta $R_{on_ds} = 0,01\Omega$.

A potência dissipada no diodo é

$$P_{ds} = (V_{f0_ds} \cdot I_{ds_md} + R_{ds_on} \cdot I_{ds_md}^2) \quad (5.77)$$

O que resulta $P_{ds} = 4,9W$

Pelo mesmo critério encontramos que a perda do diodo *buck* é $P_{dk} = 5,2W$

5.12.2 PERDAS NOS INTERRUPTOR M_1 E M_2

Segundo o fabricante o MOSFET IRFB260N apresenta resistência de condução Dreno Source $R_{M1_on} = 40m\Omega$. As perdas no interruptor M_1 são apenas devido à condução, já que a comutação é não dissipativa, assim tem-se que

$$P_{M1_on} = R_{M1_on} \cdot I_{M1_md}^2 \quad (5.78)$$

O que implica $P_{M1} = 3,3W$. Estimam-se as perdas por condução como sendo $3,3W$.

Para M_2 temos que a potência dissipada por condução é $2,8W$, e estimando as perdas por comutação como sendo o quatro vezes as perdas por condução tem-se que a perda em M_2 é considerada como sendo

$$P_{M2_on} = 11,2W \quad (5.79)$$

5.12.3 PERDAS NOS INTERRUPTORES DO INVERSOR DE CORRENTE

Os interruptores do inversor de corrente são *IGBTs* tipo IRG4P254S, que apresentam uma tensão coletor emissor de $0,75V$ quando submetido à corrente média do projeto. As perdas nos interruptores são dadas por

$$P_{T1_T4} = 4 \cdot V_{CE_on} \cdot I_{md_inv} \cdot \quad (5.80)$$

A potência perdida nos interruptores do inversor é $19,5W$.

5.12.4 PERDAS NOS DIODOS DO INVERSOR

Usando os mesmos critérios adotados para os diodos dos conversores *boost* e *buck*, e recorrendo ao manual do fabricante temos que as perdas nos diodos do inversor de corrente, que são do tipo 25F60, são dadas por

$$P_{di_total} = 4 \left(V_{f0_di} \cdot I_{md_inv} + R_{on_di} \cdot I_{md_inv}^2 \right), \quad (5.81)$$

obtendo um resultado igual a $13,5W$.

5.12.5 PERDAS NOS INDUTORES

As perdas nos indutores são devido às perdas no núcleo de *ferrite* e as devido às perdas nos enrolamentos. Para o indutor *buck* temos que a resistência do enrolamento é dada por

$$R_{Lk} = n_{esp_k} \cdot l_{md_esp_k} \cdot \frac{\rho_{18}}{n_{k_p}}, \quad (5.82)$$

$$R_{Lk} = 4,3m\Omega. \quad (5.83)$$

A potência dissipada no indutor pelo enrolamento é então

$$P_{Lk_cu} = 0,72W \quad (5.84)$$

As perdas no núcleo do indutor *buck*, como indicam [15] e [16], é dada por

$$P_{Lk_nucleo} = \Delta B_{LK}^{2,4} \cdot \frac{\Delta I_{Lk_max}}{I_{Lk_max}} \cdot (K_h \cdot f_k + K_e \cdot f_k^2) \cdot V_{efi_k} \quad (5.85)$$

Onde

K_h é o coeficiente de perdas por histerese.

K_e é o coeficiente de perdas por correntes parasitas

V_{eft_k} é o volume efetivo do núcleo usado (EE 76/50/25 fab. Thornton)

Assim

$$P_{Lk_nucleo} = 0,05W \quad (5.86)$$

As perdas no indutor *boost* seguem o mesmo princípio e deram para perdas no enrolamento

$$P_{Ls_cu} = 0,95W \quad (5.87)$$

E perdas no núcleo

$$P_{Ls_nucleo} = 0,06W \quad (5.88)$$

5.13 PERDAS NO TRANSFORMADOR

O transformador utilizado foi de 1000VA, 220/60V. A potência escolhida para o transformador está próximo da potência de saída do inversor de corrente para que a influência da corrente de magnetização do transformado não seja significativa na corrente injetada na rede elétrica.

Através dos ensaios de curto circuito e de circuito aberto encontrou-se que

$$P_{t_cu} = 15W \quad (5.89)$$

e

$$P_{t_h} = 15W \quad (5.190)$$

onde

- P_{t_cu} são as perdas no enrolamento do transformador.
- P_{t_h} são as perdas por histerese e correntes de *foulcault*.

5.14 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo obteve-se os valores numéricos das equações resultantes do modelamento matemática dos conversores utilizados no reciclador de energia., e com isso dimensionou-se os componentes envolvidos.

Apresentaram-se também os resultados da simulação do sistema, e o cálculo estimado das perdas nos componente.

CAPÍTULO VI

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais, obtidos com o protótipo construído em laboratório, a fim de comparar com os resultados de simulação e validar o estudo teórico realizado.

6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados foram colhidos da fonte CC para a rede elétrica. A Fig. 6.1 mostra a tensão da fonte CC durante o teste e a corrente requisitada da mesma. Em vazio a fonte apresentou $54V$ como tensão de saída. No teste a fonte CC sofreu uma queda de $1V$, ofertando $53V$ em seus terminais de saída. No entanto esta tensão se mantém sem oscilações. O canal 1 do osciloscópio indica a forma de onda da tensão na fonte CC e está na escala de $20V$ por divisão. A corrente I_{fcc} requisitada da fonte apresenta valor médio de $18,1A$. A ponteira de corrente estava na escala de $100mV/A$, de forma que a escala para a corrente é de $5A$ por divisão. A ondulação na corrente I_{fcc} , Fig. 6.2, fica de $0,9A$ em torno do valor médio, conforme esperado. A escala utilizada foi de $1A$ por divisão.

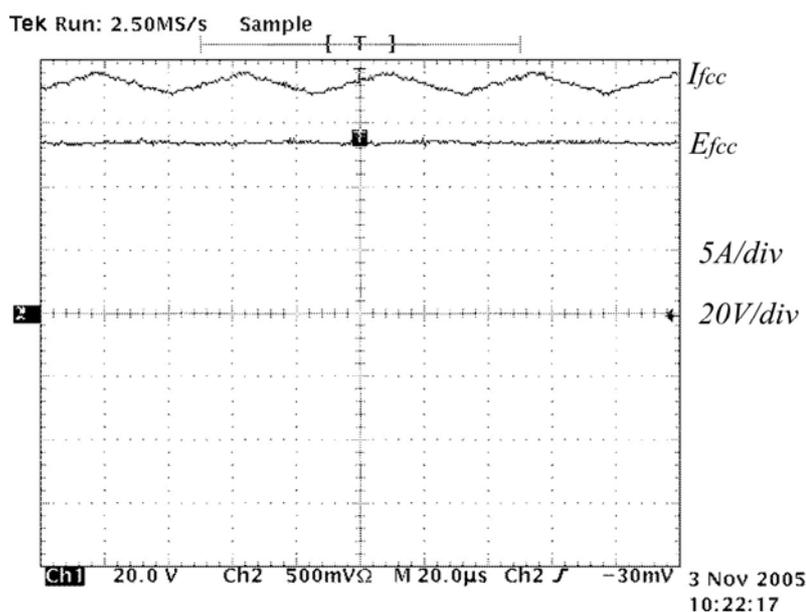


Fig.6.1 – Tensão E_{fcc} e corrente I_{fcc}

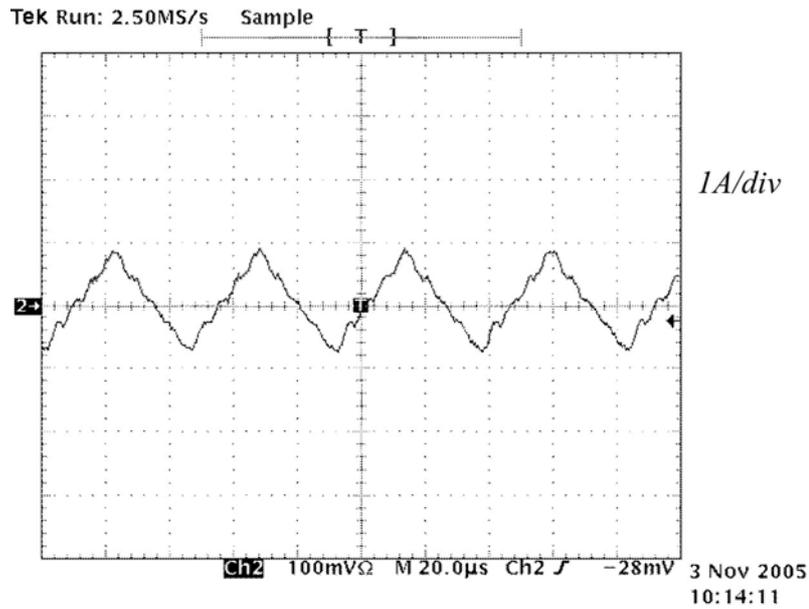


Fig. 6.2– Ondulação na corrente I_{fc}

Verifica-se a eficiência do circuito de auxílio à comutação, utilizado para o interruptor M_1 analisando-se as figuras Fig. 6.3 e Fig. 6.4. A primeira mostra o detalhe da entrada em condução e a segunda da entrada em bloqueio. A entrada em condução é quase ZVS e na entrada em bloqueio a tensão cruza a corrente a menos de um quarto da tensão do interruptor bloqueado e a quase um quarto da corrente no interruptor. A escala da tensão é de $50V$ por divisão e a da corrente $5A$ por divisão.

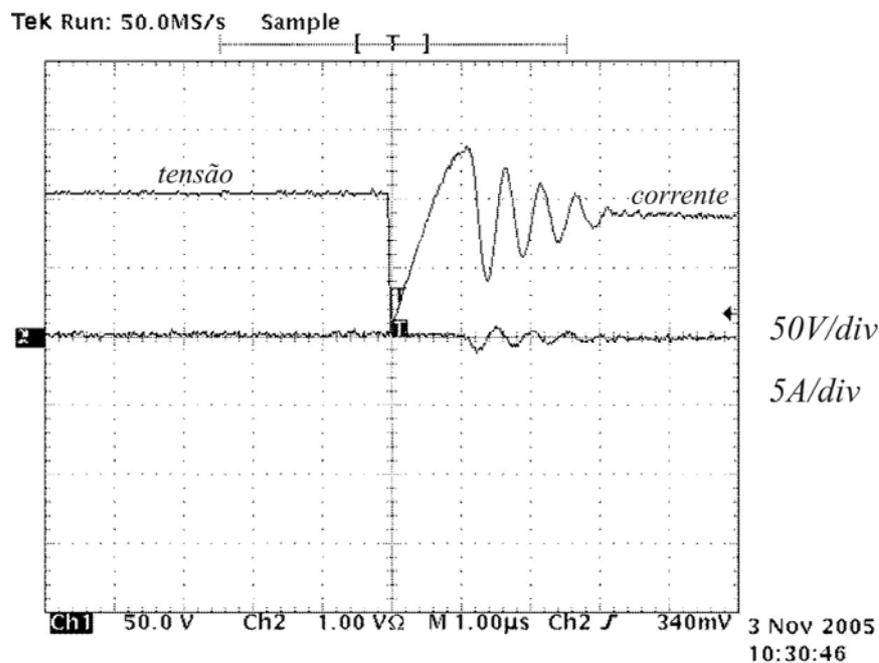


Fig. 6.3– Entrada em condução do interruptor M_1

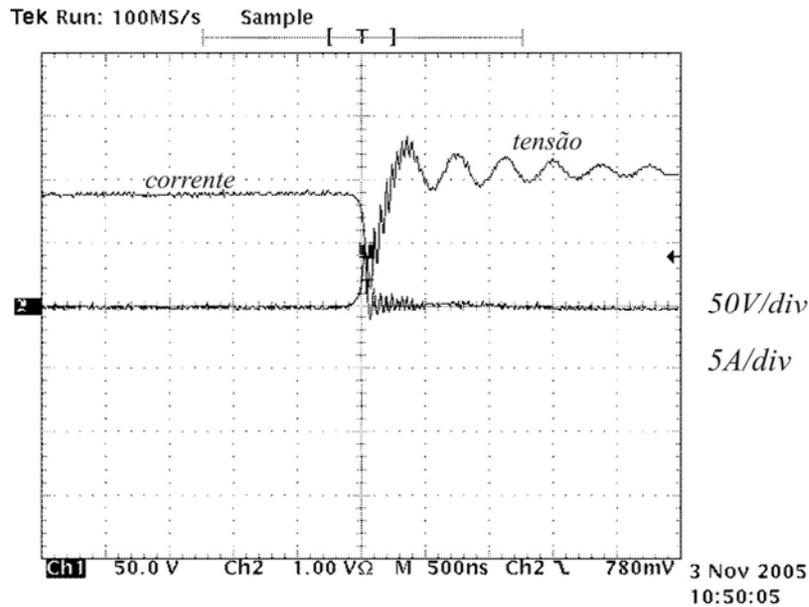


Fig. 6.4–Entrada em bloqueio do interruptor M_1 .

Na Fig. 6.5 mostra-se a ondulação na tensão do barramento CC V_{ek} . A ondulação foi bastante pequena devido ao fato do capacitor ter sido escolhido pelo critério da corrente nominal o que resultou em um valor de capacitância bem maior do que o obtido pelo critério da máxima ondulação de tensão admitida.

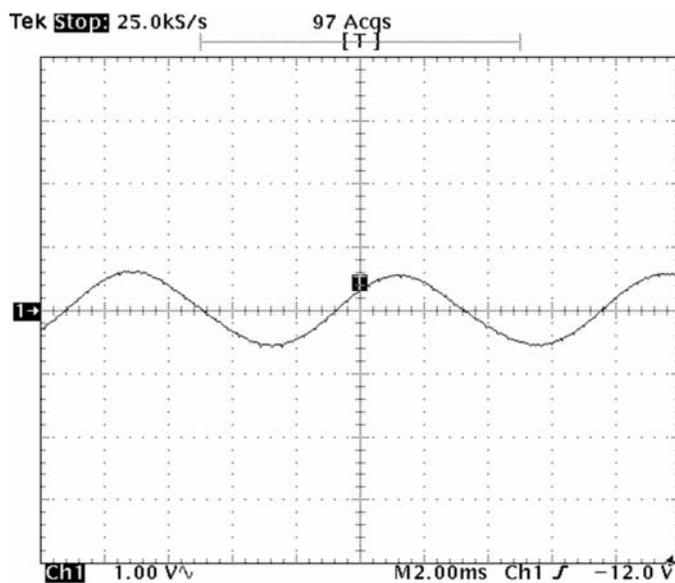


Fig. 6.5–Ondulação no barramento CC

A corrente no interruptor M_2 , como esperado, tem forma senoidal retificada com um chaveamento em 22kHz, Fig. 6.6.

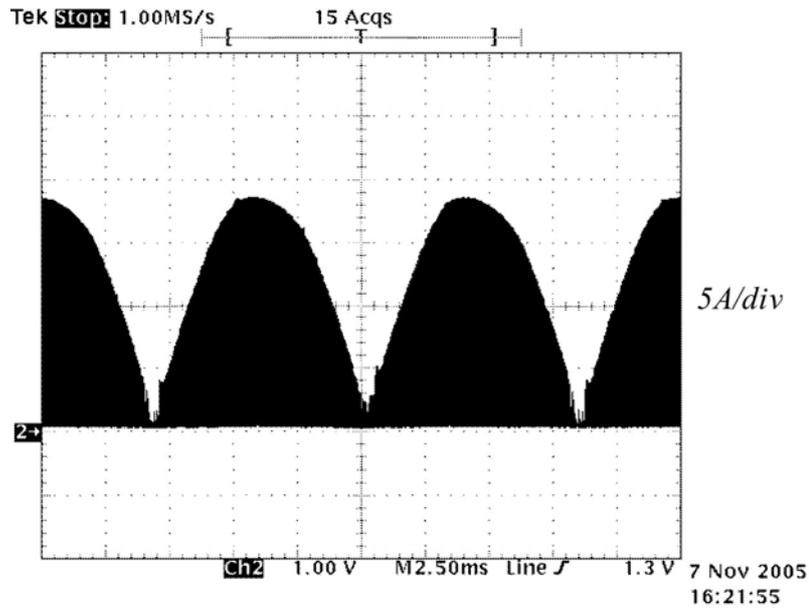


Fig. 6.6– Corrente no interruptor M2

A corrente no indutor *buck* é mostrada na Fig. 6.7. Ela é senoidal retificada em 120Hz com uma pequena ondulação na frequência de chaveamento. A escala adotada para a corrente foi de 5A por divisão. A corrente de pico é de 18A.

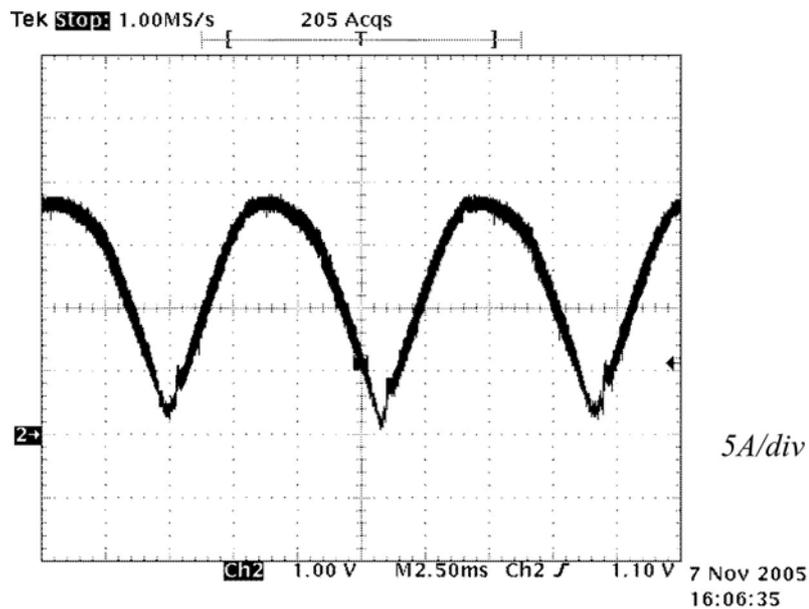


Fig. 6.7– Corrente no indutor *buck*.

Após a geração de uma corrente como indicada na Fig. 6.7, tem-se que usar o inversor de corrente para gerar a corrente senoidal. É necessário ter um sincronismo entre o inversor e a rede elétrica. A Fig. 6.8 mostra a detecção da passagem por zero da tensão da rede elétrica e a identificação dos ciclos positivos e negativos. A Fig. 6.9 mostra uma das saídas do

microcontrolador *PIC16F870* enviando o sinal de disparo para os *IGBTs* do inversor . Antes, porém este sinal passa pelo acoplador ótico e pelo *Driver SKHI20op*.

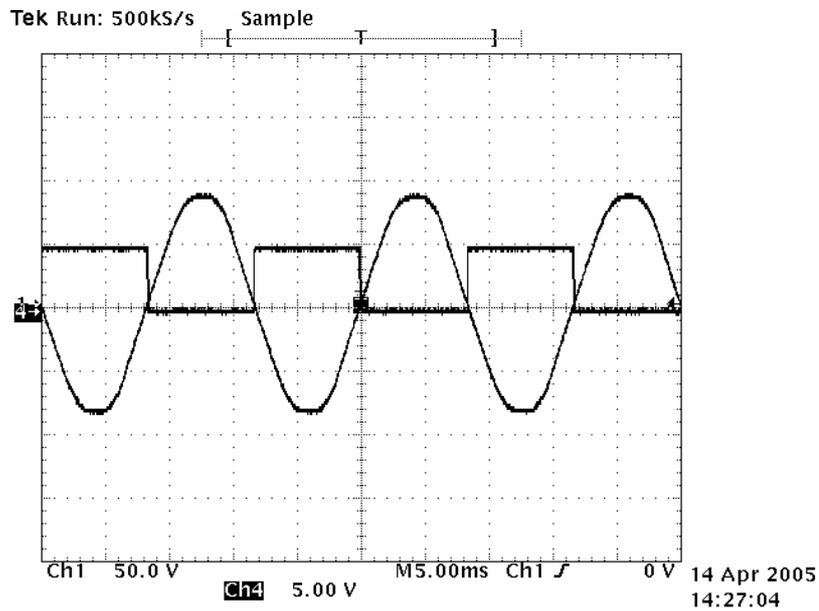


Fig. 6.8– Detecção da passagem por zero.

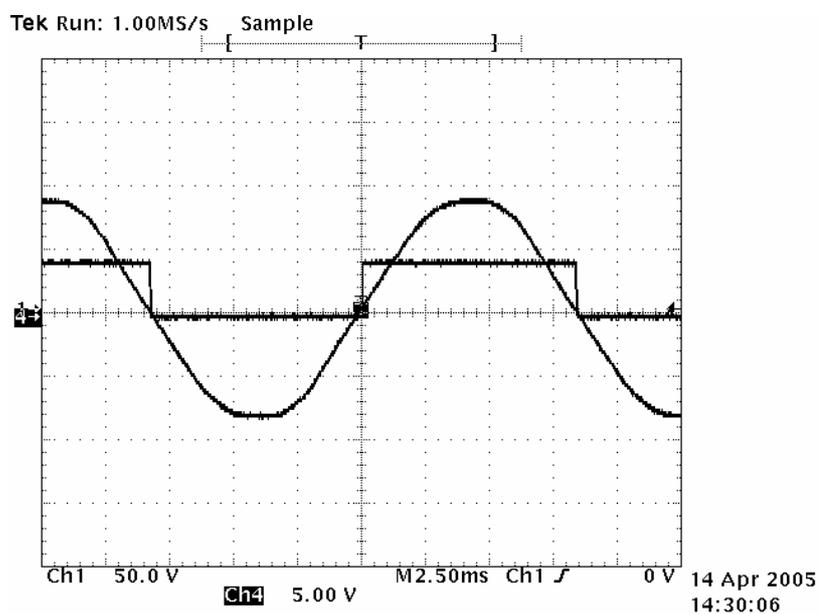


Fig. 6.9– Sinal de saída do PIC16F870 em sincronismo com a rede.

Os sinais de comandos enviados pelo microcontrolador se sobrepõem durante $46\mu\text{s}$ em torno da passagem por zero, Fig. 6.10. Devido ao atraso nos opto acopladores e nos *Drivers* essa sobreposição se torna $112\mu\text{s}$ para o comando dos interruptores do inversor de corrente, Fig. 6.11.

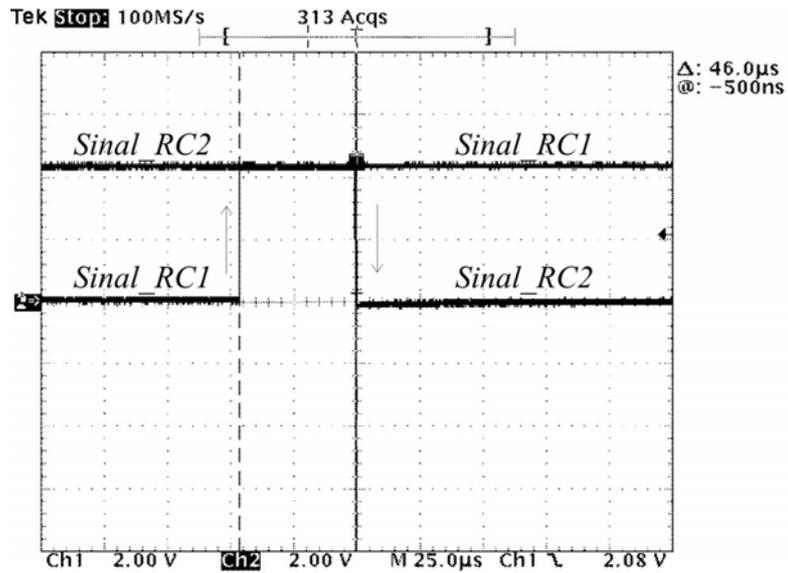


Fig. 6.10– Sobreposição dos sinais de saídas do PIC16F870.

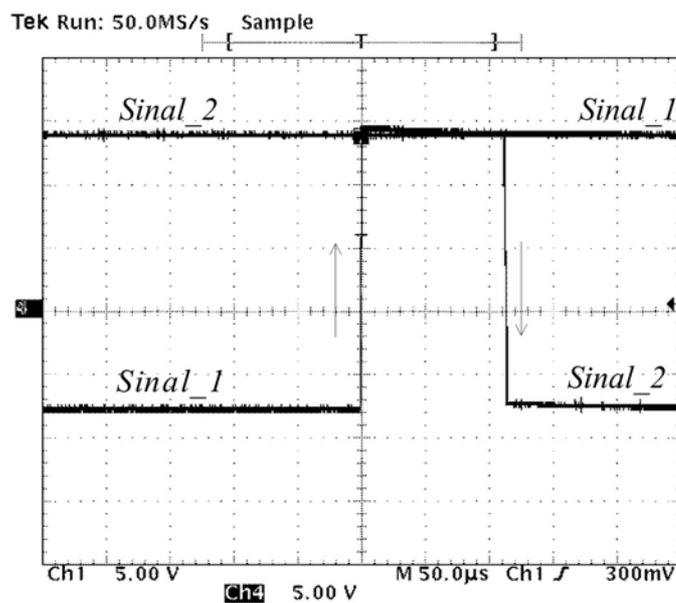


Fig. 6.11– Sobreposição na saída dos Drivers.

A tensão no interruptor T_4 , que é idêntica para os outros interruptores do inversor, é mostrada na Fig. 6.12.

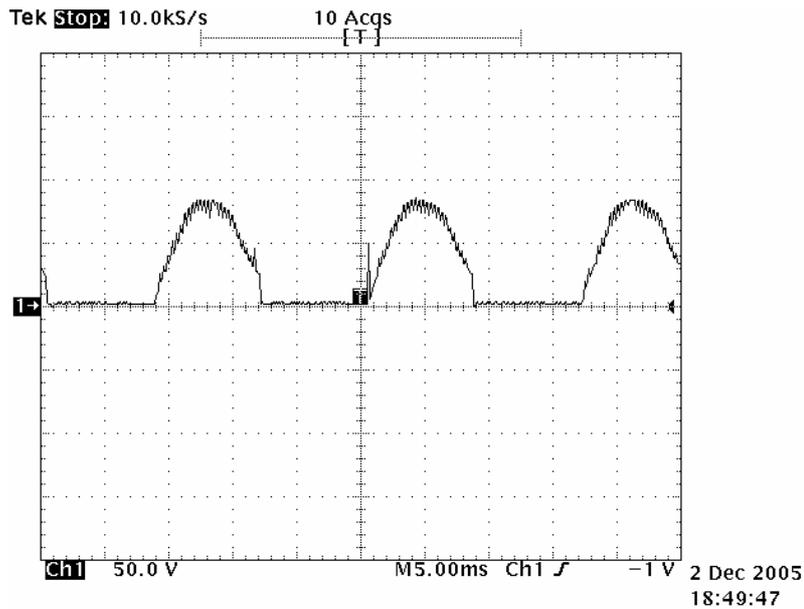


Fig. 6.12– Tensão no interruptor T4.

A corrente de saída do Reciclador de Energia é mostrada na Fig. 6.13. A figura indica que a corrente está defasada de 180° da tensão do transformador. A taxa de distorção harmônica da corrente, como indica a Fig. 6.14, é de 3,47%, considerando-se uma análise com 51 harmônicas no *software* *Wavestar*. A ondulação na tensão no lado de 60V é devido a resistência interna do transformador.

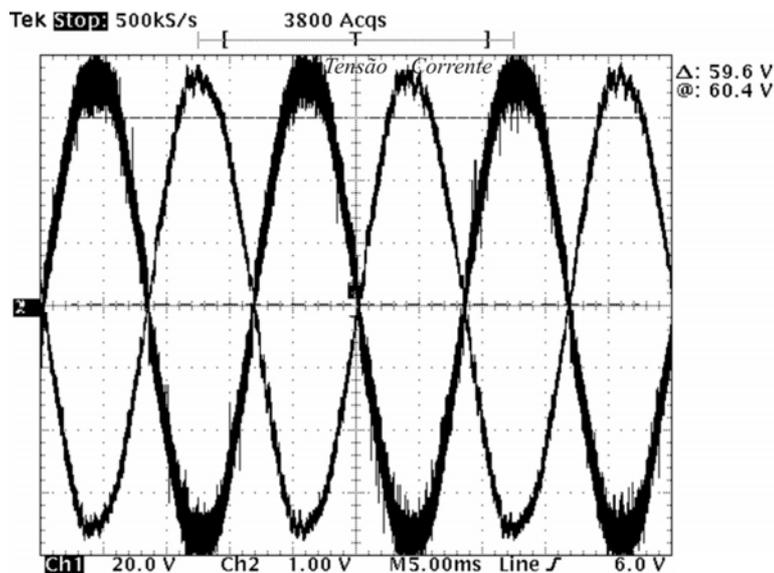


Fig. 6.13– Corrente de saída do reciclador e tensão no lado 60V do transformador.

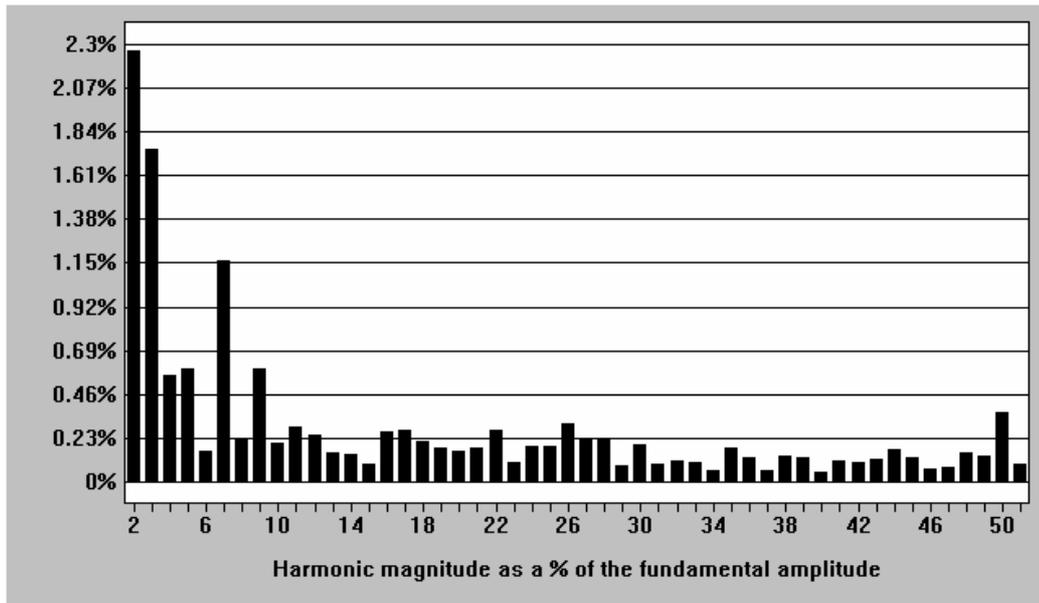


Fig.6.14 Espectro harmônico da corrente injetada no transformador

A corrente senoidal de 60Hz injetada na rede elétrica e a tensão da mesma são mostradas na Fig.6.15. O valor eficaz da corrente é 3,82A com uma taxa de distorção harmônica de 3,94%, como indica a Fig. 6.16. A tensão da rede elétrica apresentou um valor eficaz igual a 212V com uma taxa de distorção harmônica de 1,1%.

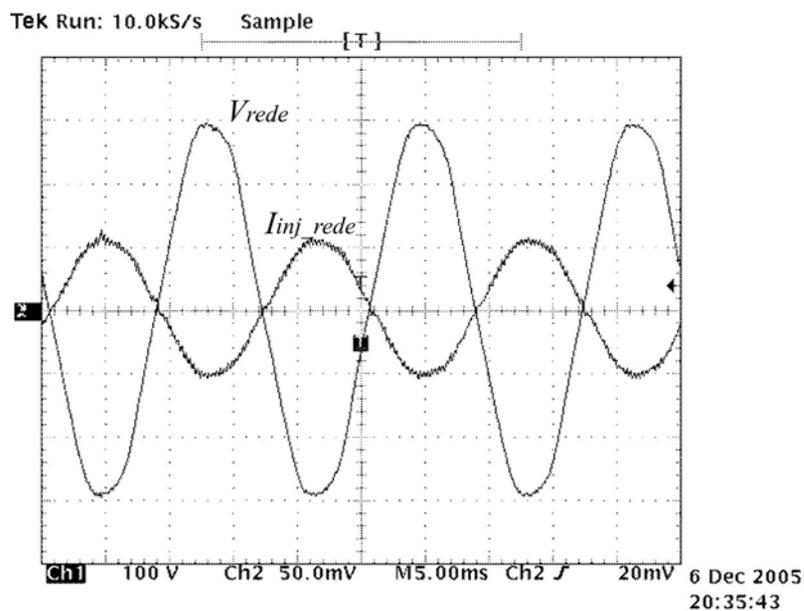


Fig. 6.15 – Tensão na rede elétrica e corrente injetada.

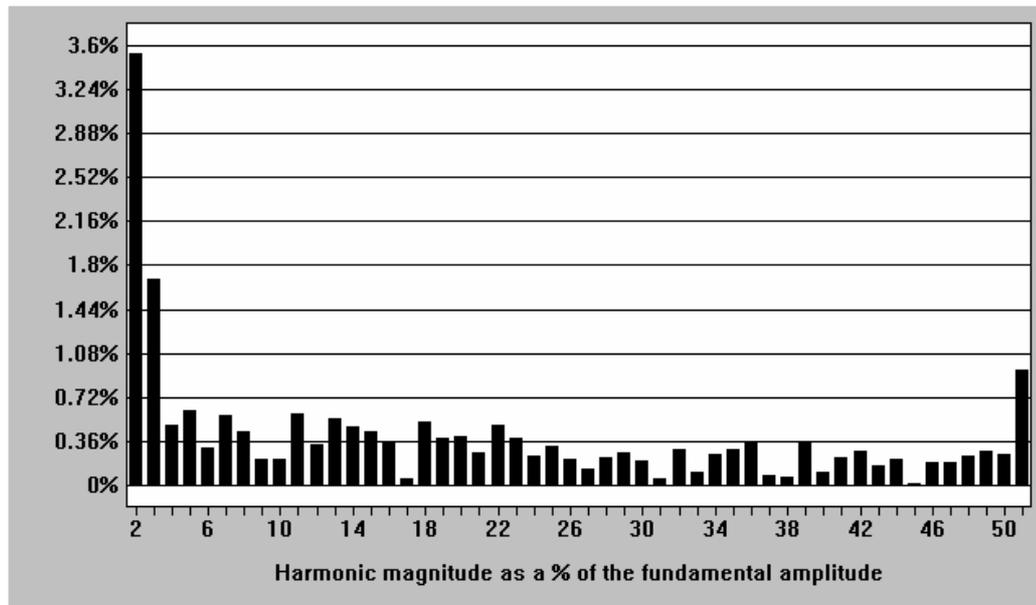


Fig. 6.16 Espectro harmônico da corrente injetada na rede elétrica.

O reciclador de energia apresentou, para o teste para o qual foi dimensionado, rendimento de 84,8%. Esse valor pode ainda ser melhorado com a eliminação dos quatro diodo do inversor de corrente se as chaves dos mesmos forem *IGBTs* de tecnologia NPT, e se houver opção por usar comutação suave no conversor *buck*. Se o transformador não for considerado como parte do reciclador de energia há também um aumento no rendimento.

É relevante informar que os semicondutores tipo *MOSFET* usados como interruptores dos conversores *boost* e *buck* apresentam uma baixa resistência em condução, no caso 40mΩ, que os diodos utilizados são ultra-rápidos e baixa tensão de condução. O projeto foi inicialmente elaborado considerando-se que os interruptores do inversor de corrente seriam *IGBTs* do tipo IRG4P254S cuja tensão de condução $V_{CE_{on}}$ apresenta valor em torno de 0,75V para o nível de corrente do teste. No entanto tivemos que utilizar *MOSFETs* do tipo IRGP30B60 da IRF, cujas características são: $I_C=30 A$ a $100^\circ C$, $V_{CE_{on}}=1,95V$ e $V_{CES}=600V$, que é um semicondutor que apresenta maiores perdas para a aplicação em questão. O uso de componentes de características inferiores torna menos onerosa a construção do reciclador mais diminui o rendimento.

O protótipo montado no laboratório do Grupo de Processamento de Energia e Controle-GPEC é mostrado nas figuras Fig.6.17. A Fig. 6.18 destaca o transformador projetado para fazer a conexão entre o inversor de corrente e a rede elétrica. A Fig. 6.19 mostra a placa de sincronismo com a rede elétrica e a Fig. 6.20 mostra a placa projetada para acionar as chaves Ch1, Ch2 e Ch3.

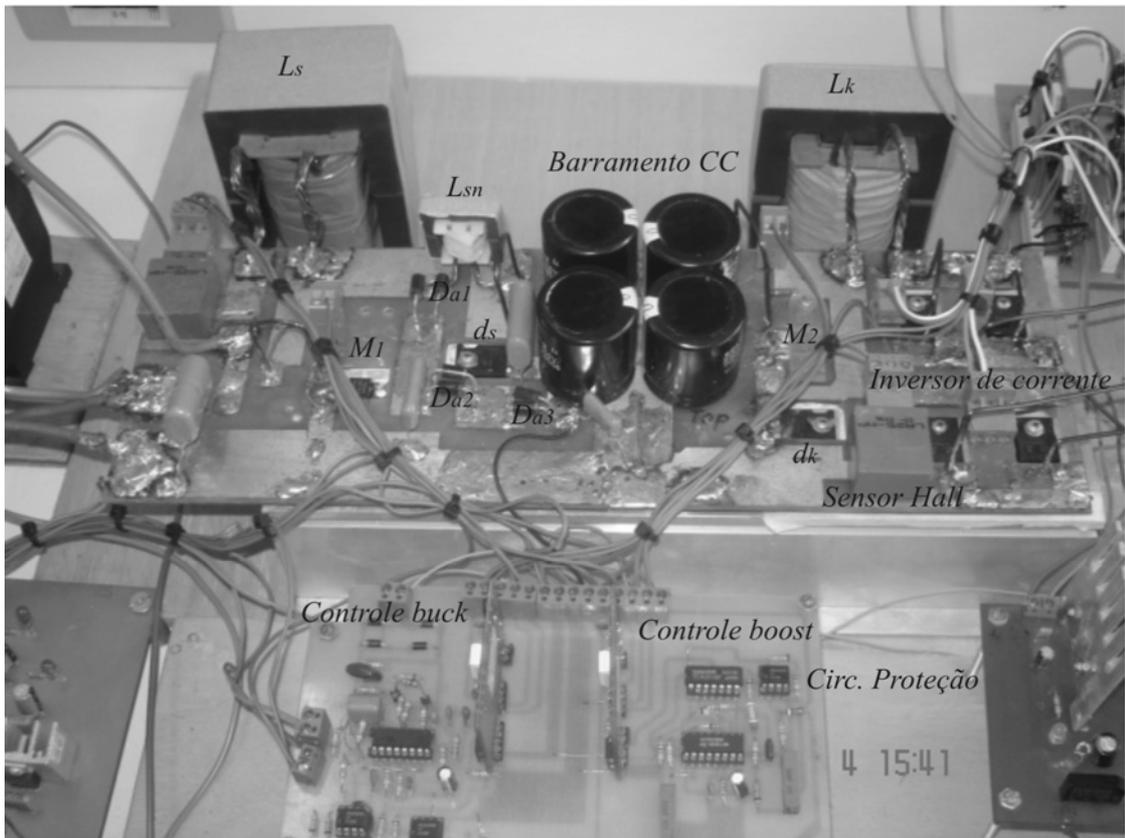


Fig. 6.17– Reciclador de Energia



Fig. 6.18– Transformador 1000VA 60/220V

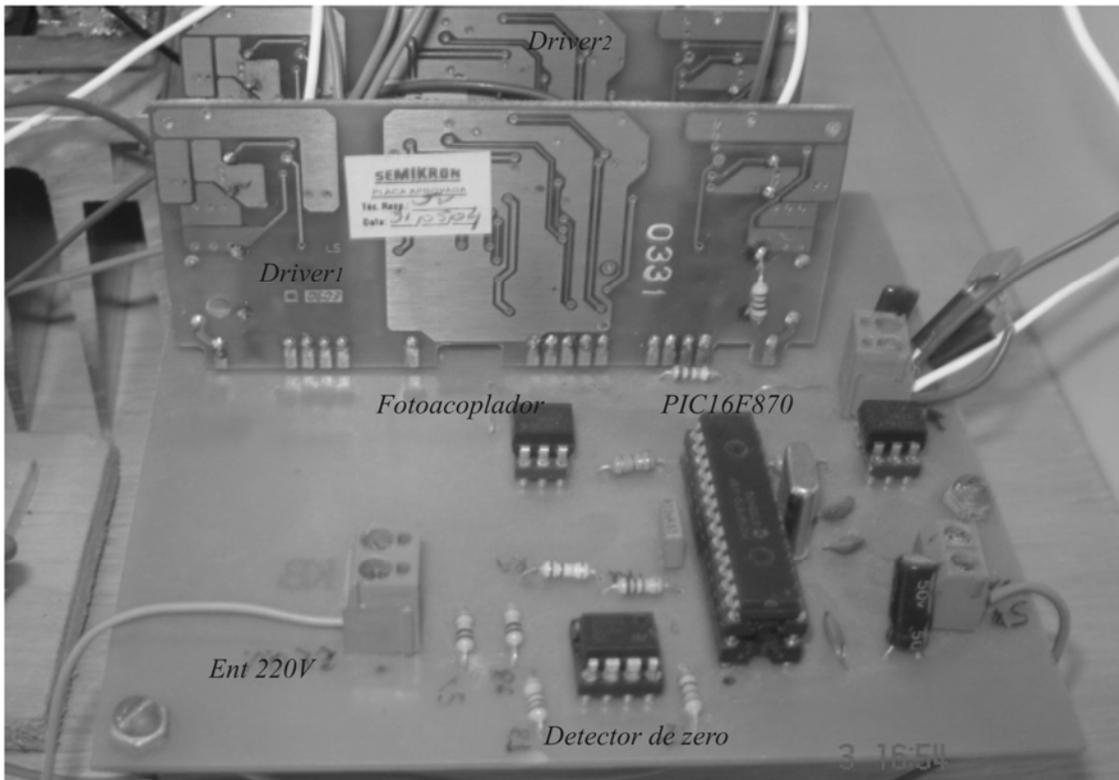


Fig. 6.19– Circuito de sincronismo a acionamento.

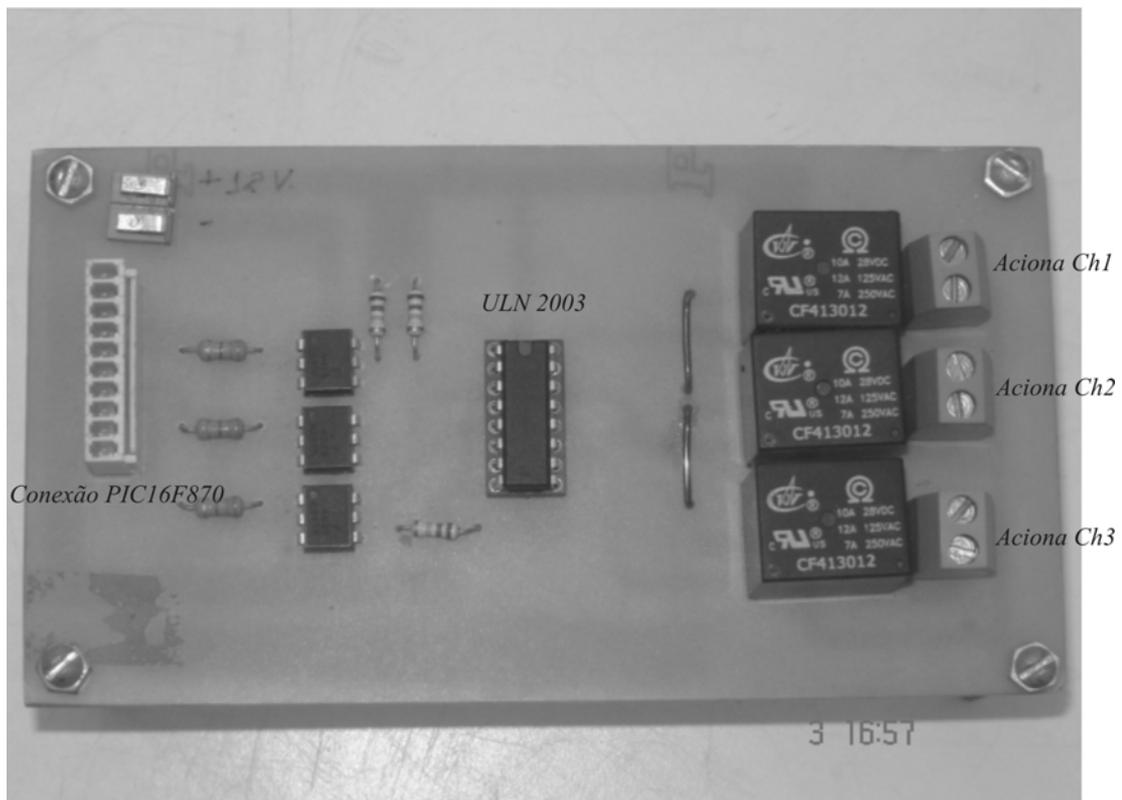


Fig. 6.12–Placa para acionar chaves Ch1, Ch2 e Ch3.

6.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Resultados experimentais, obtidos de um protótipo montado em laboratório, foram apresentados neste capítulo.

O desempenho do circuito *snubber* usado no conversor *boost*, de acordo com as curvas mostradas neste capítulo, apresentou-se bastante satisfatório, tornando suave a comutação no interruptor M_1 .

A ondulação de tensão no barramento CC foi bastante pequena devido o alto valor adotado para o capacitor *boost*.

O conversor buck entregou para o inversor de corrente a esperada corrente senoidal retificada em 120Hz..

O controle do reciclador mostrou-se adequado, bem como o circuito de detecção da passagem por zero

O reciclador alcançou um rendimento igual a 84,8% e injetou na rede elétrica uma corrente senoidal com TDH de 3,94%.

CONCLUSÃO GERAL

O trabalho apresentado contém um estudo sobre um reciclador de energia para testes de *burn-in* em fontes para telecomunicações. Através de uma pesquisa bibliográfica foi possível se verificar que foram feitos muitos trabalhos nesta área, porém a grande maioria estava relacionada a testes em *UPS's*, e poucos retratavam recicladores de energia para fontes CC. Este trabalho propõe um reciclador de energia para testes de *burn-in* em fontes CC com tensão nominal 54,5V de aplicação em telecomunicações.

O reciclador de energia desenvolvido é composto de três conversores em série: um boost, um *buck* e um inversor de corrente. O conversor CC-CC elevador ou *boost*, que é visto pela fonte sob teste como uma carga resistiva, drena um valor de corrente determinado pelo teste de *burn-in*. O conversor CC-CC abaixador ou *buck* modula a corrente de saída do conversor *boost* numa corrente retificada em 120Hz. O inversor transforma a corrente CC retificada de 120Hz fornecida pelo *buck* numa corrente alternada senoidal em 60Hz, que é injetada na rede elétrica.

Foi drenada da fonte testada, através do conversor *boost*, uma corrente de valor médio 18A. O conversor *boost* apresentava apenas controle de corrente de entrada. Por segurança, foi incluído no controle um circuito de proteção contra sobretensão na saída do conversor *boost*. Usou-se também um circuito *snubber* que se mostrou bastante satisfatório no auxílio à comutação do interruptor do conversor *boost*.

A fonte CC utilizada apresentou tensão a vazio de 54V e sofreu uma queda de tensão de 1V. Considerando a corrente drenada pelo conversor *boost* o reciclador projetado realizou teste de *burn-in* de potência média 954W.

O controle do fluxo de energia no reciclador é realizado pelo conversor *buck*. Ele controla a tensão de saída do conversor *boost* e também modula a corrente contínua pulsada de frequência 120Hz. Neste conversor o bom desempenho do compensador de tensão é fundamental para a diminuição do TDH da corrente injetada na rede elétrica.

O inversor de corrente, necessita apenas manter sincronismo com a rede elétrica de forma a transformar a corrente oriunda do estágio anterior em uma corrente senoidal em 60Hz.

O reciclador injetou na rede elétrica uma corrente senoidal de valor eficaz 3,82A com THD de 3,94% , sendo que no momento o TDH da tensão da rede elétrica era de 1,1%. O

rendimento do reciclador de energia para um teste de burn-in de potência média 954W foi de 84,8%. Esse rendimento pode ser melhorado usando-se IGBTs tipo IRG4P254S.

Sugestão de Trabalhos

a) Para dispensar o uso do transformador para conexão com a rede elétrica propomos como sugestão o projeto de um reciclador que faça o teste de *burn-in* em duas fontes simultaneamente. As fontes devem ser ligadas em série para que se consiga, através do conversor *boots*, uma tensão no barramento CC elevada o suficiente de forma que se possa transferir potência para a rede elétrica sem necessidade do transformador.

b) Estudar a possibilidade de Associar o reciclador de energia a um gerador eólico e instalá-lo em uma residência, com o propósito de que o reciclador injete energia no sistema elétrico e reduza os custos relativos ao consumo de energia elétrica nesta residência.

c) Projetar um reciclador de energia utilizando o circuito integrado IR1150, que utiliza a abordagem “*one cycle control*”, em substituição ao UC3854.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] SOUZA, K. C. A. Conversor CC-CA Monofásico para Interligar Painéis Fotovoltaicos ao Sistema Elétrico. 2003. 142f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza.
- [02] AYRES, C.A. Recicladores de Potência. 1996. 168f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [03] Tsai, M.T; Tsai,C. Energy Recycler for a AC Power Source Burn-in Test. IEEE Transactions, 2000, vol 47, n° 4.
- [04] LIN, C. E; TSAI, M. T; Tsai, W. I. A study on the Burn-in Test of Charger with Load Bank Elimination. Industrial Automation and Control: Emerging Technologies, International IEEE/IAS, 1995, pp. 72-77
- [05] CHEN, J. F; CHU, C. L; Ai, T.H e Huang, C, L . The Burn-in Test of Three-Phase UPS by Energy Feedback Method. Power Electronics Specialist Conference: PESC`93 Record., 24th annual IEEE, 1993, pp. 766-771.
- [06] Vendrusculo,E. A; Pomílio, J. A. High-Efficiency Regenerative Electronic Load Using Capacitive Idling Converter for Power Sources Testing. In Proc. IEEE PESC`96, 1996, pp 969-974.
- [07] CHEN, J. F, CHU, C. L, AI. Self-load Bank for UPS Testing by Circulating Current Method. IEEE Proc-Electr. Power Application, 1994, Vol 141, No 4 , pp. 191-198.
- [08] TSAI, M.T. Comparative Investigation of The Energy Recycler for Power Electronics Burn-in Test. IEEE 2000, vol 147, No 3, pp. 192-198, PESC conference Records, 1998, Vol. 1, pp. 94-100.
- [09] Barbi, Ivo. Eletrônica de Potência. Quarta Edição. Florianópolis. Ed. Do Autor, 2002.
- [10] BASCOPE, Rene P. Torrico; PERIN, Arnaldo José. O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência. Primeira Edição. Porto Alegre: Sagra Luzzatto, 1997.

- [11] Microchip, 28/40-Pin-8-Bit CMOS FLASH Microcontrollers, Datasheet. Disponível em <http://www.microchip.com/1010/pline/picmicro/category/embctrl/14kbytes/devices/16f870/index.htm>.
- [12] Coux,D., Interfacing to AC Power Lines, Microchip Technology Inc: Application Note AN521. 1997
- [13] BARBI, Ivo; Martins, Denizar C. Eletrônica de Potência: conversores CC-CC básicos não isolados. Florianópolis: Ed. do autor, 2000.
- [14] Leithold, L.O Cálculo com Geometria Analítica, 2ª Edição traduzida,1982, pp 501-526.
- [15] BARBI, I. Eletrônica de Potência: projetos de fontes chaveadas. Florianópolis: Ed. do autor, 2001. 334p
- [16] Castro, M. R.. Otimização da Metodologia de projetos para a Minimização de Perdas e Volume do Conversor CC-CC Meia Ponte ZVS com Comando PWM Assimétrico. 2003.1582f. Dissertação(Mestrado em Engenharia Elétrica)- Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará.
- [17] TODD, P. C., UC3854 Controlled power Factor Correction Circuit Design. Lexington, MA, USA: Product & Applications Handbook/UNITRODE, 1993-94, p.3-269-3-288.
- [18] Dixon, L. , Switching Power Supply Control Loop Design, in Unitrode Power Supply Design Seminar Handbook: SEM800Control Loop Design, 1991.
- [19] Rogers, E. Understanding Boost Power Stages in Switch mode Power Supplies. SLVA061, Texas Instruments Incorporated. 1999.
- [20] Lima, F.K.A. Retificador monofásico de reduzidas perdas de condução e alto fator de potência empregando snubbers passivos não dissipativos. 2003.153f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)- Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará.
- [21] CRUZ, C. M. T. Técnicas de Comutação não Dissipativa Aplicadas a Retificadores de Três Níveis Operando com Fator de Potência Unitário. 2002. 215f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.

- [22] Chehab, A. (2002). Retificador pwm trifásico de 26kW, três níveis, unidirecional, fator de potência unitário e alto rendimento para aplicação em centrais de telecomunicação. 187f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina
- [23] VORPERIAN, V. Simplified Analysis of PWM converter Using the Model of the PWM Switch. VPEC Seminar Tutorial, 1989.
- [24] ERICKSON, ROBERT W. Fundamentals of Power Electronics. New York: Chapman & Hall, 1997. 773p.