unesp

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

1210001092

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Nº 28

"PRÉ-REGULADOR RETIFICADOR BOOST COM COMUTAÇÃO NÃO-DISSIPATIVA, FREQÜÊNCIA DE CHAVEAMENTO CONSTANTE E ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA"

ALUNO: FÁBIO TOSHIAKI WAKABAYASHI
ORIENTADOR: CARLOS ALBERTO CANESIN

Te.1092

cm 1 2 3 4 5 6 7 8 unesp 12 13 14 15 16 17 18 19

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA - UNESP

FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA - FEIS

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

"Pré-Regulador Retificador Boost com Comutação Não-Dissipativa, Freqüência de Chaveamento Constante e Elevado Fator de Potência"

1210001092

Fábio Toshiaki Wakabayashi

Orientador:

Carlos Alberto Canesin

Proc. 054/99-NRD 102

UNESP - "CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA"
SERVIÇO DE BIBLIOTECA E DOCUMENTAÇÃO

DATA DE CHEGADA	DATA DE EMPRÉSTIMO
13.09.99	30.9.99
REGISTRADO POR	TOMBO
Aliza	Te. 1092
AQUISIÇÃO	CLASSIFICAÇÃO
Doação - Autor R$10,00	W146p

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira - FEIS - UNESP como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de **MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.**

Ilha Solteira(SP), Dezembro de 1998.

"PRÉ-REGULADOR RETIFICADOR BOOST COM COMUTAÇÃO NÃO-DISSIPATIVA, FREQÜÊNCIA DE CHAVEAMENTO CONSTANTE E ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA"

FÁBIO TOSHIAKI WAKABAYASHI

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA – UNESP – COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA (ME).

Prof. Dr. Carlos Roberto Minussi - Coordenador

COMISSÃO EXAMINADORA:

Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin - orientador

Prof. Dr. Carlos Augusto Ayres

Prof. Dr. José Carlos Rossi

Ilha Solteira – SP, dezembro de 1998

cm 1 2 3 4 5 6 7 unesp 1 12 13 14 15 16 17 18

"Um homem é fruto de seus sonhos e de sua perseverança na busca dos meios necessários para torná-los reais."

Agradecimentos

Ao professor Carlos Alberto Canesin pela orientação precisa, por todo o conhecimento transmitido e principalmente por toda amizade, sinceridade, companheirismo, incentivo e confiança irrestritas.

Aos colegas de pesquisa, Roger Akio Kitamura, Lourival Teixeira dos Santos Sobrinho e Marcelo José Bonato, pela amizade sincera, pelo constante apoio e pelo grande auxílio técnico prestado, tornando o trabalho muito mais prazeroso e gratificante.

À FAPESP (Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo) pelo financiamento desta pesquisa, tornando possível o desenvolvimento do projeto.

À PHB – Brasil e à SIEMENS – ICOTRON pelo auxílio fornecido durante a fase de implementação laboratorial do projeto.

Aos colegas do curso de mestrado, Valmir Alves Cardoso Júnior, Giuliano Pierre Estevan, Célia Regina Nugoli, José Aparecido de Aguiar Viana, Marilene Andreia M. Silva, James Petini Cambuhy, Renato Oliveira Guimarães, Ruberlei Gaino, Marco Arthur Stort Ferreira e Carlos Roberto M. Rocha, por suas marcantes presenças no decorrer desta jornada.

Aos professores José Carlos Rossi, Luís Carlos Origa de Oliveira, Carlos Roberto Minussi, Dalgerti Lelis Milanez e José Paulo Fernandes Garcia, pela participação direta na minha formação técnica e pelo ininterrupto incentivo ao prosseguimento de meus trabalhos.

Ao professor Carlos Augusto Ayres, pela participação na Banca Examinadora de Dissertação de Mestrado e por suas contribuições para o aprimoramento deste trabalho.

Aos professores Falcondes José M. Seixas, Edvaldo Assunção, Carlos Antônio Alves, Sérgio Kurokawa, Júlio Borges de Souza, José Roberto S. Mantovani, Ricardo Tokio Higuti e Marcelo Carvalho M. Teixeira, pelo salutar convívio durante o desenvolvimento deste trabalho.

Aos funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica – FEIS – UNESP, Deoclécio Mitsuiti Kosaka e Carlos Alex S. J. Gulo, pelo suporte técnico prestado no decorrer do curso.

Aos funcionários da Seção de Pós-Graduação, Arlindo Avanso Urzulin e Maria de Fátima Sabino, pelo excelente trabalho desenvolvido.

Aos funcionários do Laboratório de Engenharia Elétrica, José Aderson Anhussi, Adílson Antônio Palombo e Valdemir Chaves, pelos préstimos realizados quando da implementação laboratorial do projeto.

À minha família, pelo apoio emocional e pela compreensão demonstrada ao longo de todos estes anos.

A Deus por conceder-me a graça de viver em meio a todos aqueles que aqui citei, permitindo-me compreender melhor o significado da palavra "amigo".



Índice

Simbologia..... viii
Resumo..... xiv
Abstract..... xv

Capítulo 1

Introdução Geral

1 – Introdução Geral..... 1

Capítulo 2

A Nova Célula ZCS-PWM Aplicada na Conversão CC/CC

2 - A Nova Célula ZCS-PWM Aplicada na Conversão CC/CC..... 3
2.1 – Introdução..... 3
2.2 – A Nova Célula ZCS-PWM..... 5
2.3 – Conversor CC/CC Boost ZCS-PWM..... 6
2.4 – Análise do Novo conversor CC/CC Boost ZCS-PWM..... 7
2.4.1 – Etapas de Funcionamento..... 8
2.4.2 – Condições Necessárias para Comutação ZCS..... 19
2.4.3 – Ganho Estático..... 20
2.5 – Exemplo e Metodologia de Projeto..... 23
2.5.1 – Principais Formas de Onda obtidas através de Simulações..... 25
2.5.2 – Listagem do Programa utilizado para a Simulação no PSpice 4.02..... 29

cm 1 2 3 4 5 6 7 unesp 1 12 13 14 15 16 17 18

2.6 – Dimensionamento e Especificação dos Componentes do Novo Conversor CC/CC Boost ZCS-PWM 30
2.6.1 – Indutor Boost L_b 31
2.6.2 – Indutor Ressonante L_{r1} 31
2.6.3 – Indutor Ressonante L_{r2} 32
2.6.4 – Capacitor Ressonante C_r 32
2.6.5 – Capacitor de Saída C_o 32
2.6.6 – Diodos D_1 e D_2 33
2.6.7 – Chaves Comandadas S_1 e S_2 33
2.6.8 – Controle PWM e Circuitos de Ataque de Gate 33
2.7 – Resultados Experimentais 37
2.8 – Conclusões 38

Capítulo 3

Um Novo Pré-Regulador Retificador Boost ZCS-PWM com Elevado Fator de Potência

3 – Um Novo Pré-Regulador Retificador Boost ZCS-PWM com Elevado Fator de Potência. 40
3.1 – Introdução 41
3.2 – Análise do Novo Pré-Regulador Retificador Boost ZCS-PWM com Elevado Fator de Potência e Controle por Valores Médios 48
3.2.1 – Considerações Simplificadoras 48
3.2.2 – Etapas de Funcionamento 50
3.2.3 – Condições Necessárias para Comutação ZCS 51
3.2.4 – Ganho Estático 52
3.3 – Exemplo e Metodologia de Projeto 53
3.3.1 – Principais Formas de Onda obtidas através de Simulações 55
3.3.2 – Listagem do Programa utilizado para a Simulação no PSpice 4.02 60



3.4 – Dimensionamento e Especificação dos Componentes do Protótipo..... 61
3.4.1 – Indutor Boost L_b..... 61
3.4.2 – Indutor Ressonante L_{r1}..... 61
3.4.3 – Indutor Ressonante L_{r2}..... 62
3.4.4 – Capacitor Ressonante C_r..... 62
3.4.5 – Capacitor de Saída C_o..... 62
3.4.6 – Diodos D_1 e D_2..... 63
3.4.7 – Chaves Comandadas S_1 e S_2..... 63
3.5 – Projeto do Circuito de Controle por Valores médios Instantâneos de Corrente..... 64
3.6 – Resultados Experimentais..... 69
3.7 – Conclusões..... 75

Capítulo 4

Conclusões Gerais

4 – Conclusões Gerais..... 76

Capítulo 5

Apêndices

5 – Apêndices..... 77
5.1 – Apêndice A – O Conceito de Fator de Potência..... 77

Referências Bibliográficas..... 81

unesp

Simbologia

1. Símbolos usados em expressões matemáticas

Símbolo	Significado	Unidade
A_e	Área efetiva dos núcleos de ferrite	cm^4
A_w	Área de janela dos núcleos de ferrite	cm^4
$B_{máx}$	Máxima densidade de campo magnético	T
C_x	Valor do capacitor genérico C_x	F
C_r	Valor do capacitor ressonante	F
C_o	Valor do capacitor saída	F
D	Razão cíclica de comando	
D_{ef}	Razão cíclica eficaz de comando	
$D(\omega)$	Valor instantâneo da razão cíclica de comando, para alimentação em CA	
f	Relação entre f_s e f_{02}	
f_{0x}	Freqüência de ressonância	Hz
f_c	Freqüência de corte do compensador de tensão, para o UC3854	Hz
f_p	Freqüência do polo do compensador de corrente, para o UC3854	Hz
FP	Fator de potência	
f_{rede}	Freqüência da rede de alimentação de CA	Hz
f_s	Freqüência de chaveamento	Hz
f_z	Freqüência de zero do compensador de corrente, para o UC3854	Hz
G_c	Ganho do compensador de corrente, para o UC3854	dB
i_{D1}	Corrente através do diodo D_1	A
I_{D1ef}	Valor eficaz da corrente através de D_1	A
I_{D1m}	Valor médio da corrente através de D_1	A
I_{D1p}	Valor de pico da corrente através de D_1	A
i_{D2}	Corrente através do diodo D_2	A
I_{D2ef}	Valor eficaz da corrente através de D_2	A
I_{D2m}	Valor médio da corrente através de D_2	A
I_{D2p}	Valor de pico da corrente através de D_2	A



$I_{ef(Lx)}$	Valor eficaz da corrente através do indutor L_x	A
I_i	Valor da corrente de entrada	A
I_{ief}	Valor eficaz da corrente de entrada, para alimentação em CA	A
$I_{i(1)ef}$	Valor eficaz da componente fundamental da corrente de entrada, para alimentação em CA	A
$I_{i(n)ef}$	Valor eficaz da componente harmônica de ordem n da corrente de entrada, para alimentação em CA	A
$I_{ief\ mín}$	Valor eficaz mínimo da corrente de entrada, para alimentação em CA	A
$I_i(\omega t)$	Valor instantâneo da corrente de entrada, para alimentação em CA	A
i_{Lr1}	Corrente através do indutor ressonante L_{r1}	A
$i_{Lr1}(t)$	Valor instantâneo da corrente através do indutor L_{r1}	A
$i_{Lr1}(t_x)$	Valor instantâneo da corrente através do indutor L_{r1}, no instante t_x	A
$i_{Lr1}(\omega t)$	Valor instantâneo da corrente através do indutor L_{r1}, para alimentação em CA	A
i_{Lr2}	Corrente através do indutor ressonante L_{r2}	A
$i_{Lr2(máx)}$	Valor máximo da corrente através do indutor L_{r2}	A
$i_{Lr2}(t)$	Valor instantâneo da corrente através do indutor L_{r2}	A
$i_{Lr2}(t_x)$	Valor instantâneo da corrente através do indutor L_{r2}, no instante t_x	A
$i_{Lr2}(\omega t)$	Valor instantâneo da corrente através do indutor L_{r2}, para alimentação em CA	A
I_o	Valor da corrente na carga	A
I_p	Valor de pico da corrente de entrada, para alimentação em CA	A
$I_{p(Lx)}$	Valor de pico da corrente através do indutor L_x	A
i_{S1}	Corrente através da chave S_1	A
I_{S1ef}	Valor eficaz da corrente através de S_1	A
I_{S1m}	Valor médio da corrente através de S_1	A
I_{S1p}	Valor de pico da corrente através de S_1	A
$i_{S1}(t)$	Valor instantâneo da corrente através da chave S_1	A
$i_{S1}(\omega t)$	Valor instantâneo da corrente através da chave S_1, para alimentação em CA	A
i_{S2}	Corrente através da chave S_2	A

unesp

I_{S2ef}	Valor eficaz da corrente através de S_2	A
I_{S2m}	Valor médio da corrente através de S_2	A
I_{S2p}	Valor de pico da corrente através de S_2	A
$i_{S2}(t)$	Valor instantâneo da corrente através da chave S_2	A
$i_{S2}(\omega t)$	Valor instantâneo da corrente através da chave S_2, para alimentação em CA	A
$J_{máx}$	Máxima densidade de corrente	A/cm^2
L	Valor do indutor genérico L	H
L_b	Valor do indutor Boost	H
$l_{g(Lx)}$	Entreferro para o núcleo de L_x	cm
L_{r1}, L_{r2}	Valor dos indutores ressonantes	H
L_{req}	Valor equivalente da associação em paralelo dos indutores L_{r1} e L_{r2}	H
$N_{(Lx)}$	Número de espiras para o indutor L_x	
P	Potência ativa	W
P_o	Potência média na carga	W
q	Ganho estático	
Q	Potência Reativa	VAr
R_o	Valor da resistência de carga	Ω
R_x	Valor do resistor genérico R_x	Ω
S	Potência aparente	VA
$S_{cu(Lx)}$	Seção transversal do cobre para o enrolamento de L_x	cm^2
T	Período de chaveamento	s
TDH	Taxa de distorção harmônica	
t_{start}	Tempo de "partida" do integrado UC3854	s
v_{Cr}	Tensão sobre o capacitor ressonante	V
$v_{Cr}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre o capacitor C_r	V
$v_{Cr}(t_x)$	Valor instantâneo da tensão sobre o capacitor, no instante t_x	V
v_{D1}	Tensão sobre o diodo D_1	V
v_{D2}	Tensão sobre o diodo D_2	V
v_{gS1}	Pulso de comando da chave S_1	V
v_{gS2}	Pulso de comando da chave S_2	V



V_i	Valor da tensão de alimentação	V
V_{ief}	Valor eficaz da tensão de alimentação, para alimentação em CA	V
$V_{i(1)ef}$	Valor eficaz da componente fundamental da tensão de alimentação, para alimentação em CA	V
$V_{ief\ máx}$	Valor eficaz máximo da tensão de alimentação, para alimentação em CA	V
$V_{ief\ mín}$	Valor eficaz mínimo da tensão de alimentação, para alimentação em CA	V
$V_i(\omega t)$	Valor instantâneo da tensão de alimentação, em CA	V
V_o	Valor da tensão sobre a carga	V
V_p	Valor de pico da tensão de alimentação, em CA	V
$V_{p(Cx)}$	Valor de pico da tensão sobre o capacitor C_x	V
v_{S1}	Tensão sobre a chave S_1	V
$v_{S1}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre a chave S_1	V
$v_{S1}(\omega t)$	Valor instantâneo da tensão sobre a chave S_1, para alimentação em CA	V
V_{S1p}	Valor de pico da tensão sobre S_1	V
v_{S2}	Tensão sobre a chave S_2	V
$v_{S2}(t)$	Valor instantâneo da tensão sobre a chave S_2	V
$v_{S2}(\omega t)$	Valor instantâneo da tensão sobre a chave S_2, para alimentação em CA	V
V_{S2p}	Valor de pico da tensão sobre S_2	V
V_{th}	Tensão de referência, para o UC 3854	V
α	Parâmetro de normalização de carga	
α_{ef}	Valor eficaz do parâmetro de normalização de carga, para alimentação em CA	
$\alpha_{máx}$	Valor máximo do parâmetro de normalização de carga, para alimentação em CA	
$\alpha(\omega t)$	Parâmetro de normalização de carga, para alimentação em CA	
β	Relação entre os indutores ressonantes	
$\Delta I_{Lbmáx}$	Máxima variação da corrente através de L_b	A
ΔT	Intervalo de tempo no qual ocorre a ressonância	s
Δt_a	Intervalo de tempo após o qual a chave S_2 é comandada à condução	s



Δt_{off}	Intervalo de tempo destinado ao bloqueio simultâneo das chaves S_1 e S_2	s
Δt_{Sx}	Intervalo de tempo de duração dos pulsos de comando das chaves	s
Δt_x	Intervalo de tempo da etapa x	s
ΔV_o	Máxima variação da tensão sobre a carga	V
$\phi_{(1)}$	Ângulo de deslocamento entre a tensão de entrada, isenta de distorção harmônica, e a componente fundamental da corrente de entrada	°
$\eta\%$	Rendimento, em valores percentuais	
ω_{0x}	Freqüência angular de ressonância	rad/s

2. Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos

Símbolo	Significado
C	Capacitor
C_o	Filtro capacitivo de saída
C_r	Capacitor ressonante
D	Diodo
G_{Sx}	Gate do interruptor genérico S_x
I	Fonte de corrente
L_b	Indutor Boost
L_{r1}, L_{r2}	Indutores ressonantes
R	Resistor
S_1, S_2	Chave bidirecionais em corrente
V	Fonte de tensão
Z	Diodo zener

3. Acrônimos e Abreviaturas

	Significado
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CA/CC	Corrente Alternada / Corrente Contínua
CC/CC	Corrente Contínua / Corrente Contínua
EMI	*Electromagnetic Interference*

unesp

FAPESP	Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo
IGBT	*Insulated-Gate Bipolar Transistor*
MOSFET	*Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*
PWM	*Pulse Width Modulated*
RFI	*Radio-Frequency Interference*
THD	*Total Harmonic Distortion*
ZC	*Zero-Current*
ZCS	*Zero-Current-Switching*
ZV	*Zero-Voltage*
ZVS	*Zero-Voltage-Switching*
ZCZV	*Zero-Current-Zero-Voltage*
ZCZVS	*Zero-Current-Zero-Voltage-Switching*

4. Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas do SI

(Sistema Internacional de Unidades)

Símbolo	Nome da Unidade
A	Ampère
cm	Centímetros
dB	Decibéis
F	Farad
H	Henry
Hz	Hertz
rad/s	radianos por segundo
s	Segundo
T	Tesla
V	Volt
W	Watt
Ω	Ohm



Resumo

O objetivo deste trabalho é apresentar um novo pré-regulador de elevado fator de potência, baseado em um conversor CA/CC (corrente alternada / corrente contínua) Boost que se utiliza de uma nova célula de comutação não-dissipativa, do tipo ZCS-PWM (do inglês, *Zero-Current-Switching / Pulse-Width-Modulated*), apropriada para aplicações com IGBTs. Tal célula de comutação é composta por duas chaves bidirecionais em corrente, dois diodos, dois indutores de ressonância e um capacitor de ressonância.

Esta nova célula de comutação ZCS-PWM permite comutações praticamente não-dissipativas tanto para os diodos (com tensão nula na entrada em condução), quanto para as chaves principal e auxiliar (corrente nula na entrada em condução, corrente e tensão nulas durante o bloqueio).

Desenvolve-se a análise da nova célula de comutação ZCS-PWM, através da qual é descrito o comportamento da mesma, tanto em termos qualitativos quanto em termos quantitativos, aplicada aos conversores CC/CC (corrente contínua / corrente contínua) e CA/CC Boost.

Uma nova família de conversores ZCS-PWM, originada desta nova célula de comutação, é também apresentada, possibilitando a isolação natural das estruturas Buck-Boost, Sepic e Zeta.

Apresentam-se exemplos de projeto para ambos os conversores analisados, obtendo-se, para os mesmos, resultados de simulação para a verificação do funcionamento das estruturas analisadas e confrontação com os resultados experimentais obtidos.

Verifica-se que a nova célula ZCS-PWM aplicada tanto na conversão CC/CC quanto na CA/CC apresenta um elevado rendimento em larga faixa de carga. Ainda, quando da aplicação como retificador, com controle por valores médios de corrente, apresenta um elevado fator de potência com reduzida taxa de distorção harmônica na corrente de entrada.

cm 1 2 3 4 5 6 7 unesp 1 12 13 14 15 16 17 18

Abstract

This work presents a new high power-factor pre-regulator, based on ac to dc Boost converter which employes a new zero-current-switching (ZCS) pulse-width-modulated (PWM) soft-commutation cell. Two transistors (main and auxiliary switches), two diodes, two small resonant inductors and one resonant capacitor compose this commutation cell, appropriate to operate with insulated-gate bipolar transistors (IGBTs) as the power switches.

This new ZCS-PWM cell provides a zero-voltage (ZV) turn-on to the diodes, a zero-current (ZC) turn-on and a zero-current-zero-voltage (ZCZV) turn off to the transistors.

A new family of converters, originated from the proposed ZCS-PWM cell, is obtained. Some of these converters can be naturally isolated, as example: derived Buck-Boost, Sepic and Zeta converters.

Applications of the new commutation cell in a dc to dc Boost converter and also in an ac to dc Boost converter are developed, obtaining high efficiency at wide load range. The new ZCS-PWM Boost rectifier (ac-to-dc application) presents, in addition to the high efficiency, a power factor near the unity and low total harmonic distortion (THD) in the input current.

The principle of operation, the theoretical analysis, designs examples, simulation and experimental results to the dc to dc and also to the ac to dc Boost converters are presented to verify the theoretical analysis.



Capítulo 1

1 – Introdução Geral

Conversores do tipo CC/CC são conversores estáticos destinados a controlar o fluxo de energia elétrica entre duas fontes de tensão ou corrente contínuas.

Tais conversores são a base das denominadas fontes chaveadas que, por sua vez, constituem uma das mais importantes categorias de fontes de alimentação na atualidade. Estas fontes existem em um incontável número de aparelhos eletrônicos, domésticos ou não, o que certamente totaliza uma elevada carga conectada ao sistema de corrente alternada (CA).

Contudo, com a conexão ao sistema de CA, este tipo de carga apresenta alguns problemas. Dentre eles, pode-se citar o reduzido fator de potência, devido a sua característica não-linear, ou seja, devido a sua capacidade de drenar correntes não-senoidais (distorcidas) do sistema de alimentação. Isto ocorre porque, no caso mais simples, o estágio de entrada das fontes chaveadas, também conhecido como estágio de retificação, é composto por uma ponte completa, ou mista, retificadora com elevado filtro capacitivo. É este estágio que fornece um barramento de CC ao qual é conectado o conversor CC/CC. É fato que esta configuração é responsável por uma grande injeção de componentes harmônicas no sistema, e como se sabe, o fator de potência possui uma relação inversa à taxa de distorção harmônica.

Com o intuito de se contornar este problema, novas estruturas foram propostas como alternativas para o estágio de entrada. Em particular, para operação em corrente contínua, chegou-se a uma configuração Boost aplicada à conversão CA/CC, operando sob elevada freqüência, capaz de fornecer elevado fator de potência, sendo uma das estruturas mais utilizadas. A técnica de controle para a emulação de elevado fator de potência é normalmente a de controle por imposição da corrente média drenada instantaneamente, com o mesmo formato da tensão de entrada, o que resulta em elevado fator de potência e baixa distorção harmônica presente na mesma.

Entretanto, apesar da emulação de elevado fator de potência, quando da operação em freqüências elevadas e potências acima de 1kW, as técnicas convencionais de comutação (dissipativas) levam a obtenção de reduzidos valores para o rendimento da estrutura, devido ao elevado aumento das perdas durante as comutações, além do aumento dos esforços de tensão e

cm 1 2 3 4 5 6 7 unesp 1 12 13 14 15 16 17 18

corrente (derivadas elevadas, principalmente para potências elevadas), com conseqüente aumento das interferências de origem eletromagnética.

Uma das maneiras de se aumentar o rendimento de estruturas que se utilizam de semicondutores que operam sob elevadas freqüências é a utilização de topologias que propiciem a comutação não-dissipativa, ou seja, comutação com perdas nulas. Pode-se obter tal comutação de duas formas distintas:

a) Técnica ZVS: Do inglês, *Zero-Voltage-Switching*. O princípio básico desta técnica consiste em anular a tensão sobre o semicondutor antes de sua entrada em condução, ou seja, antes que comece a fluir corrente através do mesmo.
b) Técnica ZCS: Do inglês, *Zero-Current-Switching*. Como sugere o próprio termo, deve-se anular a corrente que flui através do semicondutor antes de se comandá-lo ao bloqueio, ou seja, antes que a tensão sobre o mesmo comece a crescer.

A técnica ZVS é normalmente recomendada para aplicações onde o interruptor principal é do tipo MOSFET, em função de suas capacitâncias intrínsecas (capacitância de saída) poderem ser absorvidas por esta técnica de comutação.

Entretanto, para potências acima de 1kW, os MOSFETs introduzem elevadas perdas em condução e os interruptores do tipo IGBT são normalmente uma solução para a redução destas perdas.

Desta forma, empregando-se IGBTs, a técnica ZVS não mais oferece condições de aplicabilidade, recomendando-se as técnicas ZCS, principalmente pela característica da presença da "corrente de cauda" durante o processo de bloqueio dos IGBTs.

Neste trabalho analisa-se o conversor Boost, empregando-se uma nova célula de comutação ZCS, derivada da célula proposta por Canesin e Barbi [1], operando com 1600W, empregando IGBTs e implementada para a conversão CC/CC e CA/CC com correção de fator de potência através da técnica de controle por valores médios da corrente.

unesp

Capítulo 2

2 – A Nova Célula ZCS-PWM Aplicada na Conversão CC/CC

2.1 – Introdução

Atualmente os temas "Conservação de Energia Elétrica" e "Qualidade de Energia Elétrica" têm sido constantemente citados. É dentro deste contexto que se situa a busca de aparelhos elétricos de elevado rendimento.

No caso particular dos conversores estáticos, existem basicamente duas formas de se elevar o seu rendimento.

Uma delas se refere aos elementos empregados nos conversores, tais como dispositivos semicondutores e elementos magnéticos.

Com relação aos semicondutores, o principal objetivo é a obtenção de um interruptor com características próximas às ideais (perdas nulas tanto em condução quanto durante as comutações e atuação instantânea), que possa ser utilizado em elevadas potências e elevadas freqüências.

A respeito dos elementos magnéticos, diferentes tipos de materiais estão sendo empregados com o intuito de se obter um elemento com perdas reduzidas quando submetido a elevadas freqüências e elevadas densidades de fluxo magnético.

A segunda forma de se elevar o rendimento dos conversores estáticos é concebendo-se novas topologias capazes de operar em elevadas freqüências com perdas reduzidas.

É fato que as perdas por comutação em um semicondutor são diretamente proporcionais à freqüência de operação dos mesmos, ou seja, o aumento da freqüência acarreta um aumento das perdas associadas ao semicondutor. Sendo assim, para que se obtenha elevado rendimento de uma estrutura que se utilize de dispositivos semicondutores operando em elevadas freqüências, é necessário que as perdas ocorridas durante as comutações (entrada em condução e bloqueio) dos semicondutores sejam reduzidas ou eliminadas.

Dessa forma surgem os conceitos de comutação não-dissipativa, onde, durante as comutações, as perdas de energia são reduzidas ou eliminadas, como analisado por Buchanan e Miller [2]. A partir destas topologias surgem então os conceitos de comutação com corrente nula (ZCS) e de comutação sob tensão nula (ZVS).

unesp

A redução das perdas durante as comutações propiciou então o aumento da freqüência de operação dos conversores, tendo como uma de suas conseqüências o aumento da densidade de potência extraída dos mesmos. Além da compactação do conversor, uma vez que o volume dos elementos acumuladores de energia (indutores e capacitores) é inversamente proporcional à freqüência a qual estão submetidos, a elevação da freqüência de chaveamento permite também a incorporação de elementos parasitas ao circuito e a redução de ruídos eletromagnéticos, como analisado por F. C. Lee [3] e Divan et alli [4].

Apesar das melhorias apresentadas, as técnicas de comutação não-dissipativa ainda apresentavam desvantagens em relação à técnica PWM convencional, destacando-se: modulação em freqüência e grande participação da ressonância no processo de transferência de potência da fonte para a carga. A questão da modulação em freqüência é indesejável do ponto de vista dos elementos acumuladores de energia, já que estes devem ser dimensionados para a menor freqüência de operação. Outra desvantagem deste tipo de modulação reside no fato de que os ruídos eletromagnéticos encontrar-se-ão distribuídos em um espectro de freqüência mais amplo, quando comparados aos da técnica PWM, dificultando assim a sua filtragem. Quanto aos elementos ressonantes, sua considerável participação na transferência de energia acarreta perdas por condução, fazendo com que o rendimento da estrutura seja prejudicado.

Divan e Paterson [5] apresentam então uma estrutura na qual os elementos ressonantes não participam do processo de transferência de energia. Tornou-se então possível a diminuição dos elementos reativos.

Uma nova estrutura de comutação com corrente nula (ZCS) é apresentada por Foch et alli [6]. Esta estrutura possui como particularidade uma chave auxiliar utilizada para interromper o ciclo ressonante, o que permite que a ressonância seja utilizada apenas nas comutações das chaves principal e auxiliar. A energia transferida da fonte para a carga depende do tempo de interrupção da ressonância, caracterizando assim uma modulação por largura de pulso (PWM).

Como analisado anteriormente, além da concepção de novas estruturas de comutação não-dissipativa, novos dispositivos semicondutores com diferentes características estáticas e dinâmicas têm sido desenvolvidos. Dentre estes novos dispositivos, observa-se que em aplicações acima de 1kW os IGBTs apresentam vantagens, em relação aos MOSFETs de potência, por possuírem perdas em condução muito menores, como mostrado por Rangan et alli [7]. Entretanto, os IGBTs apresentam uma "corrente de cauda" durante o seu processo de bloqueio, responsável por um atraso nesta comutação. Tal fato implica em um aumento das

unesp

perdas associadas à comutação deste semicondutor. Neste sentido, F. C. Lee et alli [8] apresentam um estudo no qual se recomenda o uso da técnica ZCS para o emprego de IGBTs.

Portanto, este capítulo apresenta uma nova célula de comutação não-dissipativa do tipo ZCS e modulação PWM aplicável a estruturas com chaves do tipo IGBT. Com base nesta nova célula obtém-se toda uma nova família de conversores CC/CC ZCS-PWM, desenvolvida através de síntese a partir das referências [1] e [9], com o objetivo de apresentar comutações não-dissipativas tanto na entrada em condução quanto no bloqueio das chaves, assim como propiciar a isolação, quando aplicada a estruturas naturalmente isoláveis (Buck-Boost, Sepic e Zeta).

2.2 – A Nova Célula ZCS-PWM

A figura 2.2 apresenta a nova célula de comutação ZCS-PWM proposta para estudo.

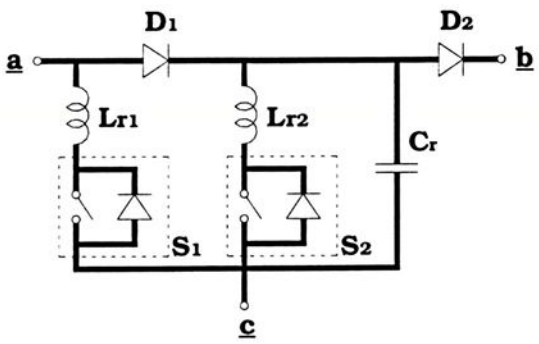


Figura 2.1 - Nova célula de comutação ZCS-PWM.

Nota-se que esta célula é formada por duas chaves bidirecionais em corrente S_1 e S_2, dois diodos em série D_1 e D_2, um capacitor ressonante C_r e dois indutores ressonantes L_{r1} e L_{r2}.

A chave principal é denotada por S_1 na figura 2.1. É esta chave a responsável pela transferência de potência para a carga.

Já a chave S_2 é chamada chave auxiliar pois sua função é a de oferecer condições para a comutação não-dissipativa com freqüência constante da chave principal.

Basicamente, a modificação realizada em relação à célula analisada na referência [1] consiste na rotação do capacitor C_r, que agora passa a ser conectado em paralelo com o ramo de L_{r2} e S_2. Apesar de parecer algo simples, tal mudança proporciona um comportamento completamente diferente quando comparada à sua antecessora, como será mostrado posteriormente, permitindo a sua aplicação na obtenção de estruturas isoláveis, do tipo Buck-Boost, Sepic e Zeta, conforme mostrado na figura 2.2.

unesp

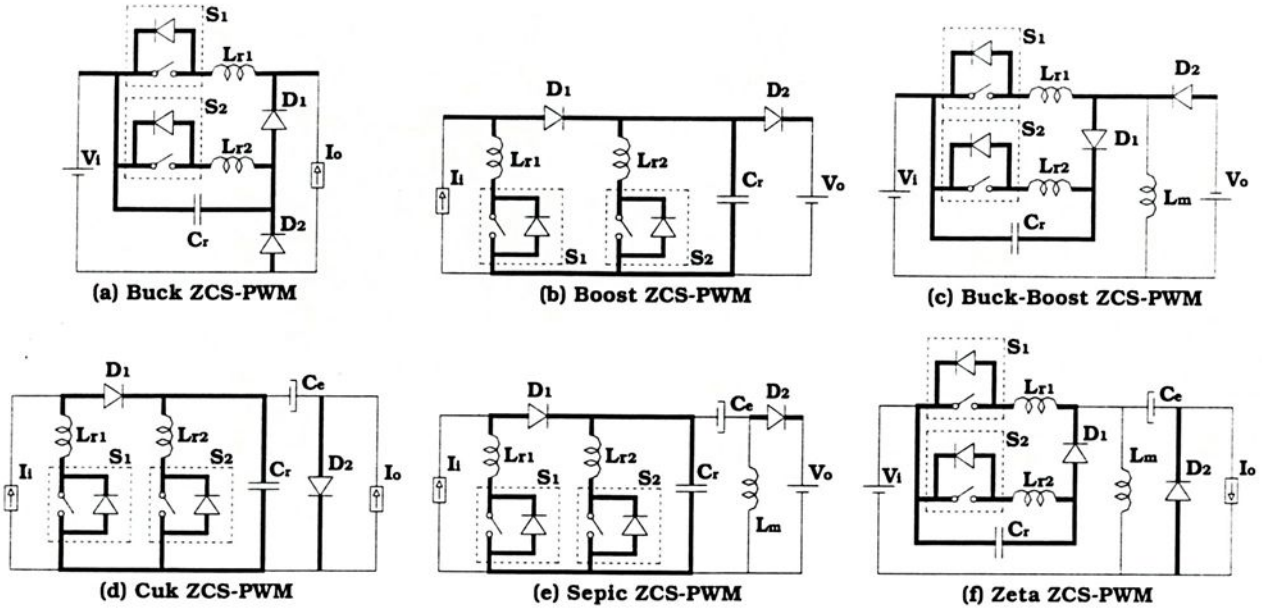


Figura 2.2 - Uma nova família de conversores CC/CC baseados na nova célula de comutação ZCS-PWM.

Como se verifica nas Figuras 2.2.c (conversor Buck-Boost), 2.2.e (conversor Sepic) e 2.2.f (conversor Zeta), é possível a isolação dos mesmos diretamente através do indutor de acumulação L_m.

2.3 – Conversor CC/CC Boost ZCS-PWM

Para se obter o conversor básico CC/CC Boost a partir desta nova célula de comutação ZCS-PWM deve-se conectar, entre os nós b e c, um elemento com características de fonte de tensão e, entre os nós a e c, um elemento com características de fonte de corrente.

A figura 2.3 ilustra a topologia do novo conversor CC/CC Boost ZCS-PWM.

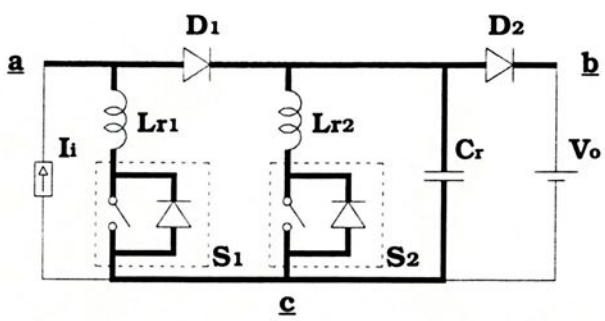


Figura 2.3 - Novo conversor CC/CC Boost ZCS-PWM.

Para uma boa compreensão do funcionamento deste novo conversor, deve-se realizar uma análise qualitativa, ou seja, de suas etapas de funcionamento, bem como o equacionamento de tais etapas, obtendo-se assim as condições de operação desta estrutura.

2.4 - Análise do Novo Conversor CC/CC Boost ZCS-PWM

Faremos a seguir a análise do novo conversor CC/CC Boost ZCS-PWM apresentado na figura 2.3, realizando uma abordagem dos fenômenos envolvidos em cada etapa de funcionamento do circuito.

As etapas de funcionamento são apresentadas na figura 2.4 e as principais formas de onda idealizadas na figura 2.5.

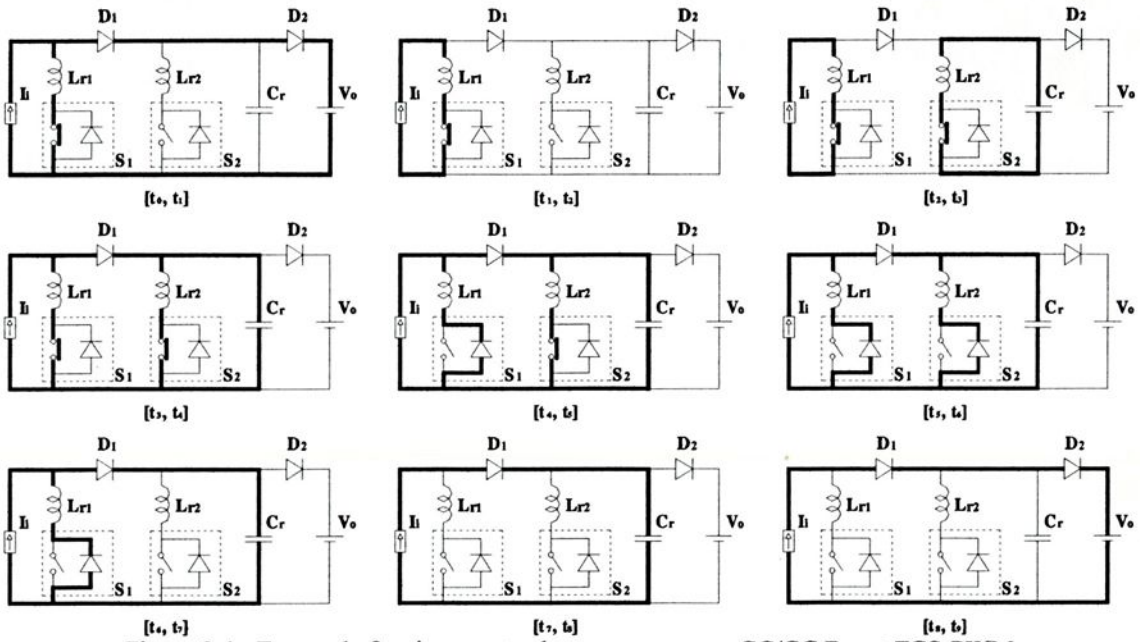


Figura 2.4 - Etapas de funcionamento do novo conversor CC/CC Boost ZCS-PWM.

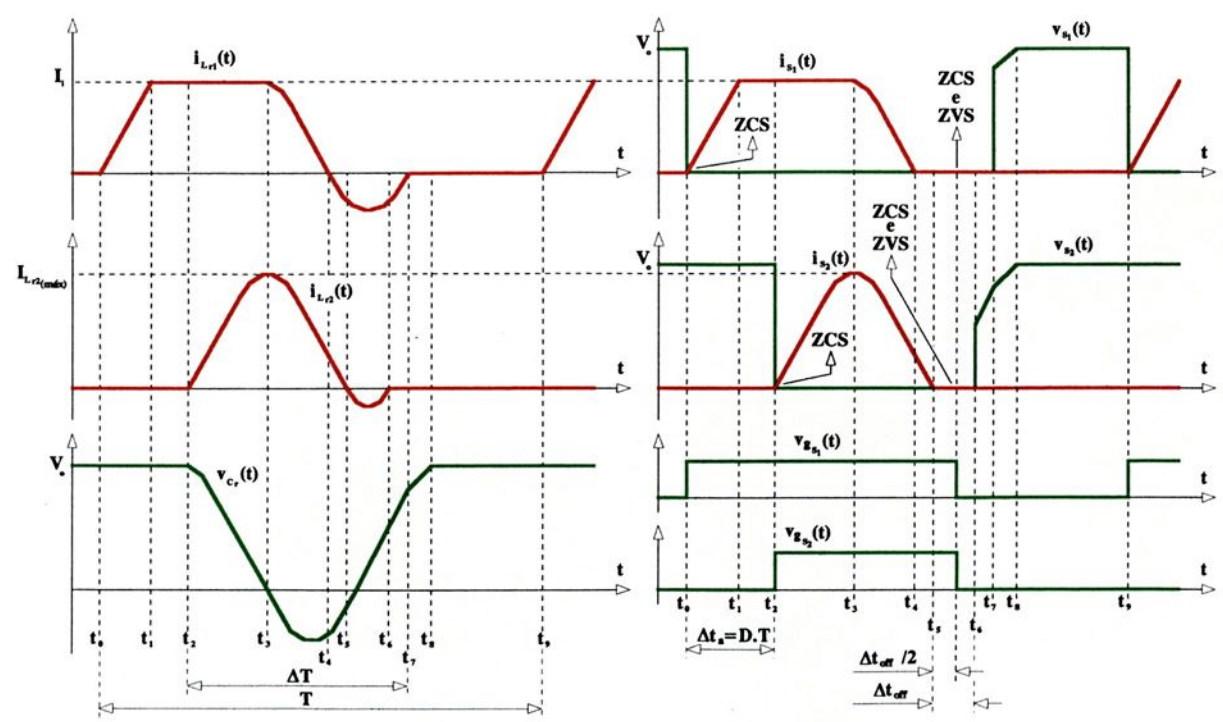


Figura 2.5 - Principais formas de onda teóricas da estrutura analisada, para um período genérico de funcionamento.

Faremos a seguir a análise de cada etapa de funcionamento, dando ênfase à exposição das variáveis de estado do circuito, a saber: correntes através dos indutores ressonantes e tensão sobre o capacitor ressonante.

Para o desenvolvimento desta análise, define-se os seguintes parâmetros:

$$\alpha = \frac{I_i}{V_o}.\sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \tag{2.1}$$

e,
$$\beta = \frac{L_{r2}}{L_{r1}} \tag{2.2}$$

2.4.1 – Etapas de Funcionamento

a) Primeira Etapa: $[t_0, t_1]$

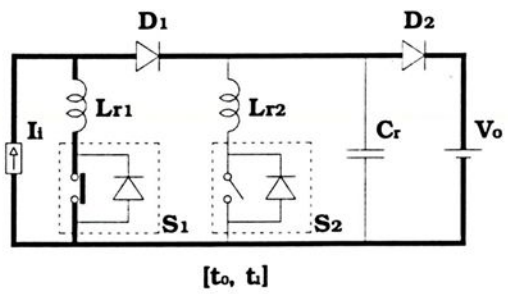


Figura 2.6 - Primeira etapa de funcionamento.

Condições iniciais:

$$\left.\begin{aligned} i_{Lr1}(t_0) &= 0 \\ i_{Lr2}(t_0) &= 0 \\ v_{Cr}(t_0) &= V_o \end{aligned}\right\} \tag{2.3}$$

Em $t = t_0$ S_1 é comandada à condução com corrente nula (comutação ZCS), basicamente devido à presença de L_{r1}.

A corrente através de L_{r1} cresce linearmente, enquanto a corrente através de L_{r2} e a tensão sobre C_r não sofrem alteração, fornecendo-nos:

$$i_{Lr1}(t) = \frac{V_o}{L_{r1}}.t \tag{2.4}$$

$$i_{Lr2}(t) = 0 \tag{2.5}$$

$$v_{Cr}(t) = V_o \tag{2.6}$$

Em $t = t_1$, o ramo que contém o indutor L_{r1} terá assumido totalmente a corrente fornecida pela fonte I_i, ou seja:

$$i_{Lr1}(t_1) = I_i \tag{2.7}$$

Dessa forma, em $t = t_1$, os diodos D_1 e D_2 bloqueiam-se, devido a anulação da corrente que fluía neste ramo.

O intervalo de tempo Δt_1, que é a duração da primeira etapa de funcionamento do conversor, é fornecido por:

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_{02}} . \frac{\alpha}{\beta} \tag{2.8}$$

sendo:
$$\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_{r2}.C_r}} \tag{2.9}$$

b) Segunda Etapa: $[t_1, t_2]$

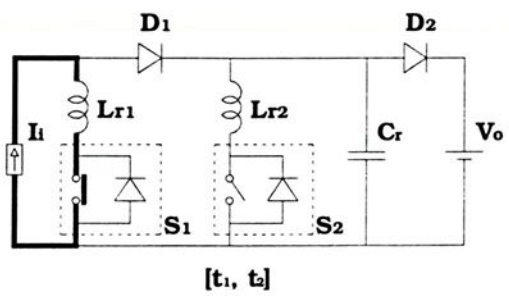


Figura 2.7 - Segunda etapa de funcionamento.

Condições iniciais:

$$\left.\begin{aligned} i_{Lr1}(t_1) &= I_i \\ i_{Lr2}(t_1) &= 0 \\ v_{Cr}(t_1) &= V_o \end{aligned}\right\} \tag{2.10}$$

Não há alteração nas variáveis de estado durante esta etapa de funcionamento. Assim sendo:

$$i_{Lr1}(t) = I_i \tag{2.11}$$

$$i_{Lr2}(t) = 0 \tag{2.12}$$

$$v_{Cr}(t) = V_o \tag{2.13}$$

Em $t=t_2$ ocorre o término desta etapa de funcionamento, com a entrada em condução da chave auxiliar S_2. O intervalo de tempo desta etapa é dado por Δt_2, como definido a seguir:

$$\Delta t_2 = D.T - \Delta t_1 \tag{2.14}$$

sendo:
$$T = \frac{1}{f_s} \tag{2.15}$$

- D: razão cíclica de comando;
- T: período de chaveamento;
- f_s: freqüência de chaveamento.

Esta é uma etapa de controle, utilizada com a finalidade de se obter uma determinada tensão regulada na carga, para certa corrente de carga. Para tanto, atua-se na razão cíclica D, mantendo-se a chave principal conduzindo mais ou menos tempo nesta segunda etapa de funcionamento.

c) Terceira Etapa: $[t_2, t_3]$

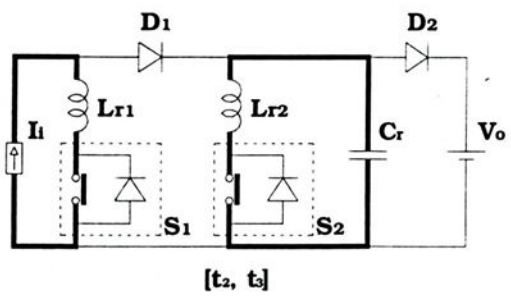


Figura 2.8 - Terceira etapa de funcionamento.

Condições iniciais:

$$\left.\begin{aligned} i_{Lr1}(t_2) &= I_i \\ i_{Lr2}(t_2) &= 0 \\ v_{Cr}(t_2) &= V_o \end{aligned}\right\} \tag{2.16}$$

No início desta etapa, em $t = t_2$, a chave S_2 é comandada para a condução com corrente nula (comutação ZCS), com a finalidade de propiciar condições de bloqueio não-dissipativo para S_1 e para si mesma.

Tem início então a ressonância entre C_r e L_{r2}. A corrente através de L_{r2} cresce senoidalmente e a tensão sobre C_r decresce cossenoidalmente, com uma freqüência angular de ressonância dada pela equação (2.17).

unesp

$$\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_{r2}.C_r}} \tag{2.17}$$

A corrente através de L_{r1} permanece constante e igual a I_i durante este intervalo.

As equações que descrevem esta etapa de funcionamento são:

$$i_{Lr1}(t) = I_i \tag{2.18}$$

$$i_{Lr2}(t) = \sqrt{\frac{C_r}{L_{r2}}}.V_o.\text{sen}(\omega_{02}.t) \tag{2.19}$$

$$v_{Cr}(t) = V_o.\cos(\omega_{02}.t) \tag{2.20}$$

Ao final desta etapa, em $t = t_3$, a tensão sobre C_r anula-se, ou seja:

$$v_{Cr}(t_3) = 0 \tag{2.21}$$

Portanto, em $t = t_3$, o diodo D_1 entra em condução com tensão nula (ZVS).

A partir das equações (2.20) e (2.21) é possível obter-se o intervalo de tempo de duração desta etapa de funcionamento:

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_{02}}.\frac{\pi}{2} \tag{2.22}$$

Levando-se (2.22) a (2.19) obtém-se o valor da corrente através de L_{r2} ao final desta etapa:

$$i_{Lr2}(t_3) = I_3 = \frac{Ii}{\alpha} \tag{2.23}$$

d) Quarta Etapa: [t_3, t_4]

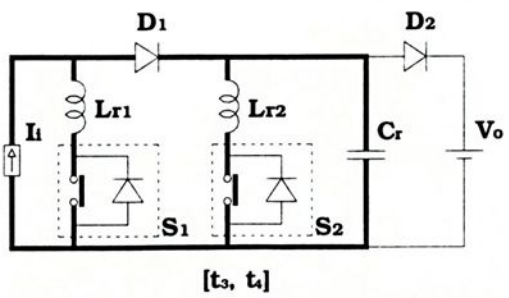


Figura 2.9 - Quarta etapa de funcionamento.

Condições iniciais:

$$\left.\begin{aligned} i_{Lr1}(t_3) &= I_i \\ i_{Lr2}(t_3) &= I_3 = \frac{I_i}{\alpha} \\ v_{Cr}(t_3) &= 0 \end{aligned}\right\} \tag{2.24}$$

Com a entrada em condução do diodo D_1, temos que as correntes que fluem através dos indutores L_{r1} e L_{r2} decrescem de forma ressonante, juntamente com a tensão sobre o capacitor C_r. A freqüência angular de ressonância vale agora:

$$\omega_{0eq} = \frac{1}{\sqrt{L_{req}.C_r}} \tag{2.25}$$

sendo:
$$L_{req} = \frac{L_{r1}.L_{r2}}{L_{r1}+L_{r2}} \tag{2.26}$$

Esta etapa é regida pelas seguintes equações:

$$i_{Lr1}(t) = \frac{I_i}{\alpha}.\left[\alpha + \frac{\beta}{1+\beta}.\left(\cos(\omega_{0eq}.t)-1\right)\right] \tag{2.27}$$

$$i_{Lr2}(t) = \frac{I_i}{\alpha}.\left[1 + \frac{1}{1+\beta}.\left(\cos(\omega_{0eq}.t)-1\right)\right] \tag{2.28}$$

$$v_{Cr}(t) = -\sqrt{\frac{L_{req}}{C_r}}.\frac{I_i}{\alpha}.\mathrm{sen}(\omega_{0eq}.t) \tag{2.29}$$

Tem-se que:

$$I_3 > I_i. \tag{2.30}$$

Assim sendo, esta etapa termina em $t = t_4$, quando:

$$i_{Lr1}(t_4) = 0 \tag{2.31}$$

e,
$$i_{Lr2}(t_4) = I_4 > 0 \tag{2.32}$$

Com base em (2.31) e (2.27) é possível obter-se o intervalo de tempo de duração da quarta etapa de funcionamento:

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_{0eq}}.\arccos\left(1-\alpha.\frac{1+\beta}{\beta}\right) \tag{2.33}$$

unesp

Para que a equação (2.33) seja satisfeita, deve-se ter:

$$\alpha < \frac{2.\beta}{(1+\beta)} \tag{2.34}$$

A corrente através de L_{r2} em $t = t_4$ é dada por:

$$i_{Lr2}(t_4) = I_4 = \frac{I_i}{\alpha}.\left(1 - \frac{\alpha}{\beta}\right) \tag{2.35}$$

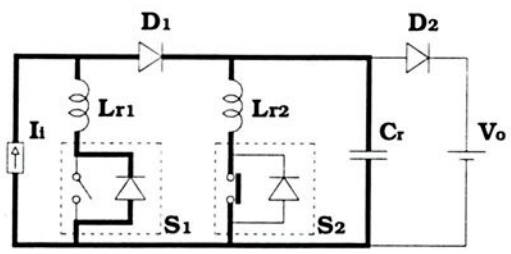
A partir das equações (2.32) e (2.35) pode-se concluir que:

$$\frac{\alpha}{\beta} < 1 \tag{2.36}$$

Quanto à tensão sobre C_r em $t = t_4$:

$$v_{Cr}(t_4) = V_4 = -\frac{1}{\beta}.V_o.\sqrt{\alpha.(2.\beta - \alpha - \alpha.\beta)} \tag{2.37}$$

e) Quinta Etapa: $[t_4, t_5]$



$[t_4, t_5]$

Figura 2.10 - Quinta etapa de funcionamento.

Condições iniciais:

$$\left.\begin{aligned} i_{Lr1}(t_4) &= 0 \\ i_{Lr2}(t_4) &= I_4 = \frac{I_i}{\alpha}.\left(1 - \frac{\alpha}{\beta}\right) \\ v_{Cr}(t_4) &= V_4 = -\frac{1}{\beta}.V_o.\sqrt{\alpha.(2.\beta - \alpha - \alpha.\beta)} \end{aligned}\right\} \tag{2.38}$$

O circuito equivalente desta etapa é idêntico ao circuito equivalente da etapa anterior, o que significa que as equações que regem esta etapa são as mesmas que regem a quarta etapa, ou seja, continuam válidas as equações (2.27), (2.28) e (2.29).

unesp

Com a inversão da corrente através de L_{r1}, tem-se a entrada em condução do diodo em anti-paralelo com a chave S_1, intrínseco à mesma.

A corrente através de L_{r2} continua a decrescer, enquanto que a tensão sobre C_r passa a aumentar. Em $t = t_5$:

$$i_{Lr2}(t_5) = 0 \tag{2.39}$$

Com base em (2.28) e (2.39) temos:

$$t_5 = \frac{1}{\omega_{0eq}}.\arccos(-\beta) \tag{2.40}$$

Como condição para que (2.40) seja satisfeita, temos:

$$\beta < 1 \tag{2.41}$$

O intervalo de tempo correspondente à duração da quinta etapa de funcionamento é dado por:

$$\Delta t_5 = t_5 - t_4 \tag{2.42}$$

O que nos fornece:

$$\Delta t_5 = \frac{1}{\omega_{0eq}}.\left[\arccos(-\beta) - \arccos\left(1 - \alpha.\frac{1+\beta}{\beta}\right)\right] \tag{2.43}$$

Dessa forma, a corrente através de L_{r1}, em $t = t_5$, é dada por:

$$i_{Lr1}(t_5) = I_5 = I_i.\left[1 - \frac{\beta}{\alpha}\right] \tag{2.44}$$

Com relação à tensão sobre o capacitor C_r, em $t = t_5$, temos:

$$v_{Cr}(t_5) = V_5 = -V_o.\sqrt{1-\beta} \tag{2.45}$$

Agora, com a anulação da corrente através de L_{r2}, em $t = t_5$, o diodo em anti-paralelo com S_2 entra em condução.

unesp

f) Sexta Etapa: [t_5, t_6]

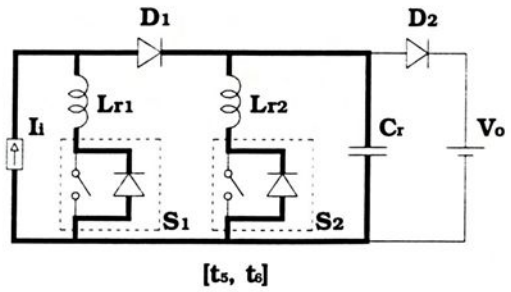


Figura 2.11 - Sexta etapa de funcionamento.

Condições iniciais:

$$\left.\begin{aligned} i_{Lr1}(t_5) &= I_5 = I_i.\left(1-\frac{\beta}{\alpha}\right) \\ i_{Lr2}(t_5) &= 0 \\ v_{Cr}(t_5) &= V_5 = -V_o.\sqrt{1-\beta} \end{aligned}\right\} \qquad (2.46)$$

A inversão da corrente que flui através de L_{r2} faz com que o diodo em anti-paralelo com a chave S_2, intrínseco à mesma, entre em condução.

Novamente, o circuito equivalente desta etapa é idêntico àquele apresentado na quarta etapa, fazendo com que as equações que regem esta etapa continuem sendo as mesmas aplicadas à quarta e à quinta etapas, ou seja, as equações (2.27), (2.28) e (2.29) continuam válidas.

As correntes i_{Lr1} e i_{Lr2}, agora circulando através dos diodos em anti-paralelo com S_1 e S_2, evoluem de forma ressonante até que, em $t = t_6$, i_{Lr2} volta a se anular, o que nos fornece:

$$\omega_{0eq}.t_5 + \omega_{0eq}.t_6 = 2.\pi \qquad (2.47)$$

Com base em (2.40) e (2.47) obtemos:

$$t_6 = \frac{1}{\omega_{0eq}}.[2.\pi - \arccos(-\beta)] \qquad (2.48)$$

Temos ainda que:

$$\Delta t_6 = t_6 - t_5 \qquad (2.49)$$

Assim, a partir de (2.40), (2.48) e (2.49):

$$\Delta t_6 = \frac{2}{\omega_{0eq}}.[\pi - \arccos(-\beta)] \qquad (2.50)$$

unesp

A corrente através de L_{r1}, em $t = t_6$, vale:

$$i_{Lr1}(t_6) = I_6 = I_i \cdot \left(1 - \frac{\beta}{\alpha}\right) \tag{2.51}$$

A tensão sobre C_r cresce de forma ressonante até atingir um valor V_6, em $t = t_6$, dado por:

$$v_{Cr}(t_6) = V_6 = V_o \cdot \sqrt{1-\beta} \tag{2.52}$$

Dessa forma, em $t = t_6$, com i_{Lr2} nula, o diodo em anti-paralelo com S_2 bloqueia-se, finalizando esta etapa de funcionamento.

g) Sétima Etapa: [t_6, t_7]

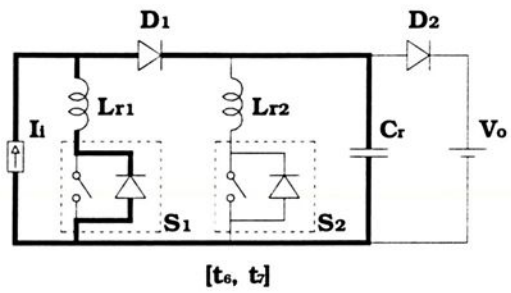


Figura 2.12 - Sétima etapa de funcionamento.

Condições iniciais:

$$\left.\begin{aligned} i_{Lr1}(t_6) &= I_6 = I_i \cdot \left(1 - \frac{\beta}{\alpha}\right) \\ i_{Lr2}(t_6) &= 0 \\ v_{Cr}(t_6) &= V_6 = V_o \cdot \sqrt{1-\beta} \end{aligned}\right\} \tag{2.53}$$

A corrente i_{Lr1} continua a evoluir de forma ressonante, agora com uma freqüência angular dada por:

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_{r1} \cdot C_r}} \tag{2.54}$$

Em $t = t_7$ a corrente i_{Lr1} se anula, levando o diodo em anti-paralelo com S_1 ao bloqueio.

As equações que descrevem o funcionamento desta etapa são as seguintes:

$$i_{Lr1}(t) = \frac{I_i}{\alpha}.[\sqrt{\beta.(1-\beta)}.\text{sen}(\omega_{01}.t) - \beta.\cos(\omega_{01}.t) + \alpha] \quad (2.55)$$

$$i_{Lr2}(t) = 0 \quad (2.56)$$

$$v_{Cr}(t) = V_o.[\sqrt{1-\beta}.\cos(\omega_{01}.t) + \sqrt{\beta}.\text{sen}(\omega_{01}.t)] \quad (2.57)$$

Em $t = t_7$ a corrente através de L_{r1} torna-se nula, o que nos fornece:

$$\Delta t_7 = \frac{1}{\omega_{01}}.\text{arcsen}\left(\sqrt{\beta-\alpha^2} - \alpha\sqrt{\frac{1-\beta}{\beta}}\right) \quad (2.58)$$

A tensão sobre o capacitor C_r, em $t = t_7$, é dada por

$$v_{Cr}(t_7) = V_7 = V_o.[\sqrt{1-\beta}.\cos(\omega_{01}.\Delta t_7) + \sqrt{\beta}.\text{sen}(\omega_{01}.\Delta t_7)] \quad (2.59)$$

h) Oitava Etapa: $[t_7, t_8]$

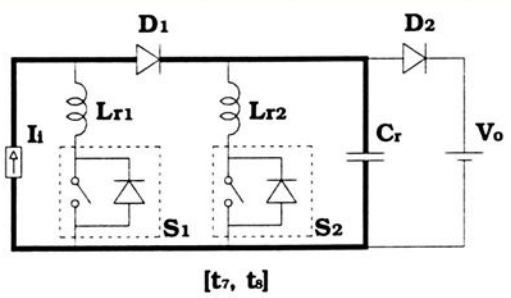


Figura 2.13 - Oitava etapa de funcionamento

Condições iniciais:

$$\left.\begin{aligned} &i_{Lr1}(t_7) = 0 \\ &i_{Lr2}(t_7) = 0 \\ &v_{Cr}(t_7) = V_7 = V_o.[\sqrt{1-\beta}.\cos(\omega_{01}.\Delta t_7) + \sqrt{\beta}.\text{sen}(\omega_{01}.\Delta t_7)] \end{aligned}\right\} \quad (2.60)$$

Com o bloqueio do diodo em anti-paralelo com S_1, a corrente através de D_1 passa a ser constante e igual a I_i.

O capacitor C_r é carregado com corrente constante, de valor I_i, o que faz com que a evolução de v_{Cr} seja linear.

unesp

O comportamento das variáveis de estado, durante esta etapa é descrito pelas seguintes expressões:

$$i_{Lr1}(t) = 0 \tag{2.61}$$

$$i_{Lr2}(t) = 0 \tag{2.62}$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{I_i}{C_r}.t + V_7 \tag{2.63}$$

Em $t = t_8$ D_2 entra em condução, com tensão nula (ZVS), uma vez que:

$$v_{Cr}(t_8) = V_o \tag{2.64}$$

A partir de (2.63) e (2.64) obtemos:

$$\Delta t_8 = \frac{1}{\omega_{02}}.\frac{1}{\alpha}.[1 - \sqrt{1-\beta}.\cos(\omega_{01}.\Delta t_7) - \sqrt{\beta}.\mathrm{sen}(\omega_{01}.\Delta t_7)] \tag{2.65}$$

i) Nona Etapa: [t_8, t_9]

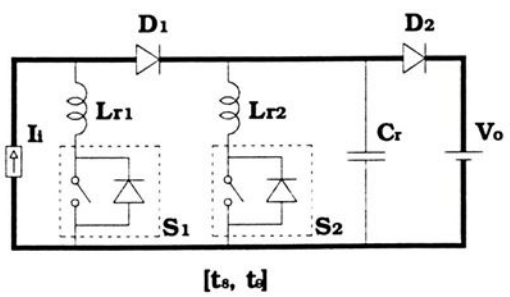


Figura 2.14 - Nona etapa de funcionamento.

Condições iniciais:

$$\left.\begin{aligned} i_{Lr1}(t_8) &= 0 \\ i_{Lr2}(t_8) &= 0 \\ v_{Cr}(t_8) &= V_o \end{aligned}\right\} \tag{2.66}$$

Esta etapa dura até que S_1 seja novamente comandada à condução, de forma ZCS.

Com o controle deste intervalo de tempo através do controle do intervalo de condução de S_1, controla-se o fluxo de potência para a carga.

Não há alterações nas variáveis de estado no decorrer desta etapa, o que nos fornece:

$$i_{Lr1}(t) = 0 \tag{2.67}$$

$$i_{Lr2}(t) = 0 \tag{2.68}$$

$$v_{Cr}(t) = V_o \tag{2.69}$$

Ao final desta etapa, tem início novamente todo o ciclo de etapas de funcionamento descrito.

A duração desta etapa é determinada pela equação (2.70):

$$\Delta t_9 = T - \left(\sum_{i=1}^{8} \Delta t_i \right) \tag{2.70}$$

O que nos fornece:

$$\Delta t_9 = T.(1-D) - \frac{1}{\omega_{02}} . \left\{ \frac{1}{\alpha} + A - B + \frac{\omega_{01}.\Delta t_7}{\sqrt{\beta}} \right\} \tag{2.71}$$

sendo:

$$A = \frac{\pi}{2} + \frac{[2.\pi - \arccos(-\beta)]}{\sqrt{1+\beta}} \tag{2.72}$$

$$B = \frac{1}{\alpha} . \left[\sqrt{\beta}.\text{sen}(\omega_{01}.\Delta t_7) + \sqrt{1-\beta}.\cos(\omega_{01}.\Delta t_7) \right] \tag{2.73}$$

2.4.2 – Condições Necessárias para Comutação ZCS

Como visto durante o desenvolvimento da análise do novo conversor Boost CC/CC ZCS-PWM, é necessário que se atenda às inequações (2.36) e (2.41) para se obter a comutação não-dissipativa do tipo ZCS em ambas as chaves. Caso tais condições não sejam atendidas, as etapas de funcionamento não se darão da forma descrita.

Como mostrado na figura 2.5, o intervalo de tempo (Δt_{off}) destinado ao bloqueio simultâneo dos interruptores é dado por:

$$\Delta t_{off} = \Delta t_6 \tag{2.74}$$

Dessa forma, os intervalos de tempo referentes ao controle das chaves principal (S_1) e auxiliar (S_2) são obtidos a partir das equações (2.75) e (2.76), respectivamente.

unesp

$$\Delta t_{S1} = \sum_{i=1}^{6} \Delta t_i - \frac{\Delta t_{off}}{2} \tag{2.75}$$

$$\Delta t_{S2} = \sum_{i=3}^{6} \Delta t_i - \frac{\Delta t_{off}}{2} \tag{2.76}$$

O que nos fornece:

$$\Delta t_{S1} = D.T + \frac{1}{\omega_{02}}.\left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{\sqrt{1+\beta}}\right] \tag{2.77}$$

$$\Delta t_{S2} = \frac{1}{\omega_{02}}.\left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{\sqrt{1+\beta}}\right] \tag{2.78}$$

Para que todas as etapas de funcionamento descritas anteriormente ocorram, tem-se que garantir a existência da nona etapa, ou seja:

$$\Delta t_9 > 0 \tag{2.79}$$

Dessa forma, com o intuito de se reduzir a influência dos parâmetros ressonantes na característica de ganho estático, obtém-se mais uma condição de operação, como segue:

$$\omega_{02} > \frac{\left(\frac{1}{\alpha} + A - B + \frac{\omega_{01}.\Delta t_7}{\sqrt{\beta}}\right)}{(1-D).T} \tag{2.80}$$

2.4.3 – Ganho Estático

A razão de conversão estática deste conversor, também denominada ganho estático (q), é definida pela equação (2.81), como segue:

$$q = \frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} \tag{2.81}$$

sendo: V_i o valor médio da tensão de entrada;

V_o o valor médio da tensão sobre a carga;

I_i o valor médio da corrente de entrada;

I_o o valor médio da corrente através da carga.

unesp

A corrente média através da carga é obtida a partir da equação (2.82):

$$I_o = \frac{1}{T}.\left[\int_0^{\Delta t_1}\left(I_i - i_{Lr1}(t)\right)dt + \int_0^{\Delta t_9} I_i\,dt\right] \tag{2.82}$$

O que nos fornece:

$$I_o = I_i.\left\{(1-D) - \frac{f_s}{\omega_{02}}.\left[\frac{2.\beta-\alpha^2}{2.\alpha.\beta} + A - B + \frac{\omega_{01}.\Delta t_7}{\sqrt{\beta}}\right]\right\} \tag{2.83}$$

Tendo-se que:

$$\omega_{02} = 2.\pi.f_{02} \tag{2.84}$$

sendo: f_{02} a freqüência de ressonância entre os elementos L_{r_2} e C_r.

Dessa forma, a partir de (2.81), (2.83) e (2.84), obtemos:

$$q = \frac{1}{1 - G(\alpha,\beta,f,D)} \tag{2.85}$$

sendo: $$G(\alpha,\beta,f,D) = D + \frac{f}{2.\pi}.\left[\frac{2.\beta-\alpha^2}{2.\alpha.\beta} + A - B + \frac{\omega_{01}.\Delta t_7}{\sqrt{\beta}}\right] \tag{2.86}$$

e: $$f = \frac{f_s}{f_{02}} \tag{2.87}$$

A figura 2.15 ilustra alguns ábacos do ganho estático (q) para diferentes valores de β e f, em função de valores de α e D para o novo conversor Boost CC/CC ZCS-PWM.

unesp

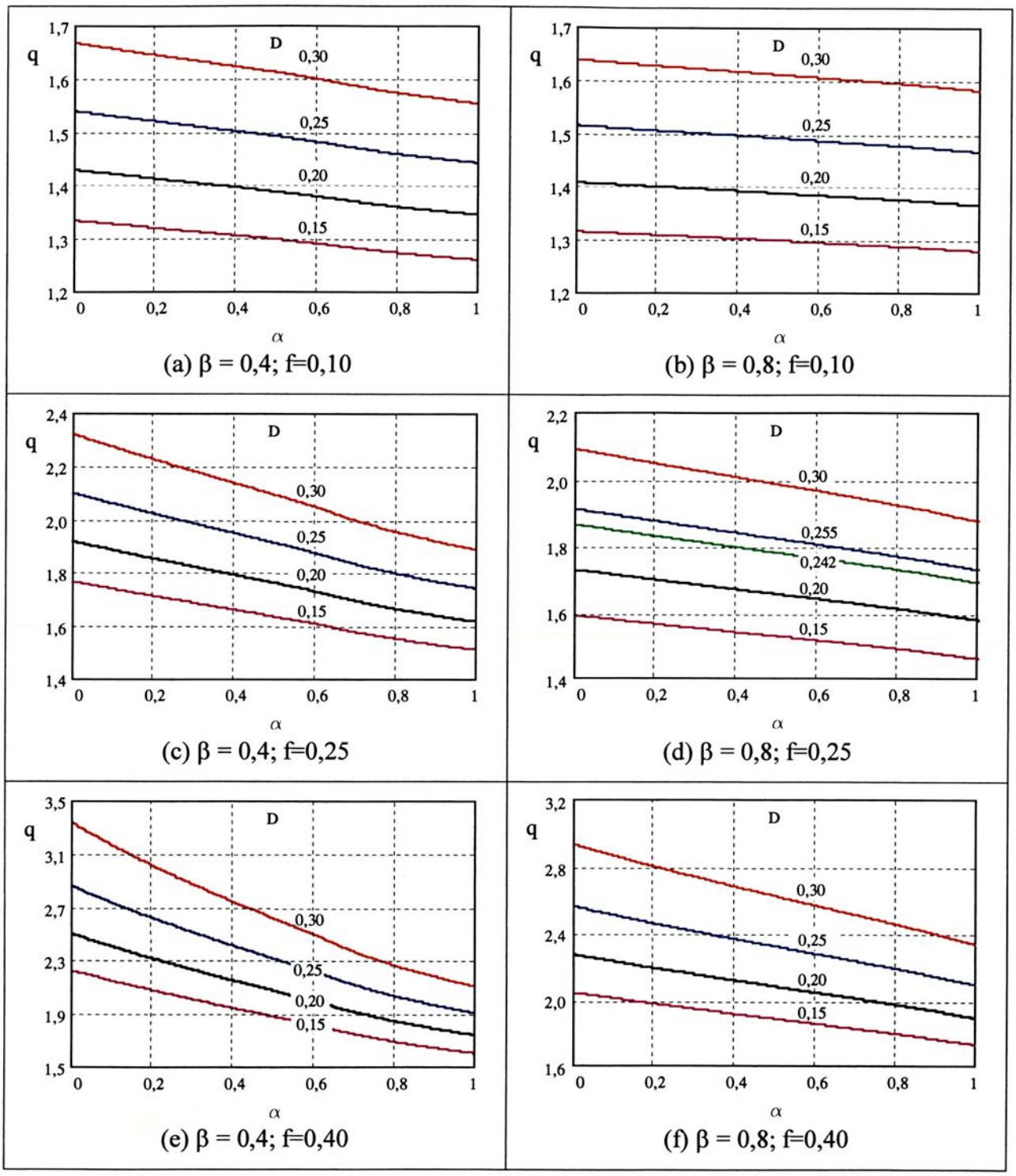


Figura 2.15 – Ganho estático do novo conversor Boost CC/CC ZCS-PWM.

Da análise dos resultados apresentados na figura 2.15, verifica-se a influência dos parâmetros β e f nas características estáticas do conversor em análise.

Para valores de β próximos da unidade, a regulação de tensão do conversor melhora (menores variações da tensão de saída em função da variação da corrente de carga).

Em relação ao parâmetro f, seu aumento promove uma piora da regulação de tensão (maiores variações da tensão de saída em função da variação da corrente de carga), além de tornar as características "não-lineares", mostrando a influência dos parâmetros ressonantes.

Observa-se entretanto que elevados valores de β (próximos à unidade) significam aumento do volume de magnéticos (L_{r1} e L_{r2}), assim como reduzidos valores para f significam maiores freqüências de ressonância e possibilidade de interferências eletromagnéticas.

2.5 – Exemplo e Metodologia de Projeto

De posse do equacionamento matemático de todas as etapas de funcionamento da estrutura em estudo é possível formular uma metodologia de projeto detalhada para a obtenção do novo conversor Boost CC/CC ZCS-PWM.

Para exemplificar o funcionamento deste novo conversor, especifica-se os seguintes dados de projeto:

$V_i = 220V$

$V_o = 400V$

$P_o = 1600W$

$f_s = 20kHz$

$\eta\% = 95\%$ (rendimento mínimo adotado)

Deve-se inicialmente obter o valor da corrente de entrada I_i, a partir da seguinte equação (2.88), como segue:

$$I_i = \frac{P_o}{\eta\%.V_i}.100 = 7,66A \qquad (2.88)$$

É com base nas equações (2.1), (2.2), (2.9) e (2.84) que poderemos obter os valores dos elementos ressonantes do circuito, a saber, L_{r1}, L_{r2} e C_r. Para utilizarmos tais equações, deve-se adotar valores para os parâmetros α e β de tal maneira que atendam às inequações (2.36) e (2.41). Deve-se ainda adotar um valor para f, o que nos permitirá encontrar ω_{02}, possibilitando a seguir, a obtenção de todos os parâmetros ressonantes. Assim sendo, adota-se:

$\beta = 0,8$; $\alpha = 0,4$ e $f = 0,25$

unesp

Manipulando-se as equações de α, β e ω_{02}, fazendo uso dos valores adotados para tais parâmetros, chegaremos aos seguintes valores para os elementos ressonantes:

$L_{r1} = 56{,}78\mu H$

$L_{r2} = 43{,}45\mu H$

$C_r = 94nF$

O indutor Boost é calculado através da equação (2.89), como mostrado a seguir:

$$L_b = \frac{V_i.D}{\Delta I_{L\,b\,máx}.f_s} \tag{2.89}$$

Com o intuito de se encontrar o valor da razão cíclica de controle (D), calcula-se o ganho estático (q) da estrutura, a partir da equação (2.81), o que nos fornece:

$q = 1{,}818$

De posse dos valores de α e q e com base nos ábacos da figura 2.16, determina-se o valor da razão cíclica de controle (D):

$D = 0{,}242$

Então, adotando-se:

$$\Delta I_{L\,b\,máx} = 0{,}15.I_i \tag{2.90}$$

Teremos:

$L_b = 2{,}38mH$

O filtro capacitivo do conversor é obtido através da equação (2.91), como segue:

$$C_o \geq \frac{P_o}{2.\pi.f_s.I_o.\Delta V_o} \tag{2.91}$$

Adotando-se:

$$\Delta V_o = 0{,}02.V_o \tag{2.92}$$

E tendo-se que:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 4A \qquad (2.93)$$

Obteremos:

$$C_o \geq 397{,}89\ \mu F$$

Assim sendo, para a simulação adota-se:

$$L_b = 2{,}4\ mH$$

$$C_o = 680\ \mu F$$

A resistência de carga nominal é dada por:

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = 100\Omega \qquad (2.94)$$

Os tempos de condução das chaves principal e auxiliar são obtidos a partir das equações (2.77) e (2.78), o que resulta em:

$$\Delta t_{S1} = 21{,}483\mu s$$

$$\Delta t_{S2} = 7{,}953\mu s$$

O tempo de atraso (Δt_a) do disparo do interruptor auxiliar, em relação ao disparo do interruptor principal, é obtido através da equação (2.95), como segue:

$$\Delta t_a = D.T = 12{,}574\mu s \qquad (2.95)$$

Após a obtenção de todos os parâmetros do circuito do novo conversor Boost CC/CC ZCS-PWM é possível realizar-se uma simulação do mesmo, visando a verificação da validade da análise até aqui desenvolvida.

2.5.1 - Principais Formas de Onda obtidas através de Simulações

Apresenta-se a seguir as principais formas de onda do conversor CC/CC Boost ZCS-PWM, obtidas através de simulações.

unesp

O circuito analisado é ilustrado na figura 2.16.

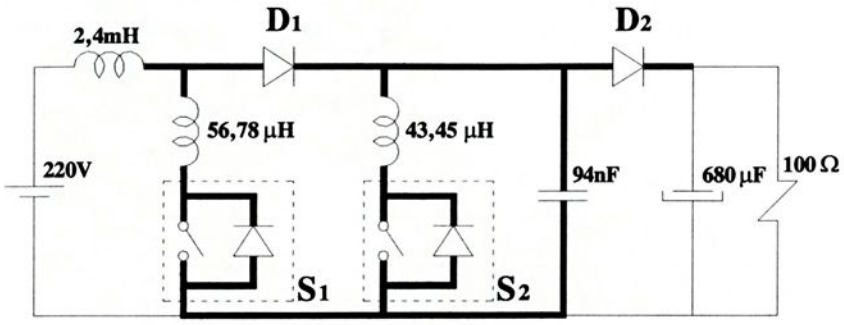


Figura 2.16 - Diagrama esquemático do circuito simulado

A figura 2.17 apresenta a forma de onda da tensão sobre o capacitor ressonante C_r, para um período de chaveamento.

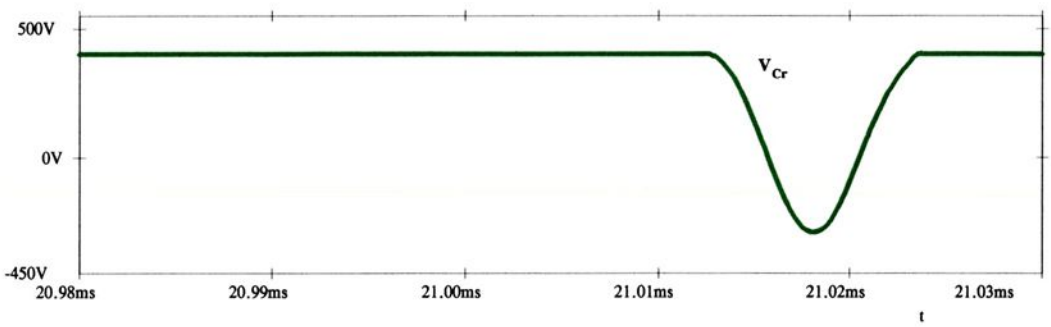


Figura 2.17 - Tensão sobre o capacitor de ressonância C_r.

A figura 2.18 apresenta a forma de onda da corrente através do indutor ressonante L_{r1} bem como um detalhe das comutações ocorridas na chave S_1.

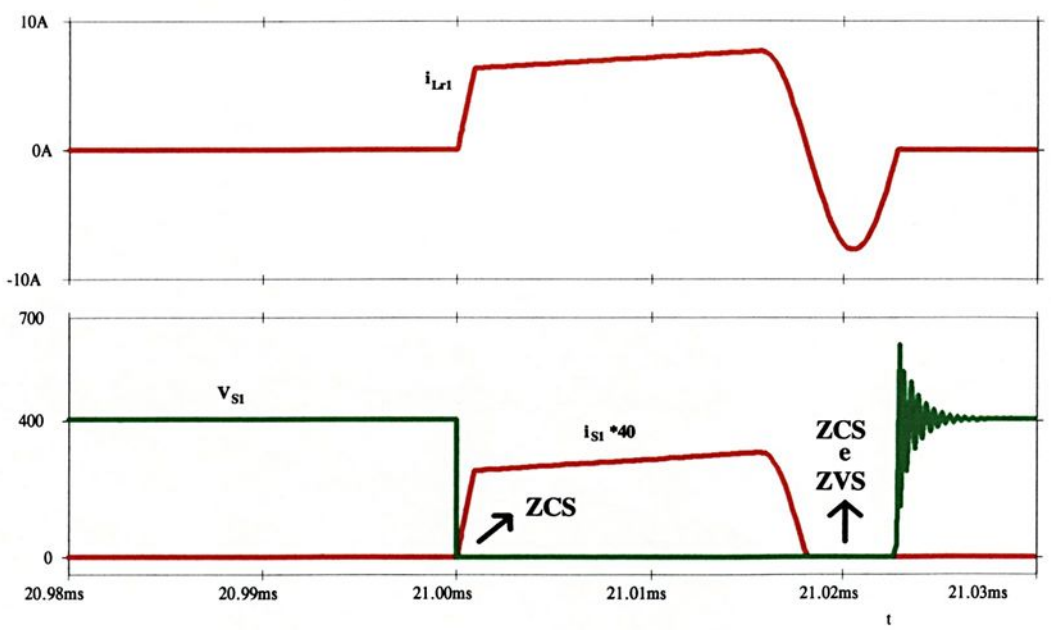


Figura 2.18 - Corrente através do indutor de ressonância L_{r1}, tensão e corrente através da chave S_1.

Observa-se na figura 2.18 que, na entrada em condução, a corrente através da chave S_1 cresce, partindo de zero, com uma determinada derivada, devido à presença do indutor ressonante L_{r1} associado em série com a chave S_1. Dessa forma, a tensão sobre S_1 torna-se nula antes que a corrente através de si passe a fluir, caracterizando então uma entrada em condução com corrente nula (ZCS).

Ainda com base na figura 2.18 nota-se que o bloqueio de S_1 ocorre com corrente e tensão nulas (ZCZVS, do inglês, *Zero-Current-Zero-Voltage Switching*). Tal fato só é possível devido à presença do diodo em anti-paralelo com S_1, que, quando da inversão da corrente através do indutor ressonante L_{r1}, se encarrega de assumir esta parcela de corrente, fazendo com que a corrente e a tensão através da chave S_1 sejam nulas, o que possibilita o bloqueio da mesma de forma não-dissipativa.

Na figura 2.19 apresenta-se a forma de onda da corrente através do indutor ressonante L_{r2} e um detalhe das comutações ocorridas em S_2.

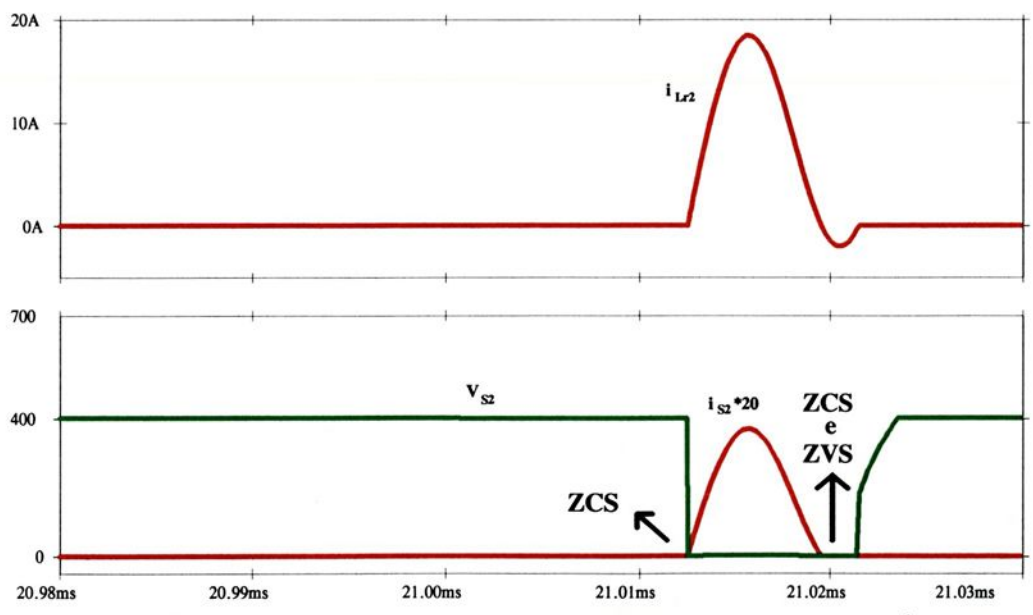


Figura 2.19 - Corrente através do indutor de ressonância L_{r2}, tensão e corrente através do interruptor S_2.

A análise desenvolvida para a chave S_2 segue os mesmos moldes daquela apresentada para a chave S_1.

Assim sendo, a entrada em condução de S_2 se dá de forma ZCS, devido a sua associação em série com o indutor L_{r2}.

O bloqueio de S_2 ocorre de forma ZCZVS pois, como analisado para S_1, o diodo em anti-paralelo com S_2 tem a incumbência de conduzir a parcela negativa da corrente que flui através deste ramo, fazendo com que a tensão e a corrente através de S_2 tornem-se nulas.

unesp

As figuras 2.20 e 2.21 mostram detalhes das comutações dos diodos D_1 e D_2.

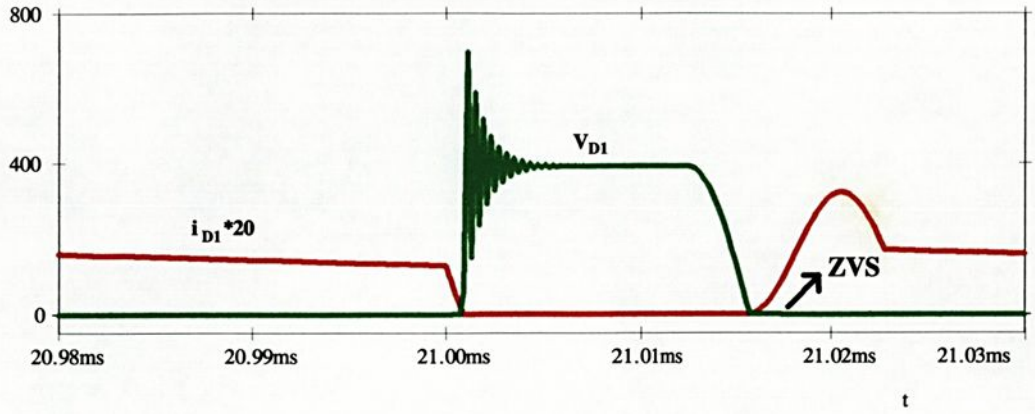


Figura 2.20 – Tensão e corrente através de D_1.

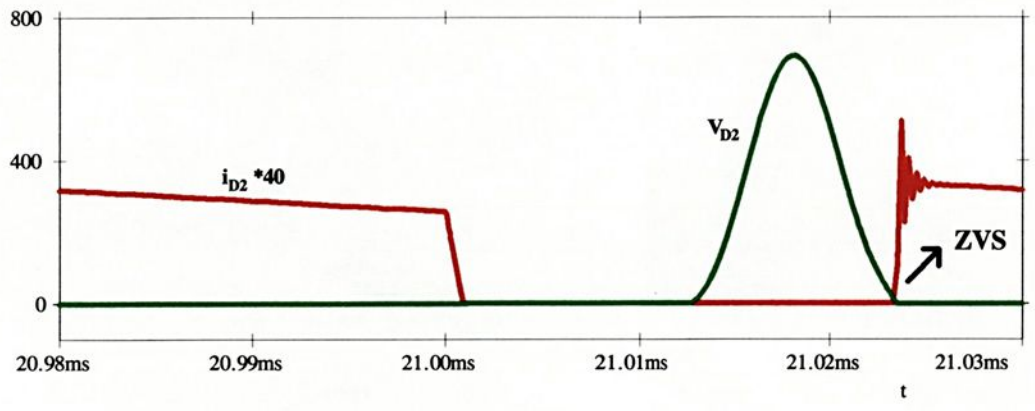


Figura 2.21 – Tensão e corrente através de D_2.

Analisando-se a figura 2.20, observa-se que a entrada em condução do diodo D_1 ocorre de forma não-dissipativa, com tensão nula (ZVS), reduzindo assim as perdas associadas a este componente.

Com relação ao seu bloqueio, nota-se que a corrente através de D_1 extingue-se imediatamente após tornar-se nula. Isto significa que não existe a presença de efeitos de recuperação reversa de D_1 sobre as chaves S_1 e S_2.

A partir da figura 2.21 realiza-se para D_2 uma análise similar àquela apresentada para D_1.

Então, de forma análoga a D_1, a entrada em condução de D_2 se dá de forma ZVS e seu bloqueio não apresenta efeitos de recuperação reversa sobre as chaves S_1 e S_2.

A ausência de efeitos de recuperação reversa dos diodos D_1 e D_2 é um fato bastante relevante, uma vez que tais efeitos, caso existissem, seriam refletidos sobre as chaves S_1 e S_2 na forma de esforços adicionais de tensão.

unesp

A figura 2.22 apresenta as curvas de potência de saída e de tensão de saída do novo conversor Boost ZCS-PWM, para carga nominal.

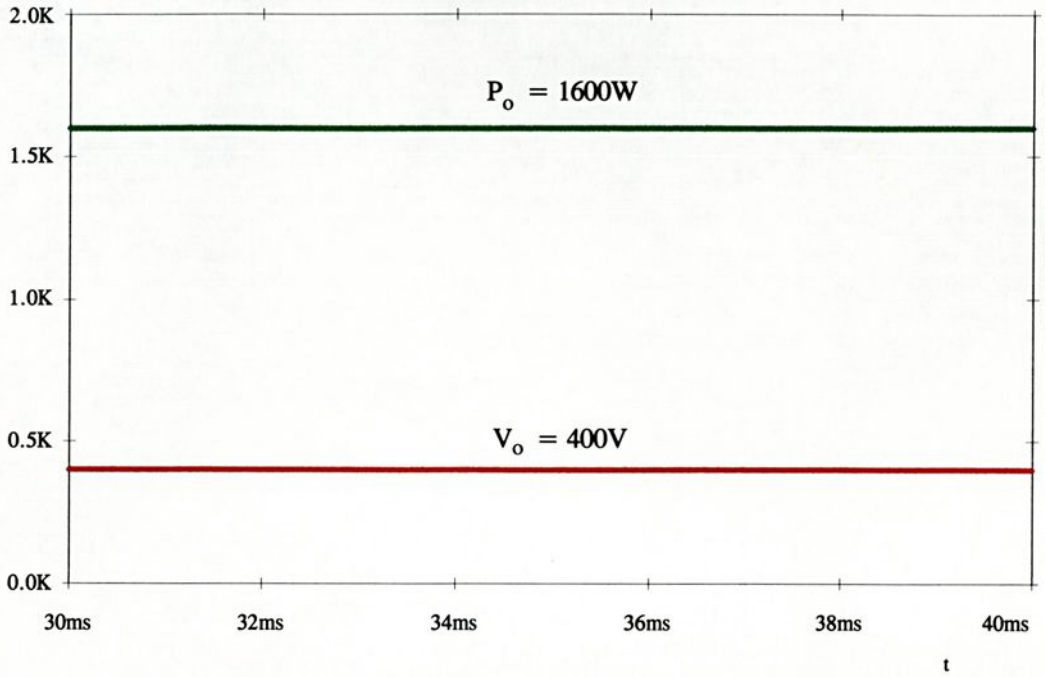


Figura 2.22 - Potência de saída (P_o) e tensão de saída (V_o), para carga nominal.

Observa-se na figura 2.22 que os valores de potência de saída e tensão de saída estão em conformidade com os dados especificados no projeto, para carga nominal.

2.5.2 - Listagem do Programa utilizado para a Simulação no PSpice 4.02

Novo Conversor CC/CC Boost ZCS-PWM

```
* Conversor Boost
Vin 1 0 220
L 1 2 2.4mH ic=7.65
D1 2 3 diodo
DsS1 2a 2b diodo
S1 2b 0 2S1 0 chave
DpS1 0 2a diodo
D2 3 4 diodo
S2 3b 0 3S2 0 chave
DsS2 3a 3b diodo
DpS2 0 3a diodo
Ro 4 0 100
Co 4 0 680uF ic=400
* Elementos Ressonantes
Lr1 2 2a 56.78uH
Lr2 3 3a 43.45uH
Cr 3 0 94nF ic=400
```

```
* Comando das Chaves
VS1 2S1 0 pulse(0 5 0 .01u .01u
+ 20.527u 50u)
VS2 3S2 0 pulse(0 5 12.5738u .01u
+ .01u 7.953u 50u)


.model diodo d(rs=0 tt=0 cjo=0 vj=.01)
.model chave vswitch(ron=.2 roff=.2e6
+ von=4 voff=2)
.lib
.tran 0.2u 40m 20m .2u uic; *ipsp*
.probe
.options itl4=100 itl5=0 abstol=1u
+ vntol=1m reltol=1e-2; *ipsp*
.end
```

2.6 – Dimensionamento e Especificação dos Componentes do Novo Conversor CC/CC Boost ZCS-PWM

Após a prévia determinação dos esforços aos quais está submetido o conversor Boost CC/CC ZCS-PWM a partir de resultados de simulação, faz-se agora a implementação prática de um protótipo laboratorial, objetivando-se a confirmação experimental da teoria até aqui desenvolvida. Deve-se então realizar o dimensionamento e especificação dos componentes do circuito de potência.

Os indutores serão dimensionados de acordo com o valor da indutância especificada no projeto e os valores eficazes e de pico das correntes que fluem através de si, obtidos por simulação.

A saber, os elementos a serem dimensionados para a obtenção dos indutores são:

a) Núcleo; determinado com o auxílio de catálogos de ferrite e a partir do uso da expressão (2.96), como segue:

$$A_e.A_w = \frac{L.I_{p(L)}.I_{ef(L)}.10^4}{0{,}7.B_{máx}.J_{máx}} \quad [cm^4] \qquad (2.96)$$

sendo: A_e a área efetiva da perna central;

A_w a área da janela destinada aos enrolamentos;

L o valor da indutância;

$I_{p(L)}$ o valor de pico da corrente que passa através do indutor;

$I_{ef(L)}$ o valor eficaz da corrente que passa através do indutor;

$B_{máx}$ o valor da máxima densidade de fluxo magnético;

$J_{máx}$ o valor da máxima densidade de corrente.

b) Número de espiras (N); calculado a partir da equação (2.97):

$$N_{(L)} = \frac{L.I_{p(L)}.10^4}{B_{máx}.A_e} \quad [espiras] \qquad (2.97)$$

c) Entreferro (l_g); dado pela equação (2.98):

$$l_{g(L)} = \frac{N^2.\mu_0.A_e.10^{-2}}{L} \quad [cm] \qquad (2.98)$$

sendo: μ_0 a constante de permeabilidade magnética do ar.

d) Bitola do fio (S_{cu}); obtida utilizando-se catálogos e a equação (2.99):

$$S_{cu(L)} = \frac{I_{ef(L)}}{J_{máx}} \quad [cm^2] \qquad (2.99)$$



Adotaremos para o projeto os seguintes valores (considerando-se ferrite IP12):

$B_{máx} = 0,3T$

$J_{máx} = 450\ A/cm^2$

Os interruptores comandados, diodos e capacitores envolvidos no circuito de potência serão especificados de acordo com os esforços aos quais estão submetidos. Tais esforços são obtidos através de simulação.

2.6.1 – Indutor Boost L_b

$L_b = 2,4mH$

$I_{p(Lb)} = 8,55A$

$I_{ef(Lb)} = 7,46A$

De acordo com a equação (2.96):

$A_e.A_{w(Lb)} = 16,20cm^4$

Adota-se então um núcleo EE 65/39 (Thornton); $A_e = 7,98cm^2$, $A_w = 5,60cm^2$.

A partir da equação (2.97) obtém-se:

$N_{(Lb)} = 85$ espiras.

Com base na expressão (2.98):

$l_{g(Lb)} = 0,31cm.$

Utilizando-se a equação (2.99):

$S_{cu(Lb)} = 0,017cm^2.$

Adota-se então um fio 14 AWG.

2.6.2 – Indutor Ressonante L_{r1}

$L_{r1} = 56,78\mu H$

$I_{p(Lr1)} = 7,82A$

$I_{ef(Lr1)} = 4,39A$

A especificação deste indutor se dá de forma idêntica à especificação do indutor Boost, apresentada no item 2.6.1. Assim sendo:

$A_e.A_{w(Lr1)} = 0,206cm^4.$

Adota-se então um núcleo EE 30/14 (Thornton); $A_e = 1,2cm^2$, $A_w = 0,85cm^2$.



$N_{(Lr1)} = 12$ espiras

$l_{g(Lr1)} = 0{,}04$cm.

$S_{cu(Lr1)} = 0{,}010\text{cm}^2$

Adota-se então um fio 16 AWG.

2.6.3 – Indutor Ressonante L_{r2}

$L_{r2} = 45{,}43\mu$H

$I_{p(Lr2)} = 18{,}51$A

$I_{ef(Lr2)} = 4{,}74$A

A especificação deste indutor também se dá de forma idêntica à especificação do indutor Boost, apresentada no item 2.6.1. Dessa forma:

$A_e.A_{w(Lr2)} = 0{,}422\text{cm}^4$.

Adota-se então um núcleo EE 30/14 (Thornton); $A_e = 1{,}2\text{cm}^2$, $A_w = 0{,}85\text{cm}^2$.

$N_{(Lr2)} = 23$ espiras

$l_{g(Lr2)} = 0{,}18$cm

$S_{cu(Lr2)} = 0{,}011\text{cm}^2$

Adota-se então um fio 16 AWG.

2.6.4 – Capacitor Ressonante C_r

$C_r = 94$nF

$V_{p(Cr)} = 402{,}66$V

Adota-se dois capacitores de 47nF / 1,6kV em paralelo.

2.6.5 – Capacitor de Saída C_o

$C_o = 680\mu$F

$V_{p(Co)} = 401{,}78$V

Adota-se o seguinte arranjo:

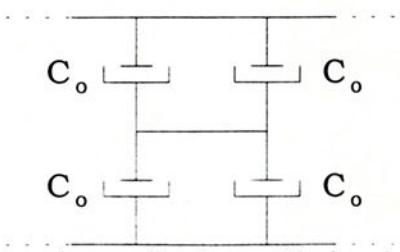


Figura 2.23 – Arranjo de capacitores utilizado na saída do pré-condicionador retificador.

sendo: $C_o = 680\mu$F / 250V.

2.6.6 – Diodos D_1 e D_2

D_1:	D_2:
$V_{D1p} = 633,75V$ $I_{D1p} = 16,31A$ $I_{D1m} = 5,54A$ $I_{D1ef} = 7,01A$	$V_{D2p} = 694,06V$ $I_{D2p} = 13,06A$ $I_{D2m} = 4,02A$ $I_{D2ef} = 5,48A$
Adota-se o diodo MUR8100.	Adota-se o diodo MUR8100.

2.6.7 – Chaves Comandadas S_1 e S_2

S_1:	S_2:
$V_{S1p} = 409,27V$ $I_{S1p} = 7,68A$ $I_{S1m} = 2,38A$ $I_{S1ef} = 4,05A$ $f_s = 20kHz$	$V_{S2p} = 412,67V$ $I_{S2p} = 18,51A$ $I_{S2m} = 1,55A$ $I_{S2ef} = 4,70A$ $f_s = 20kHz$
Adota-se a chave IGBT IRG4PH50UD.	Adota-se a chave IGBT IRG4PC50UD.

A figura 2.24 apresenta o novo conversor CC/CC Boost ZCS-PWM implementado.

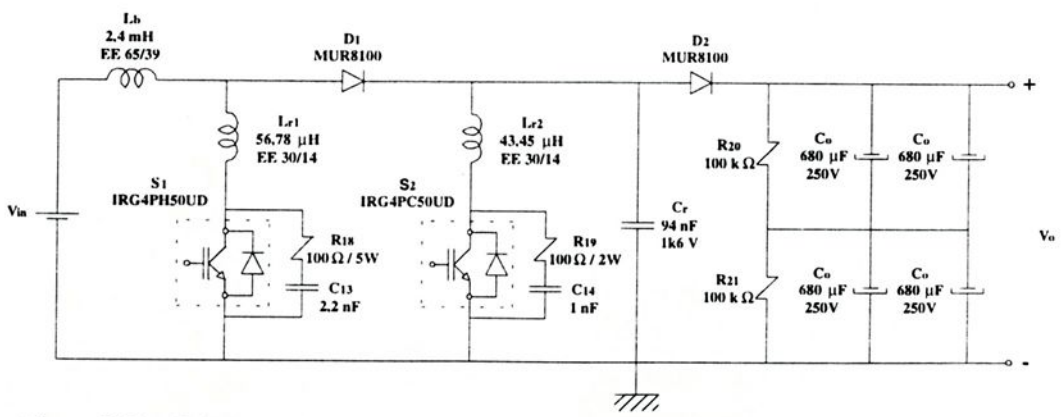


Figura 2.24 – Diagrama do circuito de potência do novo conversor CC/CC Boost ZCS-PWM.

2.6.8 – Controle PWM e Circuitos de Ataque de Gate

Feito o dimensionamento do circuito de potência, resta-nos ainda definir a forma de controle da estrutura.

O controle das chaves é realizado por um circuito integrado dedicado, produzido pela Unitrode, denominado UC3524. Este integrado fornece um pulso que será utilizado para o comando das chaves S_1 e S_2.

O projeto deste controle segue as referências bibliográficas [9] e [10]. O diagrama esquemático do circuito de controle PWM é mostrado na figura 2.25, como segue.

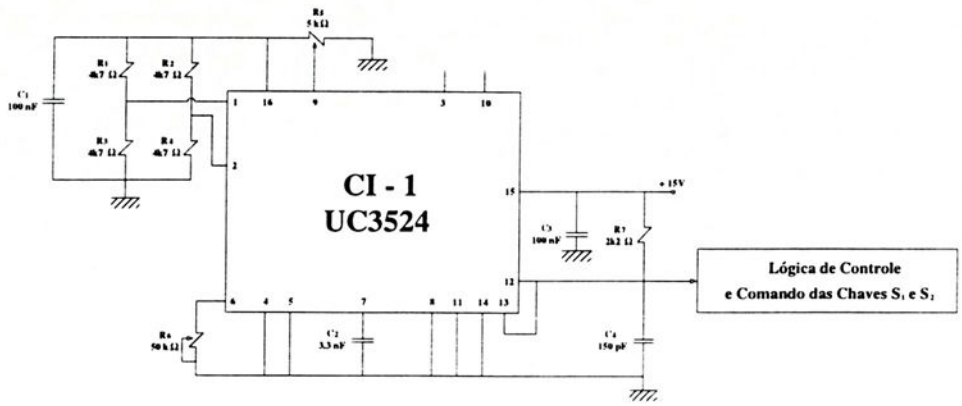


Figura 2.25 – Diagrama do circuito de potência do novo conversor CC/CC Boost ZCS-PWM.

O resistor variável R_5 (trimpot), em conjunto com o capacitor C_2, é responsável pela determinação da freqüência do pulso gerado. Já o trimpot R_6 é utilizado para fornecer a largura do mesmo.

No entanto, o integrado UC3524 gera um único pulso de controle. Dessa forma, para a utilização deste CI neste conversor, faz-se necessária a implementação de uma lógica de controle que permita comandar adequadamente as chaves S_1 e S_2. Os pulsos a serem utilizados para o comando destas chaves devem ser gerados de acordo com a figura 2.5. A figura 2.26 apresenta a lógica de controle utilizada para a obtenção dos pulsos adequados.

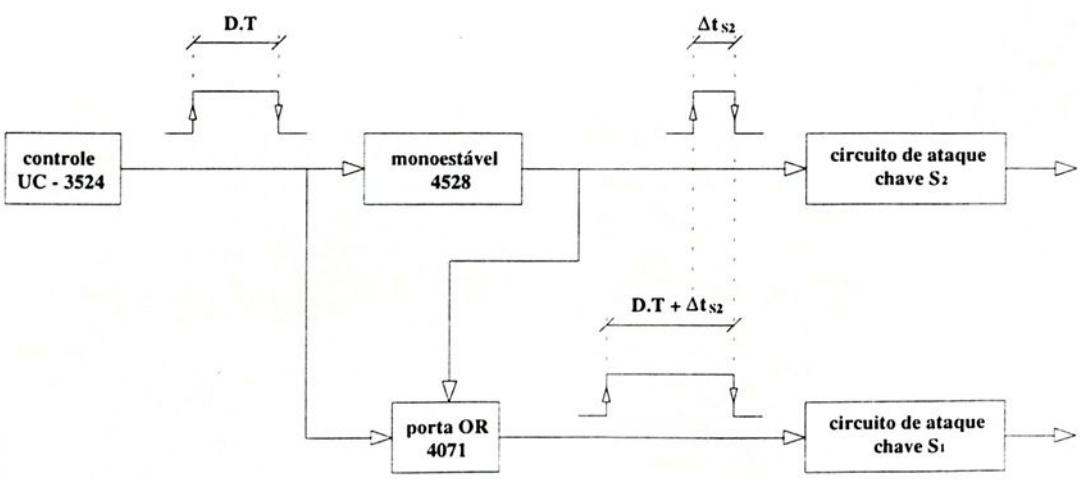


Figura 2.26 – Lógica de controle para o comando das chaves S_1 e S_2.

A implementação da lógica de controle mostrada na figura 2.26 é feita conforme a figura 2.27, fazendo-se uso de um CI 4528 (monoestável) e de um CI 4071 (porta OR).

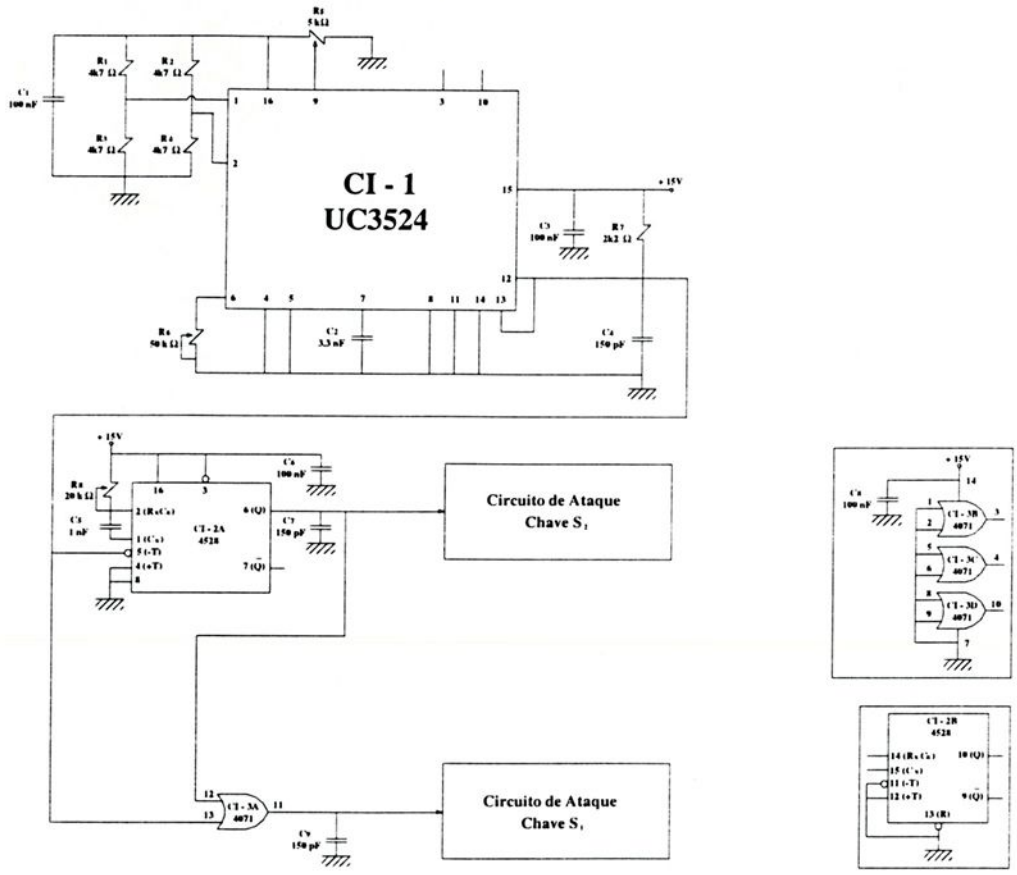


Figura 2.27 – Lógica de controle implementada junto ao circuito de controle.

O projeto dos circuitos de ataque das chaves S_1 e S_2 é realizado segundo recomendações de Bascopé e Perin [11]. Os diagramas destes circuitos são mostrados na figura 2.28, como segue.

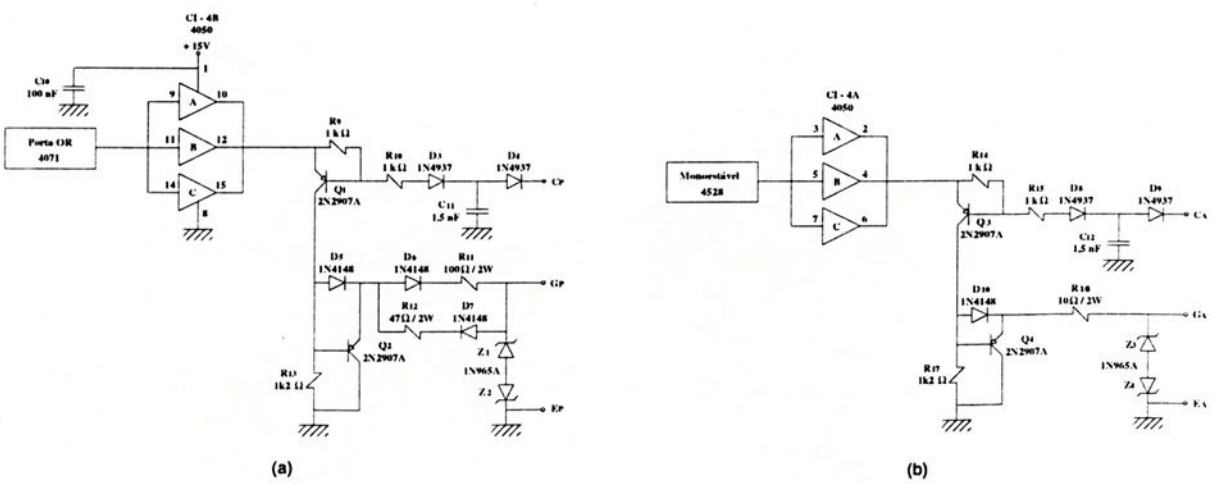


Figura 2.28 – Circuitos de ataque para as chaves: (a) principal S_1 e (b) auxiliar S_2.

A figura 2.29 apresenta o diagrama completo do novo conversor CC/CC Boost ZCS-PWM implementado.

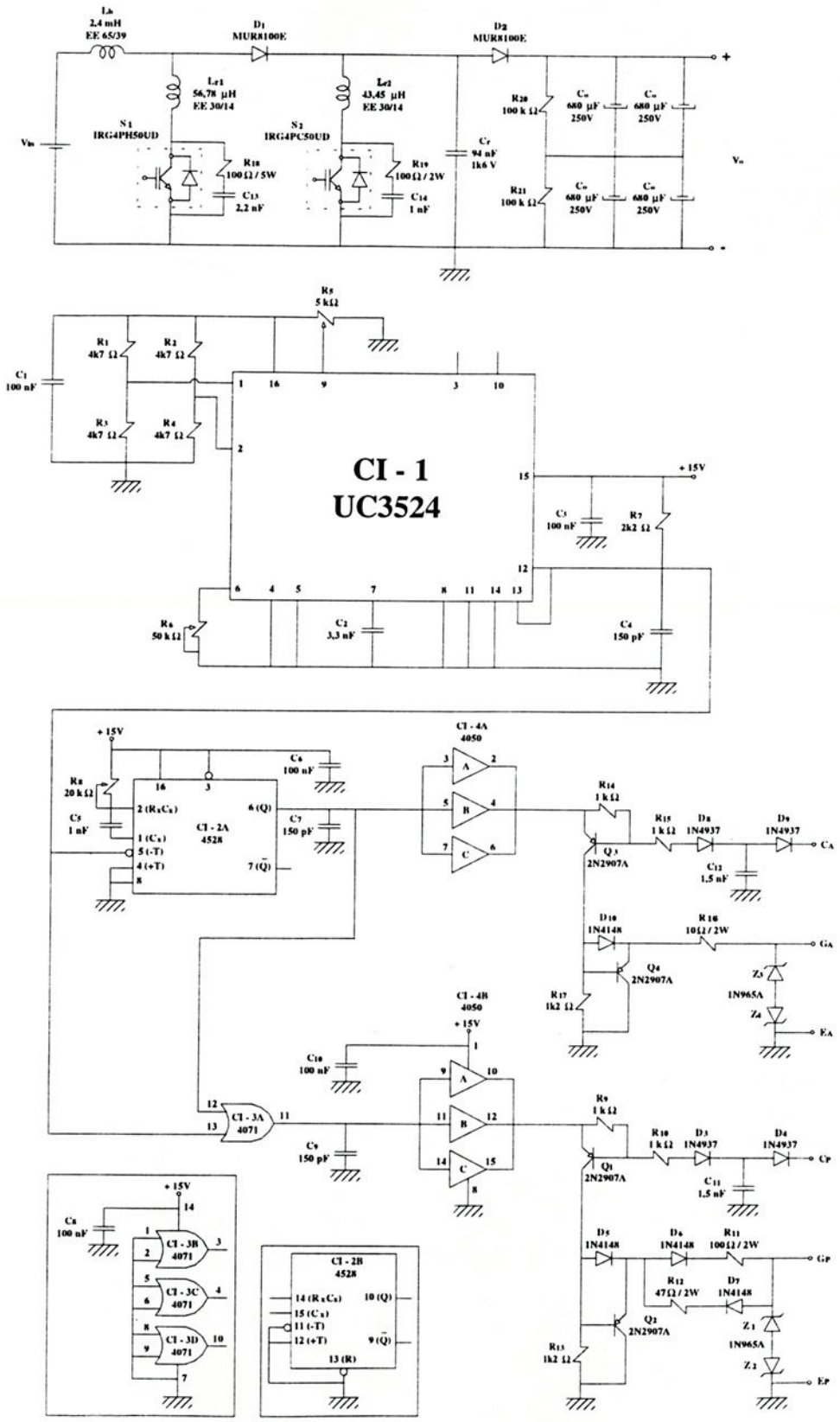
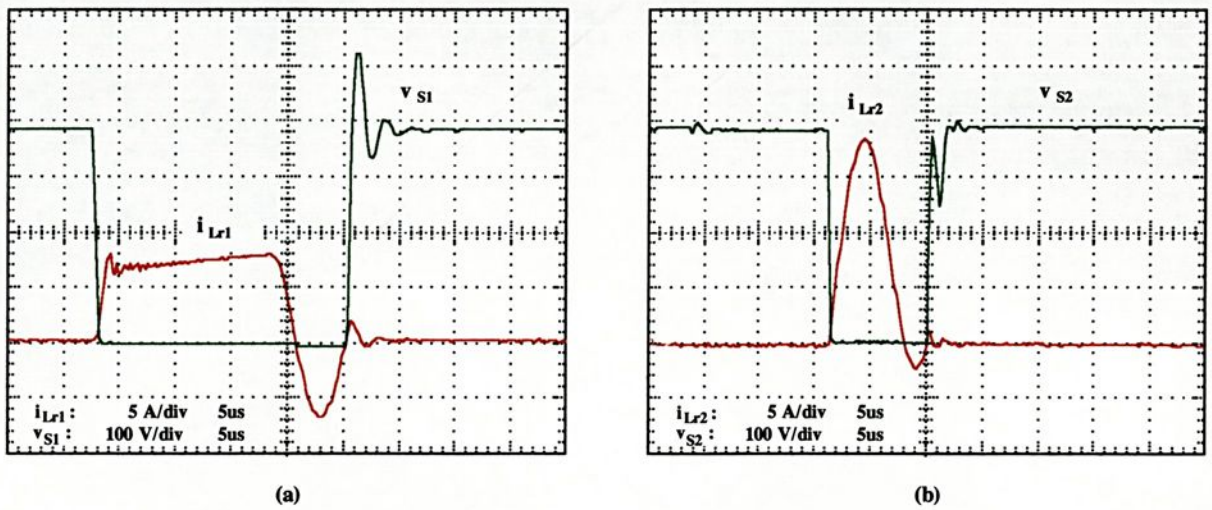


Figura 2.29 – Diagrama esquemático completo do novo conversor CC/CC Boost ZCS-PWM.

2.7 – Resultados Experimentais

As principais formas de onda oscilografadas durante o ensaio laboratorial da unidade de teste do novo conversor CC/CC Boost ZCS-PWM, para carga nominal, são apresentadas na figura 2.30.



(a) (b)

Figura 2.30 – Detalhe das comutações ocorridas nos interruptores S_1 e S_2:

(a) Corrente através do indutor L_{r1} e tensão sobre o interruptor S_1;

(b) Corrente através do indutor L_{r2} e tensão sobre o interruptor S_2.

É possível notar, com base na confrontação dos resultados obtidos experimentalmente, mostrados na figura 2.30, com os resultados de simulação, mostrados nas figuras 2.18 e 2.19, que o comportamento desta unidade de teste é extremamente próximo ao desejado.

Uma vez que os interruptores utilizados eram bidirecionais em corrente e possuíam o diodo em anti-paralelo intrínseco ao seu encapsulamento, a forma de onda de corrente que flui através de si foi aquisitada no indutor ressonante que se encontra conectado em série.

Como analisado no item 2.5.1, a entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2 ocorre com corrente nula (ZCS), uma vez que a presença do indutor ressonante associado em série faz com que a corrente através destes ramos cresça, partindo de zero, com uma determinada derivada. Assim sendo, há tempo suficiente para que a tensão chegue muito próximo de zero, antes que a corrente passe a fluir através do semicondutor.

Tem-se ainda que, quando da inversão do sentido da corrente que flui através do indutor, o diodo em anti-paralelo com a chave se encarrega de assumir esta parcela da corrente, fazendo com que a corrente que flui através da chave torne-se nula, assim como a tensão aplicada aos seus terminais. Dessa forma, cria-se condições para que a chave seja bloqueada de forma ZCZVS.

unesp

A curva de rendimento experimental do novo conversor CC/CC Boost ZCS-PWM é apresentada na figura 2.31.

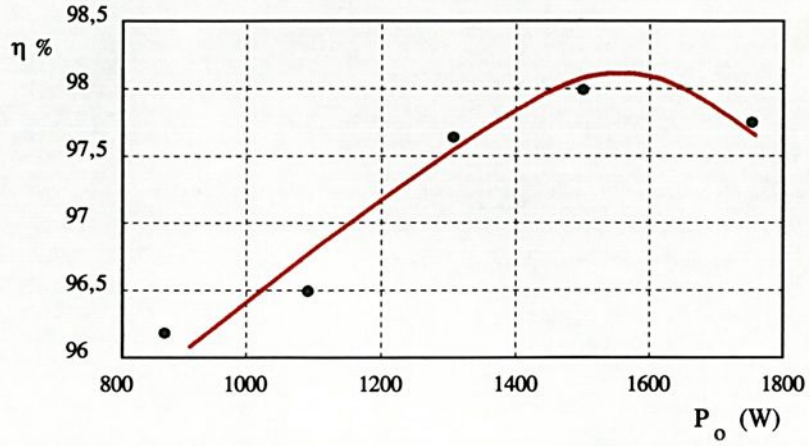


Figura 2.31 – Curva de rendimento do novo conversor Boost ZCS-PWM, em função da potência de saída.

Observa-se na figura 2.31 que o rendimento do novo conversor é bastante elevado, para uma considerável faixa de carga. O ponto máximo do rendimento encontra-se próximo à carga nominal estipulada para o projeto. Abaixo ou acima deste valor de carga, o rendimento tende a baixar, apresentando, no entanto, apenas uma pequena variação em relação ao seu valor máximo, desde meia-carga (800W) até carga nominal (1600W).

2.8 – Conclusões

A partir das análises e dos ensaios laboratoriais realizados sobre o novo conversor CC/CC Boost ZCS-PWM podemos concluir que:

a) O novo Conversor opera com freqüência constante;
b) As chaves comandadas (S_1 e S_2) possuem comutação não-dissipativa do tipo ZCS;
c) Os diodos D_1 e D_2 possuem comutação não-dissipativa do tipo ZVS;
d) A nova técnica de comutação contribui para a redução de interferências de origem eletromagnética, graças à redução dos efeitos de di/dt (derivadas de corrente) e de dv/dt (derivadas de tensão) na estrutura do conversor;
e) Não existem efeitos de recuperação reversa dos diodos D_1 e D_2 sobre as chaves S_1 e S_2.

Desta forma, como sugere seu próprio nome, este novo conversor Boost possui tanto as vantagens da técnica de modulação PWM quanto as vantagens da comutação não-dissipativa do tipo ZCS.

unesp

As desvantagens são a necessidade da inserção de componentes adicionais e o aumento dos esforços de tensão no diodo D_2, em relação ao conversor Boost convencional. Entretanto, os esforços de tensão em D_2 são inferiores (690V) àqueles observados na técnica ZCS convencional ($2.V_o$, neste caso 800V).

Apesar destas desvantagens, os benefícios advindos da nova técnica possibilitam a sua aplicação e recomendação prática para potências superiores a 1KW.

Além destas características de operação da nova célula, é importante ressaltar que esta proporciona a obtenção de uma nova família de conversores CC/CC isoláveis, a partir de estruturas tais como Buck-Boost, Sepic e Zeta, conforme mostrado na figura 2.2, fato não verificado quando da utilização da célula apresentada na referência [1].

unesp

Capítulo 3

3 – Um Novo Pré-Regulador Retificador Boost ZCS-PWM com Elevado Fator de Potência

3.1 – Introdução

Conforme introdução apresentada no Capítulo 1, uma das grandes barreiras a serem transpostas para a utilização de um conversor CA/CC Boost como pré-regulador retificador, em uma faixa de potência em torno de 1kW e acima, era o elevado nível de perdas durante as comutações dos semicondutores envolvidos. Para a redução destes problemas de elevadas perdas empregam-se as técnicas de comutação não-dissipativa.

É dentro deste contexto que se situa a pesquisa desenvolvida neste trabalho. O novo conversor Boost proposto no Capítulo 2 possui reduzidas perdas em comutação, graças à técnica ZCS empregada em sua concepção. Desta forma, faremos uso de tal estrutura, ou seja, o novo conversor Boost ZCS-PWM analisado, na conversão CA/CC, com o intuito de se obter um pré-regulador de elevado fator de potência com baixas perdas. Obtém-se desta forma um circuito retificador com elevado rendimento, sem que haja uma elevada taxa de distorção harmônica na corrente de entrada, e a possibilidade de reduzido ruído eletromagnético (EMI, do inglês, *Electromagnetic Interference*) através da escolha adequada da técnica de controle da estrutura.

Para a implementação do conversor retificador Boost ZCS-PWM com elevado fator de potência baseado na nova célula de comutação ZCS-PWM, a escolha adequada do modo de operação da estrutura, bem como a forma de controle para emulação de elevado fator de potência, são dois pontos fundamentais.

O conversor Boost pode operar no modo de condução contínua, descontínua, contínua-descontínua e em condução crítica, como apresentado por Redl [12]. Neste caso, o controle é no modo de condução contínua, em função da potência especificada para o projeto (1,6kW). Observa-se que o conversor Boost operando sob tal modo de condução apresenta uma série de vantagens, dentre as quais:

a) Redução dos esforços de corrente nos elementos semicondutores;



b) Baixa interferência eletromagnética (EMI) e baixa interferência de rádio-freqüência (RFI, do inglês, *Radio-Frequency Interference*) introduzidas na rede, reduzindo-se assim o filtro de EMI de entrada;

c) Redução dos valores eficazes de corrente e menores perdas em condução, para a mesma potência processada, quando comparada com o modo de condução descontínua.

A emulação da forma de onda da corrente de entrada depende da técnica de controle a ser adotada. Como algumas das principais técnicas de controle para a emulação de elevado fator de potência, pode-se citar:

i) Controle no modo de condução descontínua:

Também conhecido como controle automático, uma vez que o conversor Boost operando desta forma é considerado como um "seguidor de tensão". Basicamente, seu princípio de funcionamento consiste na simples limitação da razão cíclica máxima da chave, com o intuito de se evitar que a corrente através do indutor Boost torne-se contínua. Assim sendo, é possível obter-se uma corrente de entrada cuja forma de onda "siga automaticamente" a forma de onda da tensão de alimentação em corrente alternada. A figura 3.1 ilustra, de maneira estilizada, o comportamento da corrente de entrada durante um semiciclo da rede de CA.

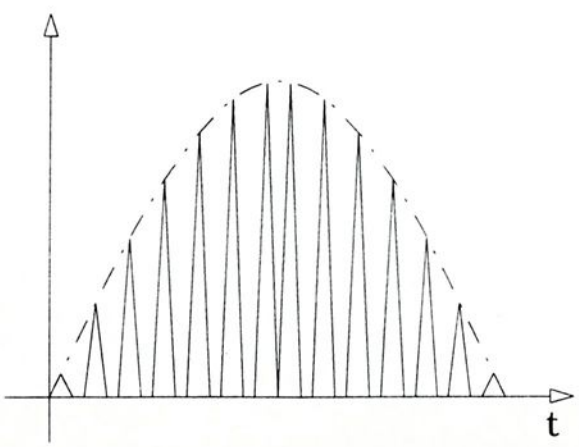


Figura 3.1 – Forma de onda da corrente de entrada de um conversor Boost CA/CC operando no modo de condução descontínua.

Como uma das principais desvantagens desta técnica de controle, pode-se citar a existência de esforços de corrente relativamente altos sobre o semicondutor, uma vez que a corrente de entrada deve excursionar, partindo de zero, até um valor máximo proporcional à tensão de alimentação. Tal fato acarreta elevadas perdas de comutação no semicondutor, além da intensificação dos ruídos eletromagnéticos, devido aos elevados valores de di/dt e de dv/dt.

unesp

Entretanto, uma das vantagens deste modo de controle é a sua simplicidade e baixo custo de implementação.

Para que se obtenha uma corrente de elevada "qualidade", eliminando-se o "ripple" de chaveamento, faz-se uso de um filtro de entrada que, em função da potência processada, pode se tornar volumoso.

Desta forma, esta técnica é naturalmente destinada para aplicações em baixas potências (tipicamente inferiores à 500W).

ii) Controle no modo de condução crítica:

Controle realizado a partir do sensoriamento da corrente que flui através do indutor Boost, fazendo com que a chave seja comandada à condução no exato instante em que esta corrente chega a zero. Em uma das técnicas de controle em modo de condução crítica, apresentada por Ahmed [13], o tempo de condução da chave é constante, fazendo com que a freqüência de operação da mesma deva ser variável. A figura 3.2 apresenta, de maneira estilizada, a forma de onda da corrente de entrada drenada por uma estrutura que se utiliza deste método de controle.

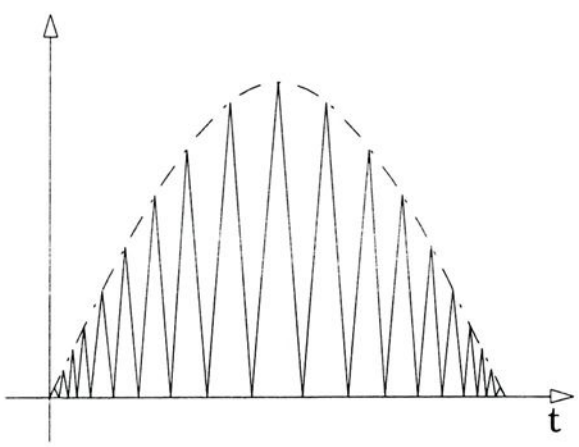


Figura 3.2 – Forma de onda da corrente de entrada de um conversor Boost CA/CC operando no modo de condução crítica.

Analisando-se a forma de onda da figura 3.2, nota-se que os esforços de corrente são bastante elevados, fato também verificado na técnica de controle em modo de condução descontínua. Desta forma, além dos problemas decorridos dos esforços de corrente, tais como elevadas perdas e considerável nível de EMI, tem-se ainda a necessidade de operação em freqüência variável. Assim, os elementos acumuladores de energia (indutores e capacitores) devem ser dimensionados para a mínima freqüência de operação, aumentando o seu volume

unesp

físico. Tem-se também a existência de ruídos eletromagnéticos distribuídos em um espectro de freqüência mais amplo, em relação à técnica anterior, devido à variação da freqüência de chaveamento neste tipo de controle. A necessidade de se sensoriar a corrente que flui através do indutor Boost representa outra desvantagem desta técnica quando comparada ao controle em modo de condução descontínua.

iii) Controle por grampeamento de corrente:

Apresentada por Maksimovic [14], esta técnica se utiliza do grampeamento do valor máximo da corrente de entrada em um patamar fixo, além da limitação da razão cíclica em um valor máximo de 0,5. A partir destas considerações, o que se obtém é um conversor que opera em três modos distintos durante um semiciclo de rede de CA, como mostrado pela figura 3.3.

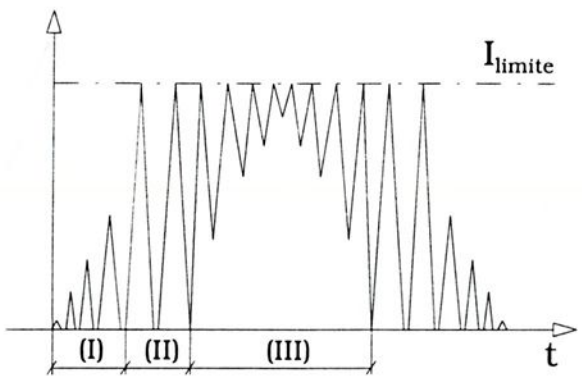


Figura 3.3 – Forma de onda da corrente de entrada de um conversor Boost CA/CC operando com controle por grampeamento de corrente.

Com base na figura 3.3 é possível analisar melhor os três modos de operação aos quais o conversor será submetido a partir do uso desta técnica de controle. Na região (I), onde a tensão de alimentação é reduzida, o conversor opera em condução descontínua e a limitação da razão cíclica em 0,5 faz com que a corrente de entrada siga naturalmente a forma de onda da alimentação. Na região (II), o conversor continua operando em condução descontínua e a limitação da razão cíclica passa a ser realizada pelo circuito grampeador de corrente, no valor da corrente de referência especificada como limite máximo. Por fim, na região (III), o conversor passa a operar em condução contínua, sendo que a limitação da razão cíclica continua sendo realizada através do circuito grampeador.

Como vantagens, esta técnica proporciona a operação do conversor em freqüência constante e uma baixa taxa de distorção harmônica da corrente de entrada em relação à tensão de alimentação, desde que a potência processada não seja elevada (inferior a 500W).

unesp

Contudo, a presença de estágios para os quais a condução é descontínua faz com que se verifique a existência de esforços adicionais de corrente sobre os semicondutores, acarretando consideráveis perdas em condução.

iv) Controle em modo de condução contínua:

Este modo de operação é uma das melhores alternativas de controle para a estrutura Boost. As técnicas de controle que se baseiam neste modo de condução consistem no sensoriamento da corrente que flui através do indutor Boost (ou do interruptor principal), fazendo com que esta siga uma dada referência. Como resultado tem-se uma corrente de entrada com uma forma de onda bastante próxima à forma da tensão de alimentação. Como vantagens adicionais destacam-se a redução dos esforços de corrente nos semicondutores, a redução dos ruídos de origem eletromagnética, menores perdas em condução e redução dos filtros de EMI.

Várias são as técnicas de controle que implementam este modo de operação. Dentre as principais destacam-se:

iv.1) Controle por histerese:

Esta técnica de controle necessita de uma amostra da tensão retificada de alimentação do conversor e da corrente de entrada. A partir da amostra da tensão de alimentação gera-se uma envoltória para a qual a corrente de entrada deverá se adequar. A regulação da tensão de saída é proporcionada pela multiplicação desta referência senoidal com o sinal erro proporcionado por um compensador de tensão.

A forma de onda da corrente de entrada adquire então uma forma próxima à apresentada na figura 3.4.

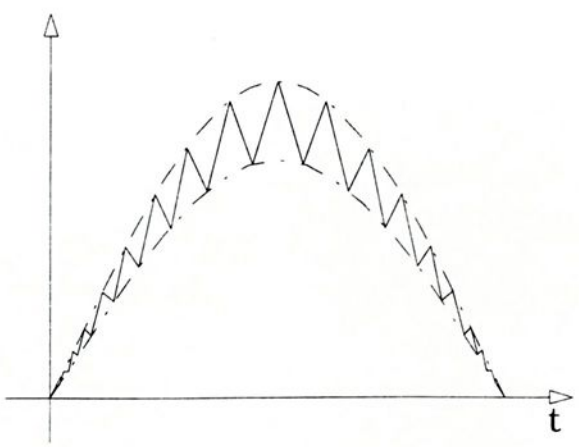


Figura 3.4 – Forma de onda da corrente de entrada de um conversor Boost CA/CC operando com controle por histerese variável.

A operação em modo de condução contínua faz com que os esforços de corrente nos semicondutores sejam reduzidos. Além disso, a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada é bastante reduzida, com o menor deslocamento angular entre todas as técnicas de emulação da forma de onda da corrente de entrada, resultando em elevado fator de potência.

Contudo, este tipo de controle apresenta como principal desvantagem a sua operação com freqüência variável.

iv.2) Controle por corrente de pico imposta:

Controle concebido a partir da limitação da corrente que flui através da chave (ou do indutor Boost) do conversor. Na técnica apresentada por Redl e Erisman [15] os picos da corrente que flui através do semicondutor são limitados, um a um, em um valor proporcional à tensão de alimentação. Assim sendo, se os picos seguem a forma de onda da tensão de alimentação, a corrente como um todo possuirá uma forma de onda bastante próxima à desejada. Contudo, esta técnica necessita de compensação de rampa, para a estabilidade, e de circuito multiplicador, para a regulação da tensão de saída. Com o intuito de se eliminar a necessidade do circuito multiplicador, preservando a estabilidade através da técnica de compensação de rampa, tem-se os trabalhos desenvolvidos por Spangler et alli [16] e por Canesin e Barbi [9], onde a corrente de referência utilizada para a limitação dos picos é considerada constante durante um período de rede de CA. Assim sendo, a técnica de controle por corrente de pico imposta e compensação de rampa pode ser entendida como uma variação da técnica de controle por grampeamento de corrente, tendo como vantagem a operação do conversor no modo de corrente contínua durante todo o período de rede de CA, fato não possível na técnica apresentada por Maksimovic [14]. A forma de onda da corrente de entrada desta estrutura é mostrada na figura 3.5.

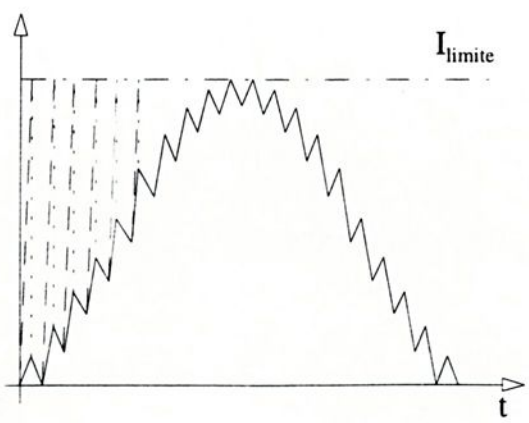


Figura 3.5 – Forma de onda da corrente de entrada de um conversor Boost CA/CC operando com controle por corrente de pico imposta.

Como característica deste tipo de controle, destaca-se a sua capacidade intrínseca de proteção contra sobrecorrentes, uma vez que os picos de corrente são limitados um a um. O conversor controlado por esta técnica também apresenta como vantagem o fato de operar em freqüência constante e de possuir um circuito de comando bastante simples.

Entretanto, para uma larga variação da tensão de alimentação, superior a 30% do valor nominal, as regulações de linha e de carga ficam prejudicadas. Assim, não se recomenda o uso desta técnica em aplicações que exijam variações da tensão de alimentação na faixa universal (90V a 260V eficazes).

Observa-se adicionalmente que grandes variações de cargas (cargas leves) podem levar o conversor a operar no modo descontínuo, em certa região, reduzindo-se o fator de potência.

iv.3) Controle por valores médios instantâneos de corrente:

A técnica de controle por valores médios instantâneos de corrente consiste na geração de uma corrente de referência, que é na verdade uma imagem da tensão de alimentação retificada do conversor, para que esta possa ser seguida pela corrente através do indutor Boost.

A forma de onda da corrente de entrada é apresentada, de maneira estilizada, na figura 3.6, como segue.

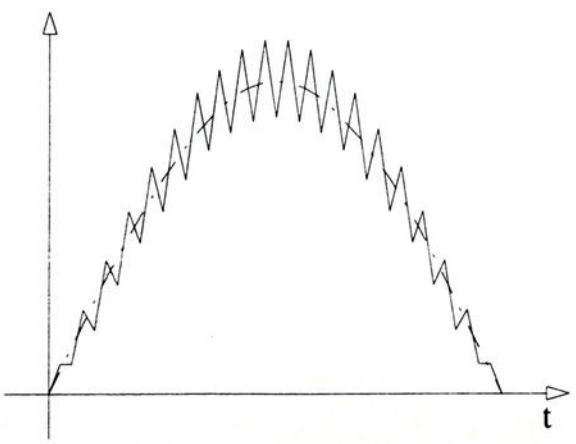


Figura 3.6 – Forma de onda da corrente de entrada de um conversor Boost CA/CC operando com controle por valores médios instantâneos de corrente.

A figura 3.7 apresenta, de maneira simplificada, a lógica de funcionamento deste tipo de controle.

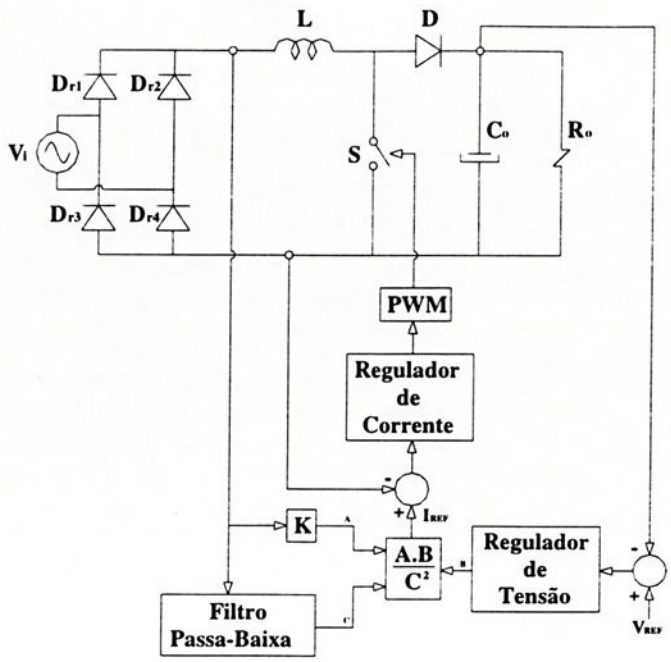


Figura 3.7 – Diagrama de blocos do controle por valores médios instantâneos de corrente aplicado a uma estrutura Boost em condução contínua.

A geração da corrente de referência (I_{REF}) é feita por um circuito analógico multiplicador-divisor. Os parâmetros a serem considerados por este circuito são a tensão de alimentação retificada do conversor e a tensão sobre a carga conectada ao conversor.

Uma amostra da tensão de alimentação do conversor é utilizada para definir o sincronismo do controle, ou seja, para possibilitar a definição da forma de onda e da freqüência da corrente de referência (parâmetro A da figura 3.7).

A realimentação da tensão retificada de alimentação é realizada a partir da passagem deste sinal por um filtro passa-baixa, fazendo com que este seja transmitido ao circuito multiplicador-divisor, com um valor proporcional ao seu valor eficaz, o que possibilita o ajuste da amplitude da corrente de referência de acordo com as variações da tensão de entrada (parâmetro C da figura 3.7).

Uma amostra da tensão sobre a carga é utilizada para prover a regulação da mesma, permitindo o ajuste da amplitude da corrente de referência de acordo com a variação da carga (parâmetro B da figura 3.7).

Uma vez gerada, a corrente de referência é utilizada para regular a amostra da corrente através de L, tomada a partir do circuito (resistor shunt, sensor hall, transformador de corrente). Após esta regulação, obtém-se então o sinal de controle, com a devida razão cíclica, que será enviado através de um drive PWM ao comando da chave (S).

unesp

Como principais características para este tipo de controle, podemos citar:

a) Operação sob freqüência constante;
b) Operação no modo contínuo;
c) Reduzida taxa de distorção harmônica e elevado fator de potência;
d) Necessidade de sensoriamento da corrente através do indutor;
e) Necessidade de equalização de corrente quando da colocação em paralelo com outra estrutura que se utilize da mesma técnica de controle;
f) Reduzido volume de filtro de EMI.

Portanto, para a potência na qual o novo conversor será aplicado (1,6kW), a técnica de controle por valores médios em condução contínua é a mais recomendada e aquela que atende aos objetivos propostos para este trabalho.

3.2 – Análise do Novo Pré-Regulador Retificador Boost ZCS-PWM com Elevado Fator de Potência e Controle por Valores Médios

3.2.1 – Considerações Simplificadoras

Antes de se iniciar a análise do novo conversor CA/CC Boost ZCS-PWM, deve-se fazer algumas considerações para que a mesma seja simplificada sem, no entanto, comprometer sua precisão:

a) A freqüência de operação dos semicondutores (f_s) é muito mais elevada do que a freqüência do sistema de alimentação (f_{rede}). Com base neste fato, pode-se considerar que, durante um período de operação do semicondutor, a tensão de alimentação é praticamente constante;
b) A partir da consideração anterior, podemos adotar que a alimentação do conversor é realizada por uma fonte de corrente constante, em cada período de operação, igual ao módulo da corrente de entrada durante este período;
c) A carga conectada ao conversor possui características de uma fonte de tensão constante;
d) Todos os componentes são ideais.

Com base em tais considerações, a análise do conversor CA/CC Boost ZCS-PWM com elevado fator de potência pode ser realizada de maneira discretizada, ou seja, pode-se analisar o comportamento do conversor para cada período de chaveamento, tendo-se em vista que a tensão de alimentação é praticamente constante durante este intervalo de tempo. Assim sendo, pode-se admitir, de uma forma aproximada, que o comportamento do conversor CA/CC é idêntico ao



comportamento do conversor CC/CC para cada período de chaveamento. A grande diferença entre os conversores reside no fato de que no caso CA/CC temos a variação, de um período de chaveamento para o outro, do valor de corrente fornecida pela fonte de alimentação de forma senoidal.

Como adaptação necessária ao pré-regulador retificador, em relação ao conversor CC/CC, temos que a alimentação da estrutura Boost será do tipo senoidal e retificada, ou seja: $|V_i(\omega t)| = |V_p.\text{sen}(\omega t)|$, sendo V_p o valor de pico da tensão de entrada e ω a freqüência angular da rede.

A presença do indutor Boost (L_b) faz com que o conjunto formado por ele e pela fonte de tensão possam ser interpretados como uma fonte de corrente, também senoidal e retificada, o que implica: $|I_i(\omega t)| = |I_p.\text{sen}(\omega t)|$, onde I_p é a corrente máxima de entrada.

A figura 3.8 ilustra, de maneira simplificada, o novo pré-regulador retificador Boost ZCS-PWM com um bloco representativo da lógica de controle por corrente média.

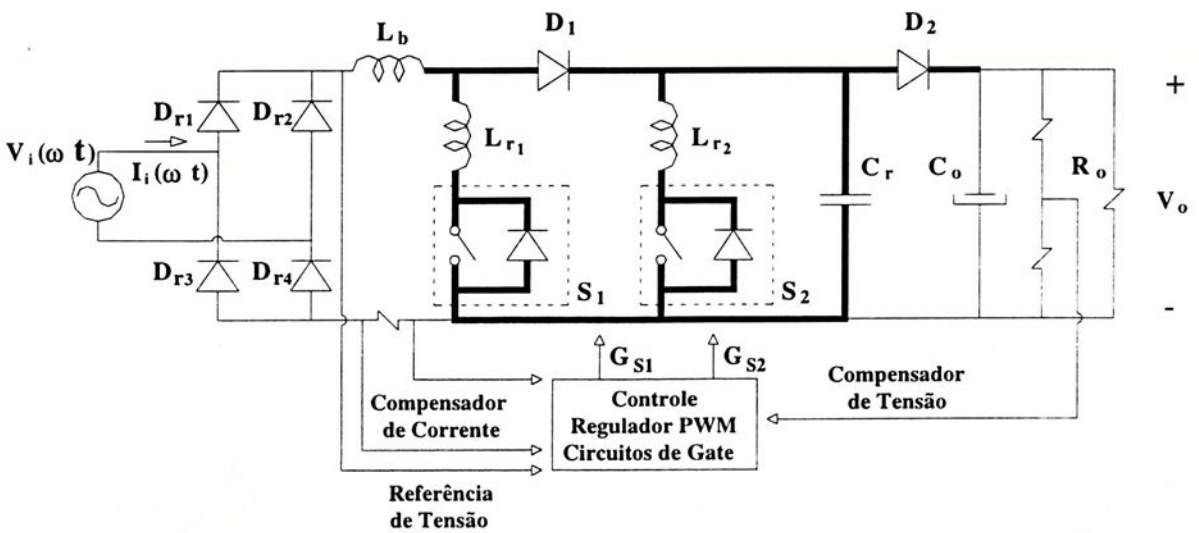


Figura 3.8 - Um novo pré-regulador retificador Boost ZCS-PWM com elevado fator de potência, controlado por corrente média imposta.

3.2.2 – Etapas de Funcionamento

Como visto no item 3.2.1, a modificação a ser realizada em relação ao conversor CC/CC Boost ZCS-PWM diz respeito apenas à substituição da fonte de corrente contínua por uma fonte de corrente senoidal retificada. Assim sendo, todo o equacionamento desenvolvido anteriormente se aplica integralmente à conversão CA/CC, sendo que as adaptações necessárias serão apresentadas neste capítulo.

Com base neste fato, faremos a apresentação das etapas de funcionamento e das principais formas de onda do novo pré-condicionador retificador Boost ZCS-PWM da maneira mais simples possível, tendo em vista que o processo de obtenção das equações é idêntico ao apresentado no item 2.4.1.

As equações (2.2), (2.9), (2.17), (2.25) e (2.54) continuam válidas. O parâmetro α é modificado e passa a ser representado pela equação (3.1), como segue:

$$\alpha(\omega t) = \frac{|I_i(\omega t)|}{V_o} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \qquad (3.1)$$

A figura 3.9 mostra as etapas de funcionamento do novo pré- regulador retificador Boost ZCS-PWM, para um período de chaveamento genérico.

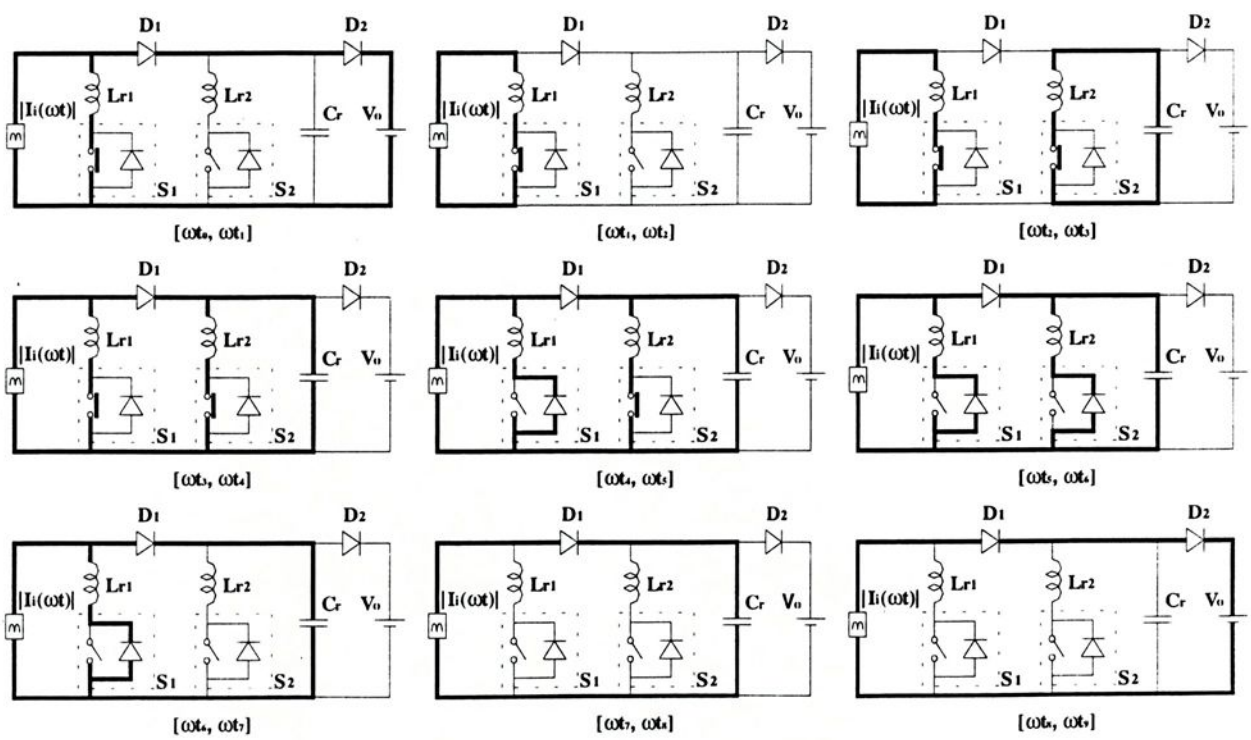


Figura 3.9 – Etapas de funcionamento do novo pré-regulador retificador Boost ZCS-PWM.

Na figura 3.10 apresentam-se as principais formas de onda idealizadas para um período de chaveamento.

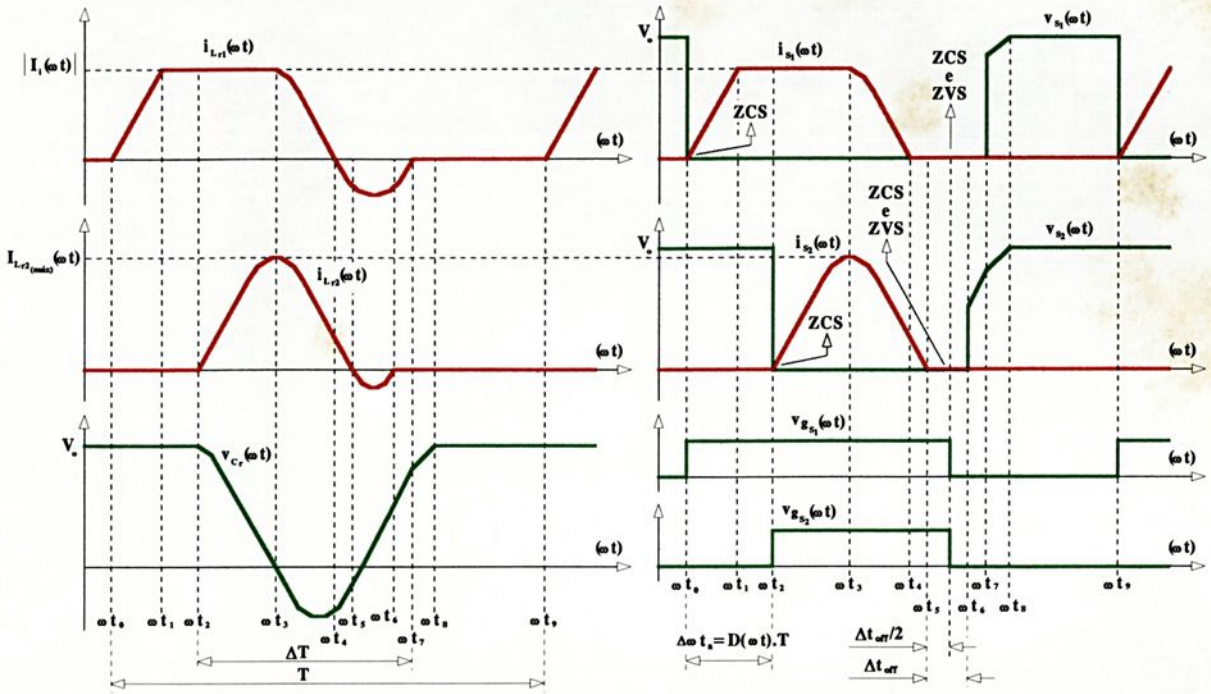


Figura 3.10 - Principais formas de onda idealizadas para um período de chaveamento, onde : $0 \leq t \leq T$.

Observa-se que a análise das etapas de funcionamento é idêntica à realizada na conversão CC/CC, considerando a discretização da análise para cada período de chaveamento, onde $0 \leq t \leq T$ (T = período de chaveamento) e a tensão de entrada é admitida constante durante o período T de discretização.

3.2.3 – Condições Necessárias para Comutação ZCS

A restrição representada pela inequação (2.41), no item 2.4.1, é válida também para este conversor CA/CC.

No entanto, a restrição imposta pela inequação (2.36) deve ser adaptada para ser aplicada ao caso CA/CC, o que resulta em:

$$\frac{\alpha(\omega t)}{\beta} < 1 \qquad (3.2)$$

Devido à variação apresentada por $\alpha(\omega t)$ em função do tempo, será necessária a obtenção de um valor máximo para este parâmetro, com o intuito de se atender à inequação (3.2) para qualquer valor de ωt. Assim sendo:

$$\frac{\alpha_{máx}}{\beta} < 1 \tag{3.3}$$

sendo:
$$\alpha_{máx} = \frac{I_p}{V_o}.\sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \tag{3.4}$$

3.2.4 – Ganho Estático

Admitindo-se que a alimentação é realizada por uma rede senoidal, temos que o ganho estático do novo pré- regulador retificador Boost ZCS-PWM é definido pela equação (3.5), como segue:

$$q = \frac{V_o}{V_{ief}} = \frac{I_{ief}}{I_o} \tag{3.5}$$

sendo: V_{ief} o valor eficaz da tensão de entrada;

V_o o valor médio da tensão sobre a carga;

I_{ief} o valor eficaz da corrente de entrada;

I_o o valor médio da corrente através da carga.

A corrente média através da carga é considerada constante para cada condição de carga, o que nos permite afirmar que a corrente que flui através da carga durante um período de operação do conversor é idêntica à corrente que flui através da carga durante o período da rede de alimentação.

Dessa forma, por analogia à equação (2.83), obtemos:

$$I_o = I_{ief}.\left\{(1 - D_{ef}) - \frac{f}{2.\pi}.\left[\frac{2.\beta - \alpha_{ef}^2}{2.\alpha_{ef}.\beta} + A - B(\alpha_{ef}) + \frac{\omega_{01}.\Delta t_7(\alpha_{ef})}{\sqrt{\beta}}\right]\right\} \tag{3.6}$$

sendo:
$$\alpha_{ef} = \frac{I_{ief}}{V_o}.\sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}}\ ; \tag{3.7}$$

$$A = \frac{\pi}{2} + \frac{[2.\pi - \arccos(-\beta)]}{\sqrt{1+\beta}}\ ; \tag{3.8}$$

$$B(\alpha_{ef}) = \frac{1}{\alpha_{ef}}.\left[\sqrt{\beta}.\mathrm{sen}(\omega_{01}.\Delta t_7(\alpha_{ef})) + \sqrt{1-\beta}.\cos(\omega_{01}.\Delta t_7(\alpha_{ef}))\right]; \tag{3.9}$$

unesp

e ainda: $$I_{i\,ef} = \frac{P_o}{\eta\%.V_{i\,ef}}.100 \qquad (3.10)$$

$$\Delta t_7(\alpha_{ef}) = \frac{1}{\omega_{01}}.\text{arcsen}\left(\sqrt{\beta - \alpha_{ef}^2} - \alpha_{ef}.\sqrt{\frac{1-\beta}{\beta}}\right); \qquad (3.11)$$

$\eta\%$ o rendimento adotado, em valores percentuais;

f como definido pela equação (2.87);

D_{ef} a razão cíclica eficaz de comando.

Portanto, partindo-se das equações (3.5) e (3.6), obtém-se:

$$q = \frac{1}{1 - G(\alpha_{ef}, \beta, f, D_{ef})} \qquad (3.12)$$

sendo: $$G(\alpha_{ef}, \beta, f, D_{ef}) = D_{ef} + \frac{f}{2.\pi}.\left[\frac{2.\beta - \alpha_{ef}^2}{2.\alpha_{ef}.\beta} + A - B(\alpha_{ef}) + \frac{\omega_{01}.\Delta t_7(\alpha_{ef})}{\sqrt{\beta}}\right] \qquad (3.13)$$

3.3 – Exemplo e Metodologia de Projeto

Para exemplificar o funcionamento deste novo pré- regulador retificador, especifica-se os seguintes dados de projeto:

$V_{ief} = 220V \pm 15\%$

$V_o = 400V$

$P_o = 1600W$

$f_s = 20kHz$

$\eta\% = 95\%$ (rendimento mínimo adotado)

$f_{rede} = 60Hz$

Deve-se inicialmente obter o valor da máxima corrente de entrada (I_p), a partir da equação (3.14):

$$I_p = \frac{\sqrt{2}.P_o}{\eta\%.V_{i\,ef\,mín}}.100 = 12{,}74A \qquad (3.14)$$

sendo: $V_{i\,ef\,mín}$ o valor eficaz mínimo da tensão de entrada.

A partir das equações (2.2), (2.9), (2.84) e (3.4) obtém-se o valor dos elementos ressonantes do circuito, a saber, L_{r1}, L_{r2} e C_r. Para tanto, adota-se valores para os parâmetros α e β, tendo em vista que tais valores devem atender às restrições impostas pelas inequações (2.41) e (3.3). Um valor para f também deve ser adotado, a fim de se encontrar ω_{02}, para, em seguida, obter-se todos os parâmetros ressonantes. Dessa forma, adota-se:

$$\beta = 0{,}8 ; \qquad \alpha_{máx} = 0{,}7 \quad \text{e} \quad f = 0{,}25$$

Utilizando-se as equações de $\alpha_{máx}$, β e ω_{02}, fazendo uso dos valores adotados para tais parâmetros, chega-se aos seguintes valores para os elementos ressonantes do circuito:

$$L_{r1} = 56{,}78\mu H$$

$$L_{r2} = 45{,}43\mu H$$

$$C_r = 94nF$$

O indutor Boost é calculado através da equação (3.15), como segue:

$$L_b = \frac{V_{i\,ef\,máx}.D_{ef}}{\Delta I_{L\,b\,máx}.f_s} \tag{3.15}$$

sendo: $V_{i\,ef\,máx}$ o valor eficaz máximo da tensão de entrada.

O valor da razão cíclica eficaz de controle (D_{ef}) é encontrado a partir dos ábacos apresentados na Figura 2.15. Para que estes possam ser utilizados, é necessário que se determine o valor do ganho estático da estrutura. Assim sendo, de acordo com a equação (3.5) temos:

$$q = 1{,}818$$

Após a determinação de q e de posse do valor de $\alpha_{máx}$, adotado anteriormente, é possível obter-se o valor de D_{ef}:

$$D_{ef} = 0{,}255$$

Então, adotando-se:

$$\Delta I_{L\,b\,máx} = 0{,}2.I_{i\,ef\,mín} \tag{3.16}$$

E tendo-se que:

$$I_{i\,ef\,mín} = \frac{P_o}{\eta\%.V_{i\,ef\,máx}}.100 = 6{,}65A$$

unesp

Obteremos:

$$L_b = 2{,}42\text{mH}$$

O filtro capacitivo de saída do conversor é obtido através da equação (3.17):

$$C_o \geq \frac{P_o}{4.\pi.f_{rede}.V_o.\Delta V_o} \tag{3.17}$$

Adotando-se:

$$\Delta V_o = 0{,}02.V_o \tag{3.18}$$

Desta forma:

$$C_o \geq 663{,}15\ \mu\text{F}$$

Assim sendo, adotaremos:

$$L_b = 2{,}42\ \text{mH}$$

$$C_o = 680\ \mu\text{F}$$

Para a resistência de carga nominal, tem-se que:

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = 100\Omega \tag{3.19}$$

3.3.1 - Principais Formas de Onda obtidas através de Simulações

A seguir serão apresentadas as principais formas de onda do novo pré- regulador retificador Boost ZCS-PWM, obtidas através de simulação.

O circuito analisado é apresentado na figura 3.11, conforme dados de projeto.

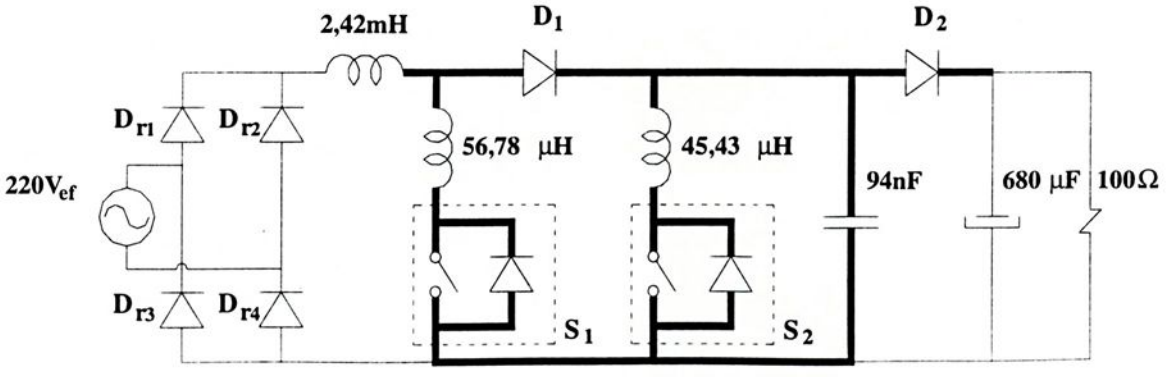


Figura 3.11 – Diagrama esquemático do circuito de potência simulado

A figura 3.12 apresenta as formas de onda da tensão de alimentação e da corrente de entrada do novo pré-regulador.

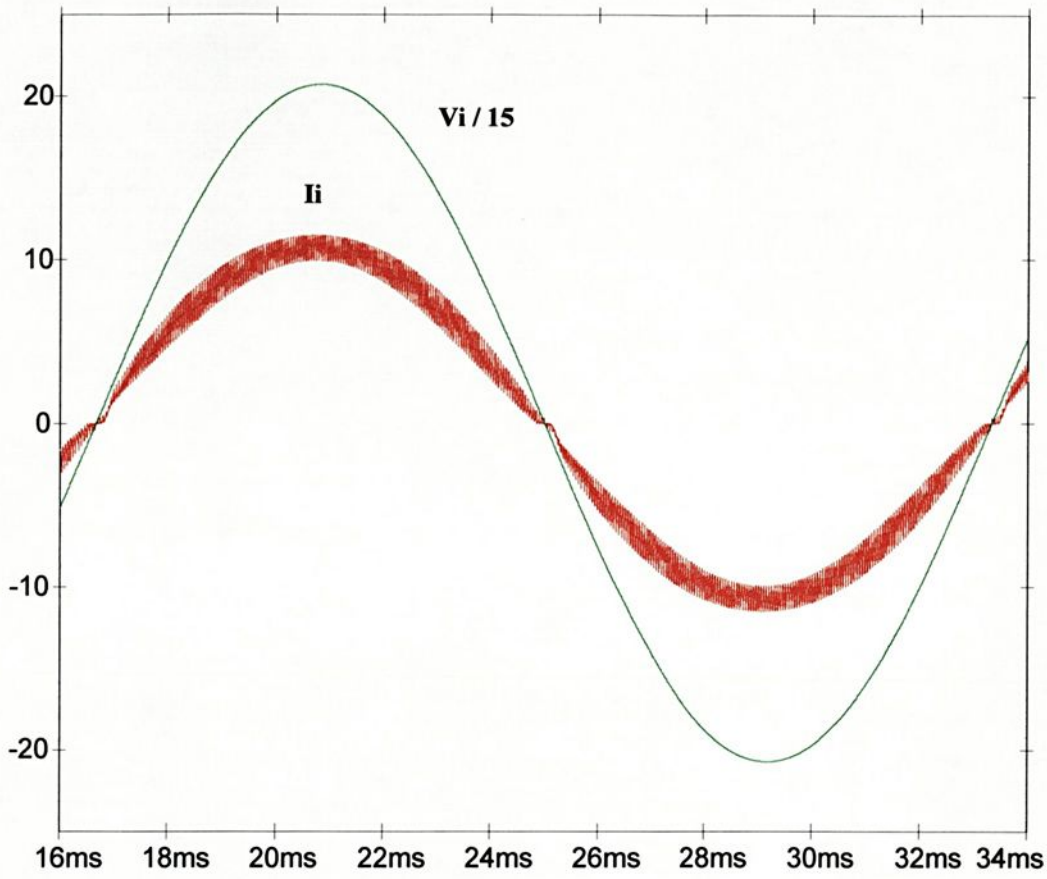


Figura 3.12 – Tensão de alimentação (V_i) e corrente de entrada (I_i) do novo pré-regulador retificador Boost ZCS-PWM.

Analisando-se a figura 3.12, observa-se que a forma de onda da corrente encontra-se praticamente em fase com a tensão de alimentação do novo pré-regulador. Além disto a presença de componentes harmônicas na corrente drenada, evidenciada pelo ripple de alta freqüência da mesma, é visivelmente pequena. Apesar de não contar com valores numéricos para expressar a ordem de grandeza do defasamento angular e da taxa de distorção harmônica, é possível afirmar que ambas são bastante reduzidas, fazendo com que o fator de potência desta estrutura seja bastante elevado.

Ainda a respeito da forma de onda da corrente de entrada, deve-se atentar ao fato de que há a possibilidade de atenuação do ripple de alta freqüência da corrente de entrada, apresentado na figura 3.12, a partir do uso de um pequeno filtro diferencial, colocado na entrada do pré-regulador, levando a um aumento do fator de potência.

unesp

A figura 3.13 apresenta a forma de onda da tensão sobre o capacitor de ressonância C_r.

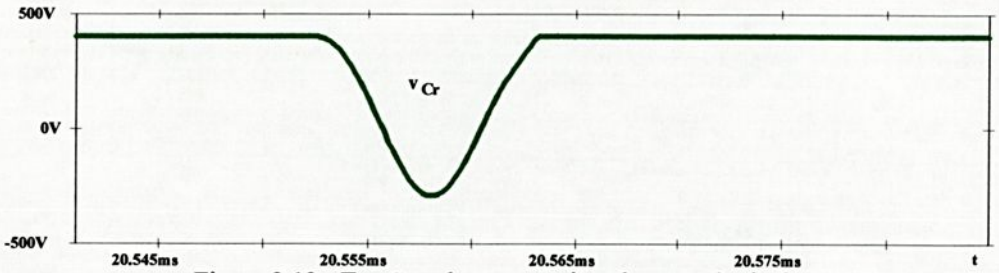


Figura 3.13 - Tensão sobre o capacitor de ressonância C_r.

As figuras 3.14, 3.15, 3.16 e 3.17 apresentam detalhes das comutações ocorridas em S_1, S_2, D_1 e D_2, respectivamente.

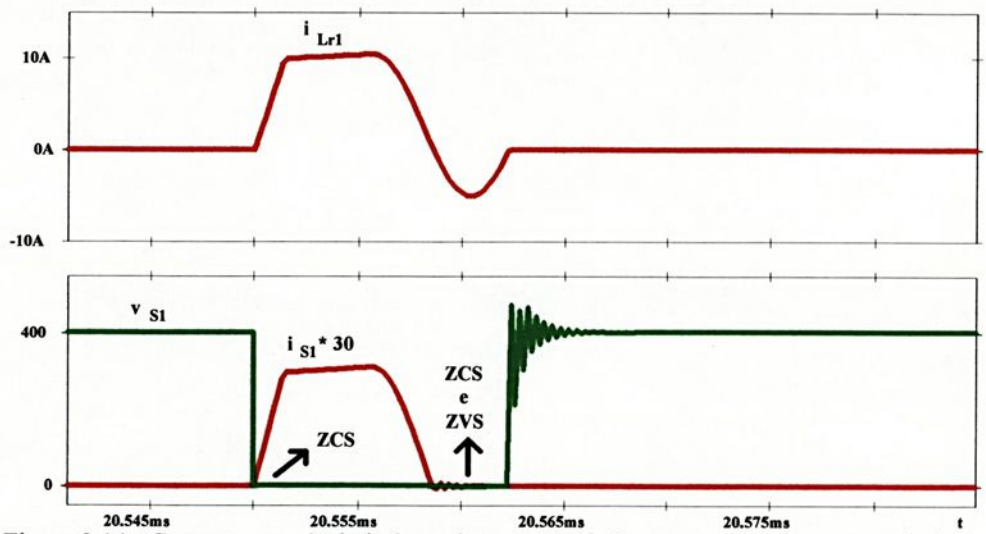


Figura 3.14 - Corrente através do indutor de ressonância L_{r1}, tensão e corrente através de S_1.

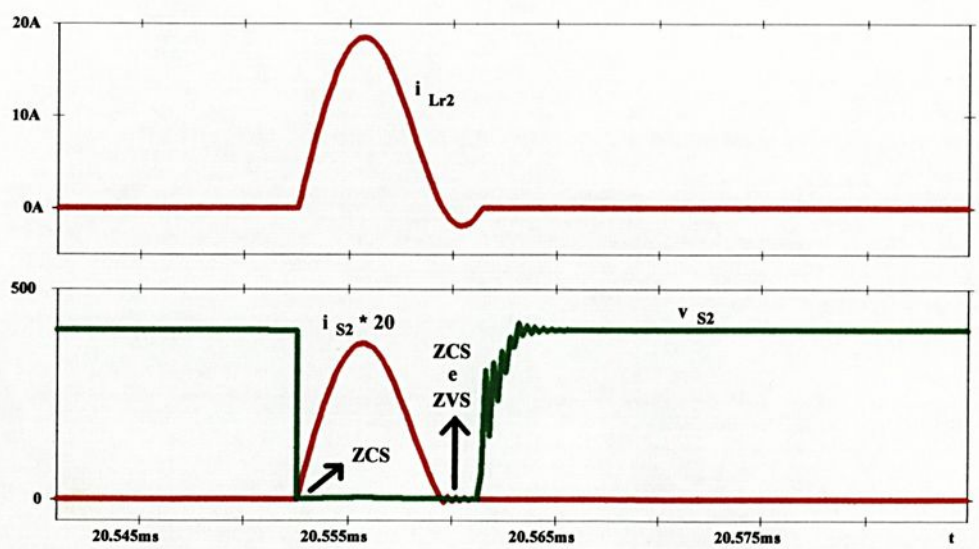


Figura 3.15 - Corrente através do indutor de ressonância L_{r2}, tensão e corrente através de S_2.

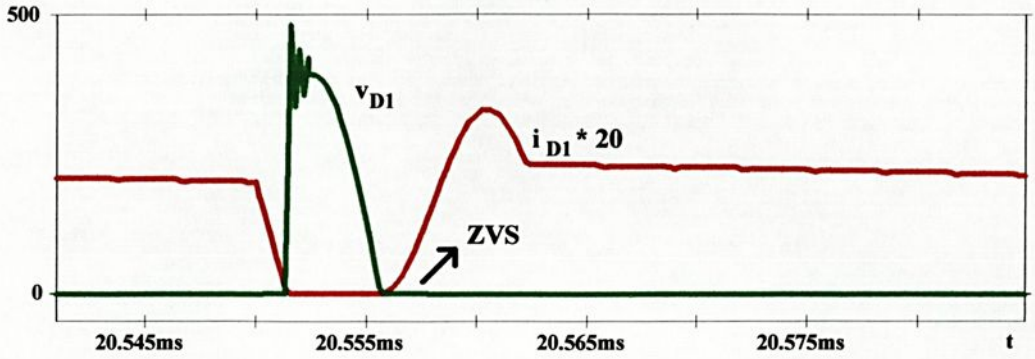


Figura 3.16 – Tensão e corrente através do diodo D_1.

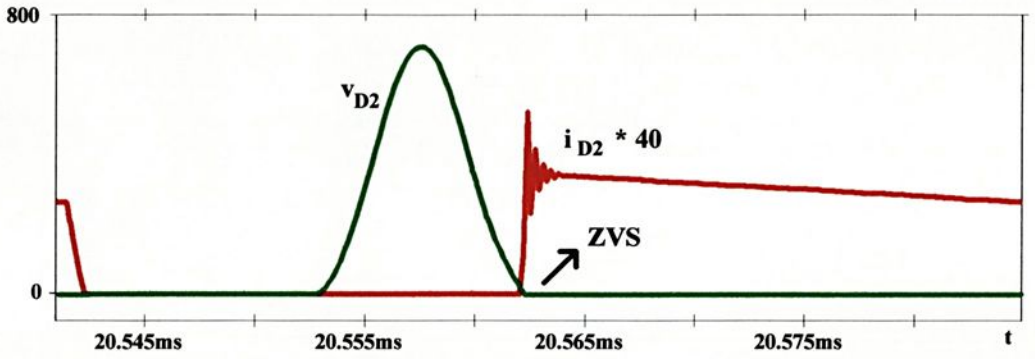


Figura 3.17 – Tensão e corrente através do diodo D_2.

As análises das figuras 3.14, 3.15, 3.16 e 3.17 são feitas de forma similar àquelas apresentadas no item 2.5.1, para as figuras 2.18, 2.19, 2.20 e 2.21.

Desta forma, com base nas figuras 3.14 e 3.15, correspondentes aos detalhes das comutações de S_1 e S_2, respectivamente, verifica-se que a entrada em condução, para ambas as chaves, ocorre de forma ZCS, devido à presença dos indutores ressonantes L_{r1} e L_{r2} associados em série com as chaves S_1 e S_2, respectivamente. Já o bloqueio de ambas as chaves se dá de forma ZCZVS, pois quando da inversão do sentido das correntes através L_{r1} e de L_{r2}, os diodos em anti-paralelo com as chaves S_1 e S_2 se encarregam de conduzir a parcela negativa de corrente, fazendo com que S_1 e S_2 passem a ter tensão e corrente nulas através de si.

Quanto aos diodos D_1 e D_2, analisando-se as figuras 3.16 e 3.17, observa-se que a entrada em condução de ambos ocorre de forma ZVS, fazendo com que as perdas associadas a estes elementos sejam reduzidas. No bloqueio de ambos os diodos, verifica-se que não há a presença de efeitos de recuperação reversa destes elementos sobre as chaves S_1 e S_2.

unesp

A figura 3.18 apresenta as curvas de potência de saída e tensão de saída do novo pré regulador.

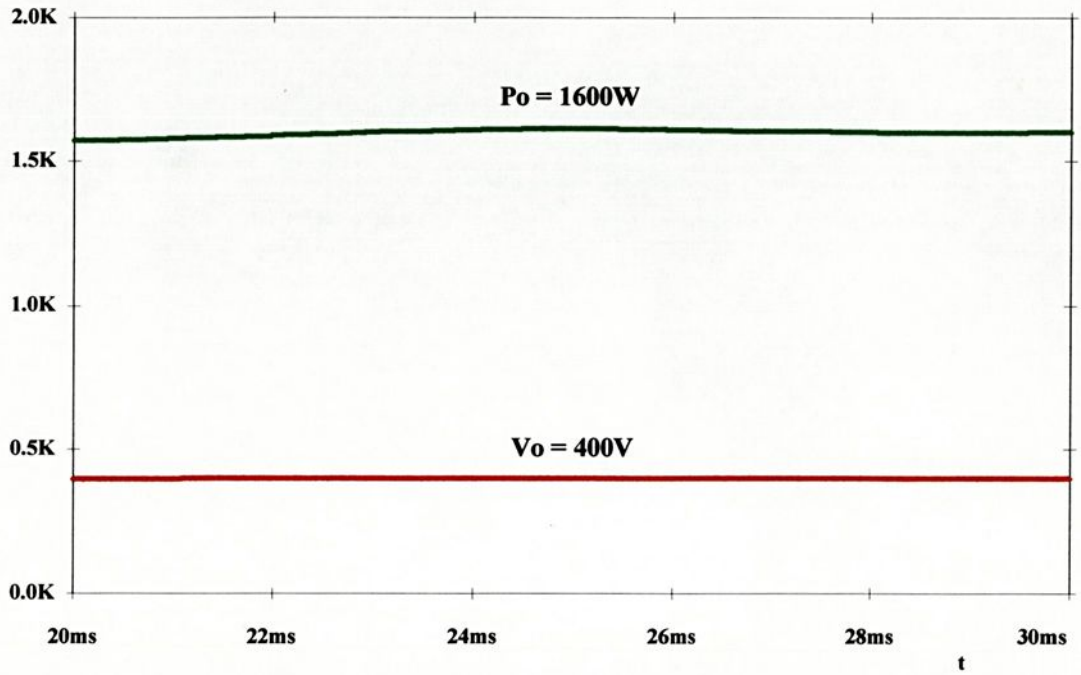


Figura 3.18 – Potência de saída (P_o) e tensão de saída (V_o)

A partir da análise da figura 3.18 nota-se que a potência de saída e a tensão de saída do novo pré-regulador retificador Boost ZCS-PWM com elevado fator de potência encontram-se em conformidade com os dados de projeto adotados.

3.3.2 - Listagem do Programa utilizado para a Simulação no PSpice 4.02

Um Novo Conversor Pré-Regulador ZCS-PWM Boost

```
* Circuito de Potência
Vin 1 2 sin(0 311 60 0 0 0)
D3 1 3 diode
D4 2 3 diode
D5 0 1 diode
D6 0 2 diode
Lb 3 4 2.42m
Co 6 0 680u ic=400
D1 4 5 diode
Sp 4b 0 4c 0 switch
DsSp 4a 4b mur1540
DSp 0 4a diode
Lr1 4 4a 56.78u ic=0
Lr2 5 5a 45.43u ic=0
D2 5 6 diode
Cr 5 0 94n
Sa 5b 0 5c 0 switch
DsSa 5a 5b mur1540
DSa 0 5a diode
Ro 6 0 100

* Corrente de Referência
Iref 7 8 sin(0 150u 60 0 0 0)
Dr1 7 9 diode
Dr2 8 9 diode
Dr3 0 7 diode
Dr4 0 8 diode
FL 10 11 Vin 14u
Dp1 10 12 diode
Dp2 11 12 diode
Dp3 0 10 diode
Dp4 0 11 diode

* Compensador de Corrente
R1 9 0 10k
R2 12 0 10k
X1 9 12 13 14 15 LF411
Va1 13 0 15
Va2 14 0 -15
C10 15 16 3.3n
C20 12 15 390p
R3 12 16 47k
Rdd 18 0 10k
R6 13 17 1k
Exp 19 0 table {V(15,19)}+(-10,0)
+(-1,0)(.1,0)(0,0)(.0001,15)(.1,15)
+(1,15)(10,15)
R6a 19 0 1MEG
R6p 17 0 10k
Vds 18 0 pulse(0 3.7 0 49.98u 10n
+ 10n 50u)
```

```
* Sinais de Controle
Ega 20 0 poly(1) 19 0 15 -1
Rga 20 0 1MEG
Egb 4p 0 poly(1) 20 0 15 -1
Rgb 4p 0 1MEG

* Derivador
Cd 20 21 71p
Rd 21 0 5k

* Oscilador
Dm1 21 22 diode
Dm2 0 23 diode1
Rm1 22 0 53k
Rm2 22 24 53k
Rm3 23 24 210k
Cm1 23 0 40p ic=0
Em 24 0 table {V(22)-V(23)}=(-200u,-12)
+(-125u,-12)(0.0,-12)(+200u,12)
Rm5 24 25 10k
Rm6 25 0 1MEG
E50 5p 0 table {V(25)}=(-.1E-2,0)
+(-.1E-3,0)(0.0,10)(.1E-2,12)(.1,15)
R50 5p 0 1MEG
ES2 5c 0 5p 0 1
RS2 5c 0 10k
ES1 4c 0 poly(2) 4p 0 5c 0 0 1 1
RS1 4c 0 10k
.model switch vswitch(ron=.1 roff=1e6
+von=1. Voff=.5)
.model diode d(tt=0 rs=100m vj=0.01
+cjo=0); *ipsp*
.model diode1 d(tt=0 rs=1. vj=0.7
+cjo=0); *ipsp*
.opt Acct abstol=1u reltol=2m itl4=100
+itl5=0 chgtol=10p; *ipsp*
.lib
.ic V(23)=0.0
.tran 0.2u 33.4m 16.67m .2u uic; *ipsp*
.four 60Hz I(Vin)
.probe
.end
```

cm 1 2 3 4 5 6 7 unesp 1 12 13 14 15 16 17 18

3.4 – Dimensionamento e Especificação dos Componentes do Protótipo

Feita a verificação da validade da teoria desenvolvida até aqui, passa-se então para a fase de dimensionamento e especificação dos componentes do protótipo do novo pré-regulador retificador Boost ZCS-PWM com elevado fator de potência. Os dados de projeto adotados são os mesmos do item 3.3.

Os componentes do circuito de potência serão dimensionados de forma similar àquela apresentada no item 2.6, denominado "D imensionamento e Especificação dos Componentes do Novo Conversor CC/CC Boost ZCS-PWM".

3.4.1 – Indutor Boost L_b

$L_b = 2{,}42\text{mH}$

$I_{p(Lb)} = 11{,}51\text{A}$

$I_{ef(Lb)} = 7{,}78\text{A}$

A especificação deste indutor se dá de forma idêntica à especificação do indutor Boost, apresentada no item 2.6.1. Assim sendo, de acordo com as equações (2.96), (2.97), (2.98) e (2.99):

$A_e.A_{w(Lb)} = 22{,}93\text{cm}^4$

Adota-se então um núcleo EE 65/39 (Thornton); $A_e = 7{,}98\text{cm}^2$, $A_w = 5{,}60\text{cm}^2$

$N_{(Lb)} = 116$ espiras

$l_{g(Lb)} = 0{,}56\text{cm}$

$S_{cu(Lb)} = 0{,}017\text{cm}^2$

Adota-se então um fio 14 AWG.

3.4.2 – Indutor Ressonante L_{r1}

$L_{r1} = 56{,}78\mu\text{H}$

$I_{p(Lr1)} = 15{,}31\text{A}$

$I_{ef(Lr1)} = 4{,}14\text{A}$

Com base na especificação do indutor Boost, apresentada no item 3.4.1, temos:

$A_e.A_{w(Lr1)} = 0{,}381\text{cm}^4$

Adota-se então um núcleo EE 30/14 (Thornton); $A_e = 1{,}2\text{cm}^2$, $A_w = 0{,}85\text{cm}^2$

$N_{(Lr1)} = 16$ espiras

$l_{g(Lr1)} = 0{,}103\text{cm}$

$S_{cu(Lr1)} = 0{,}009\text{cm}^2$

Adota-se então um fio 16 AWG.

unesp

3.4.3 – Indutor Ressonante L_{r2}

$L_{r2} = 45{,}43\mu H$

$I_{p(Lr2)} = 18{,}95A$

$I_{ef(Lr2)} = 4{,}72A$

De forma semelhante ao item 3.4.1, temos:

$A_e.A_{w(Lr2)} = 0{,}430cm^4$

Adota-se então um núcleo EE 30/14 (Thornton); $A_e = 1{,}2cm^2$, $A_w = 0{,}85cm^2$

$N_{(Lr2)} = 16$ espiras

$l_{g(Lr2)} = 0{,}126cm$

$S_{cu(Lr2)} = 0{,}010cm^2$

Adota-se então um fio 16 AWG.

3.4.4 – Capacitor Ressonante C_r

$C_r = 94nF$

$V_{p(Cr)} = 411{,}80V$

Adota-se dois capacitores de 47nF / 1,6kV em paralelo.

3.4.5 – Capacitor de Saída C_o

$C_o = 680\mu F$

$V_{p(Co)} = 409{,}60V$

Adota-se o seguinte arranjo:

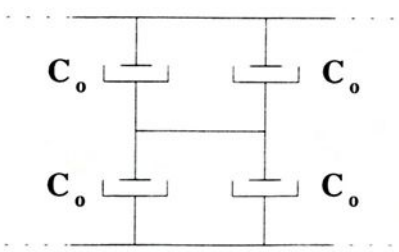


Figura 3.19 – Arranjo de capacitores utilizado na saída do pré-regulador retificador.

sendo: $C_o = 680\mu F / 250V$

3.4.6 – Diodos D_1 e D_2

D_1:	D_2:
$V_{D1p} = 766,50V$ $I_{D1p} = 16,74A$ $I_{D1m} = 5,32A$ $I_{D1ef} = 7,33A$	$V_{D2p} = 710,40V$ $I_{D2p} = 19,48A$ $I_{D2m} = 3,85A$ $I_{D2ef} = 5,95A$
Adota-se o diodo MUR8100.	Adota-se o diodo MUR8100.

3.4.7 – Chaves Comandadas S_1 e S_2

S_1:	S_2:
$V_{S1p} = 738,90V$ $I_{S1p} = 10,44A$ $I_{S1m} = 1,85A$ $I_{S1ef} = 3,46A$ $f_s = 20kHz$	$V_{S2p} = 431,77V$ $I_{S2p} = 18,95A$ $I_{S2m} = 1,55A$ $I_{S2ef} = 4,70A$ $f_s = 20kHz$
Adota-se a chave IGBT IRG4PH50UD.	Adota-se a chave IGBT IRG4PC50UD.

A figura 3.20 apresenta o diagrama esquemático do circuito de potência do novo pré-regulador retificador Boost ZCS-PWM a ser implementado.

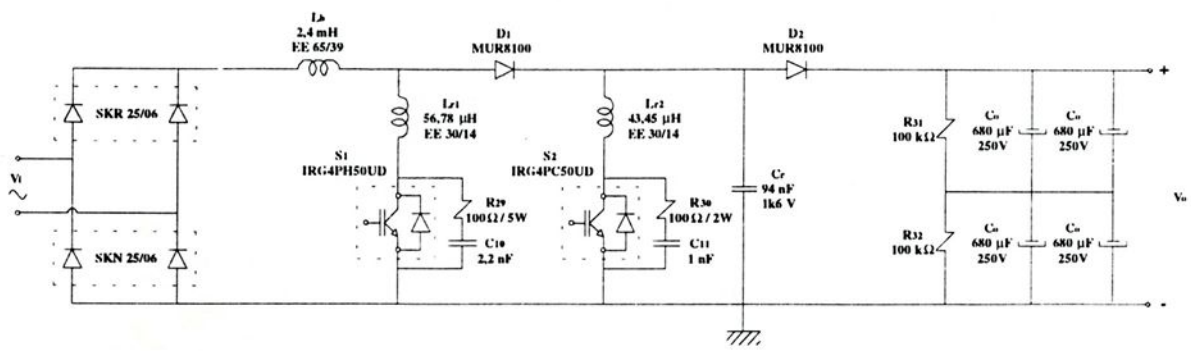


Figura 3.20 – Digrama esquemático do circuito de potência do novo pré-regulador retificador Boost ZCS-PWM.

Feito o dimensionamento do circuito de potência, deve-se então projetar o circuito de controle para a estrutura. Como já dito, adotar-se-á a técnica de controle por valores médios instantâneos de corrente, a fim de se emular a forma de onda da corrente de entrada.

3.5 – Projeto do Circuito de Controle por Valores Médios Instantâneos de Corrente

Em termos práticos, toda a lógica de controle por valores médios instantâneos de corrente encontra-se implementada em um único circuito integrado denominado UC3854, da Unitrode. Desta forma, o projeto deste tipo de controle limita-se à determinação dos parâmetros externos do UC3854, dentre os quais destacam-se o compensador de corrente e o compensador de tensão. As determinações de todos os parâmetros externos seguem a metodologia e as recomendações de Silva [17]. A figura 3.21 apresenta o circuito integrado UC3854 com seus parâmetros externos a serem calculados.

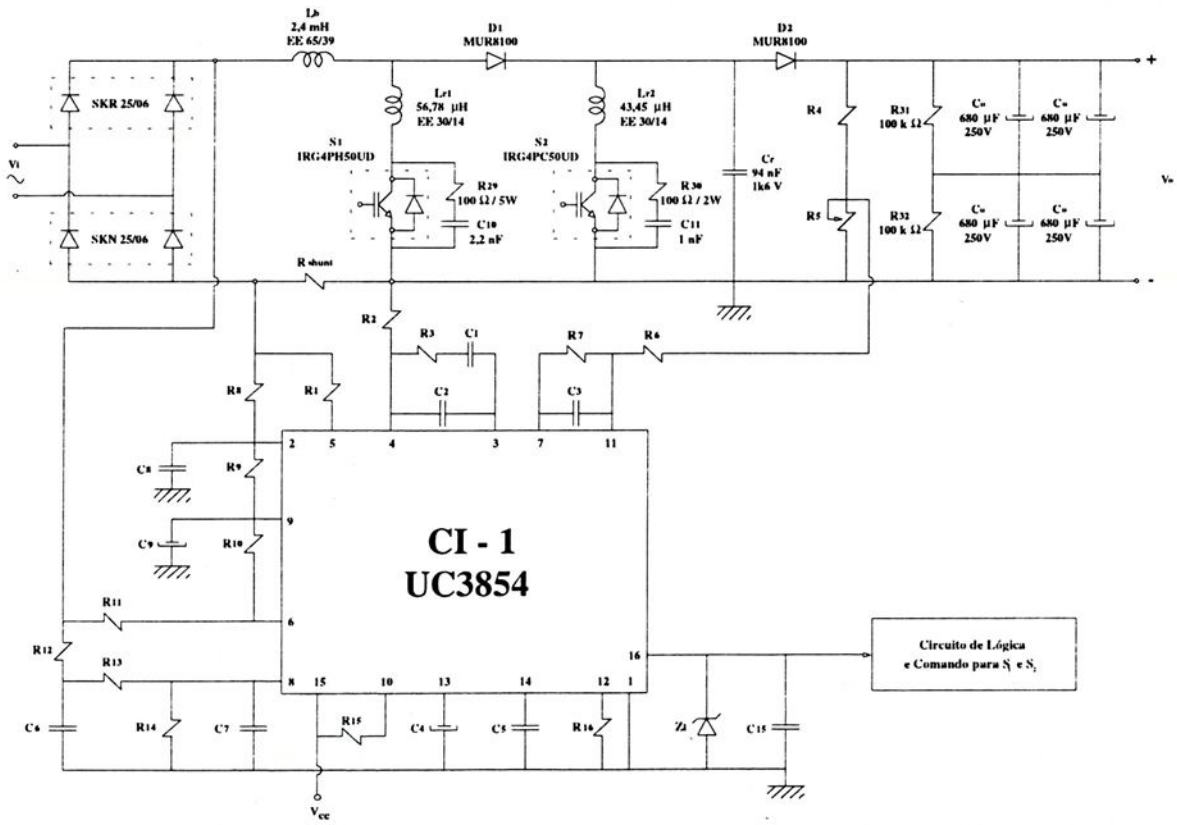


Figura 3.21 – Digrama esquemático do circuito de controle por valores médios instantâneos de corrente, em conjunto como o circuito de potência projetado.

O valor do resistor shunt utilizado para a amostragem da corrente de entrada será de 100mΩ. Para tanto, utilizar-se-á uma associação em paralelo de dez resistores de 1Ω/3W.

A freqüência de chaveamento é definida a partir da especificação do resistor R_{16} e do capacitor C_5, com base na equação (3.20).

$$f_S = \frac{1{,}25}{R_{16}.C_5} \qquad (3.20)$$

A freqüência de chaveamento da estrutura é de 20kHz. Adotando-se o valor do capacitor $C_5 = 3,9nF$, obtém-se $R_{16} = 15k\Omega$.

O valor de pico da corrente de entrada é definido pelos resistores R_{shunt}, R_1 e R_{16}, de acordo com a equação (3.21).

$$I_p = \frac{1,875.R_1}{R_{16}.R_{shunt}} \tag{3.21}$$

De posse do valor de pico da corrente de entrada, determinado na equação (3.14), e dos valores de R_{shunt} e R_{16}, determina-se então $R1 = 10k\Omega$.

A compensação da corrente de entrada é feita a partir do uso dos pinos 3, 4 e 5 do integrado. A malha responsável por esta compensação é mostrada na figura 3.22.

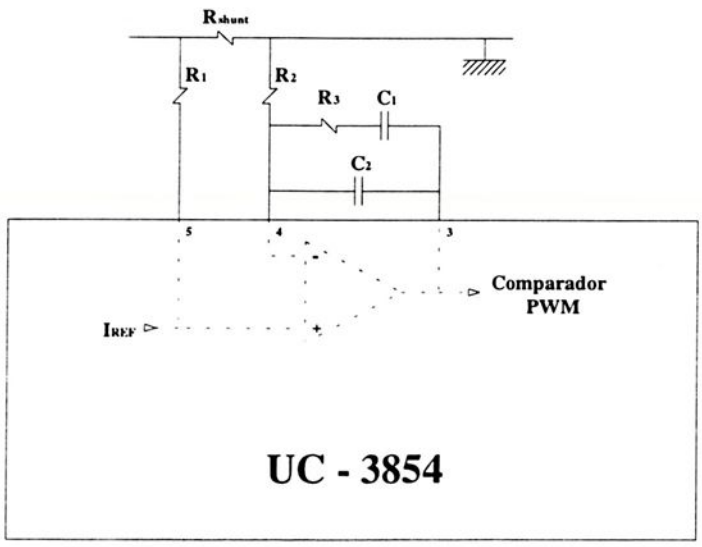


Figura 3.22 – Malha de compensação de corrente.

A determinação dos parâmetros R_2, R_3, C_1 e C_2 depende da adoção de alguns parâmetros do compensador. O ganho do compensador de corrente (G_C), definido pela equação (3.22), deve ser de aproximadamente 18dB.

$$G_C = 20.\log\frac{R_3}{R_2} \tag{3.22}$$

Assim, adotando-se $R_2 = R_1$, obtém-se $R_3 = 82k\Omega$.

A freqüência de zero adotada é de 1kHz, suficiente para garantir uma boa reprodução da corrente retificada. A equação (3.23) define a freqüência de zero deste compensador.

$$f_Z = \frac{1}{2.\pi.R_3.C_1} \tag{3.23}$$

unesp

Dessa forma, o capacitor C_1 deve valer 1,8nF.

Já a freqüência de pólo, definida pela equação (3.24), deve ser admitida como sendo dez vezes maior do que a freqüência de zero do compensador.

$$f_P = \frac{C_1 + C_2}{2.\pi.R_3.C_1.C_2} \tag{3.24}$$

Com a freqüência de pólo em 10kHz, o capacitor C_2 deve valer 220pF.

O compensador de tensão, obtido fazendo-se uso dos pinos 7 e 11, é na realidade um filtro passa baixa com uma freqüência de corte bastante reduzida, definida pela equação (3.25). A figura 3.23 apresenta a configuração deste compensador.

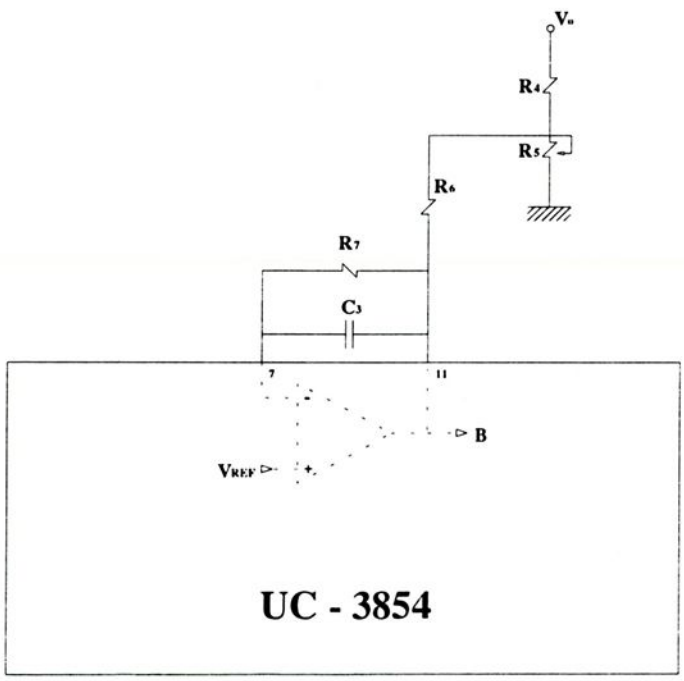


Figura 3.23 – Malha de compensação de tensão.

$$f_C = \frac{1}{2.\pi}.\sqrt{\frac{2.P_o.V_{th}}{V_o^2.\Delta V_o.C_o.R_6.C_3}} \tag{3.25}$$

sendo: P_o a potência de saída do conversor;

V_{th} o valor da tensão de referência do compensador;

V_o a tensão de saída do conversor;

ΔV_o a variação admissível na tensão de saída do conversor;

C_o o valor da capacitância de saída;

R_6 e C_3 parâmetros a serem calculados.

Tem-se ainda a equação (3.26) que define o produto $R_6.C_3$.

$$R_6.C_3 = \frac{10.\Delta V_o.V_{th}}{2.\pi.120.V_o} \qquad (3.26)$$

Os valores de P_o, V_o, C_o e ΔV_o foram definidos anteriormente no item 3.3. Desta forma, adotando-se V_{th} = 7,5V e substituindo todos estes valores nas equações (3.25) e (3.26) obtém-se R_6 = 10kΩ e C_3 = 180nF.

O resistor R_7 é determinado através da equação (3.27).

$$R_7 = \frac{1}{2.\pi.f_C.C_3} \qquad (3.27)$$

Assim sendo, R_7 = 47kΩ.

O divisor de tensão composto pelos resistores R_4 e R_5 (para a amostra da tensão de saída) deve ser dimensionado de tal forma que a amostra da tensão de saída do conversor seja igual ao valor estipulado de V_{th}=7,5V para a tensão de referência. A equação (3.28) é utilizada para especificar os valores de R_4 e R_5.

$$\frac{R_5}{R_4} = \frac{V_{th}}{V_o - V_{th}} \qquad (3.28)$$

Adotando-se R_4 = 560kΩ obtém-se R_5 = 10,7kΩ. Utiliza-se então, no lugar de um resistor de valor fixo, um trimpot de 20kΩ ajustado no valor calculado para R_5.

O pino 8 do integrado é o que recebe um valor CC de tensão proporcional ao valor eficaz da tensão de entrada. Este valor CC é fornecido através de um filtro atenuador composto pelos resistores R_{12}, R_{13}, R_{14} e pelos capacitores C_6 e C_7. Os valores destes elementos aqui utilizados são recomendados pela própria Unitrode, para uma variação da tensão de alimentação de 85V a 255V eficazes. Adota-se então: R_{12} = 1MΩ, R_{13} = 82kΩ, R_{14} = 22kΩ, C_6 = 100nF e C7 = 470nF.

O UC3854 possui ainda a capacidade de prover proteção contra sobrecorrente, bastando para tanto ajustar os valores de R_8 e R_9, de acordo com a expressão (3.29).

$$\frac{V_{th}}{R_9} = \frac{I_{i(máx)}.R_{shunt}}{R_8} \qquad (3.29)$$

onde: $I_{i(máx)}$ é a máxima corrente eficaz admitida em sobrecarga.

Portanto, adotando-se $I_{i(máx)}$ = 15A e R_8 = 1,8kΩ, obtém-se R_9 = 10kΩ.

unesp

Observa-se que o funcionamento deste circuito de proteção baseia-se na comparação entre a imagem da corrente de entrada e a tensão de referência do integrado, a partir do divisor resistivo formado por R_8 e R_9. Dessa forma, caso a corrente venha a ultrapassar o valor estipulado, o pulso gerado para o comando da chave será inibido.

A presença dos capacitores C_8 e C_9 deve-se à necessidade de se desacoplar os ruídos da tensão de referência e também da imagem da corrente de entrada. Como valores recomendados tem-se: $C_8 = 470pF$ e $C_9 = 1\mu F/25V$.

O sincronismo é obtido a partir do pino 6. Internamente mantém-se um sinal CC de 6V para este pino. O resistor R_{11} a ser conectado neste pino é definido pela equação (3.30) para uma corrente de 400μA.

$$R_{11} = \frac{V_p + 6}{400.10^{-6}} \qquad (3.30)$$

onde: V_p é o valor de pico da tensão de alimentação.

O valor de pico da tensão de entrada é assumido como sendo 15% superior à tensão de pico nominal adotada para o projeto, ou seja, $V_p = 357,8V$. Levando-se este valor à equação (3.30) obtém-se $R_{11} = 820k\Omega$.

O valor do resistor R_{10} conectado entre o pino 6 e o pino 9 deve estar em torno de 25% do valor do resistor R_{11}, o que nos fornece $R_{10} = 180k\Omega$.

O pino 10, responsável pela habilitação / desabilitação do integrado, é conectado à alimentação V_{CC} por meio de um resistor R_{15} de 22kΩ. Isto faz com que o integrado permaneça sempre habilitado.

Por fim, faz-se a determinação do circuito de partida (soft-start) do integrado, realizado a partir do capacitor C_4. O capacitor C_4 é definido a partir da equação (3.31), na qual t_{start} é o tempo necessário para que a tensão de referência cresça, partindo de zero, até seu valor nominal de 7,5V.

$$C_4 = \frac{t_{start}}{5,4.10^5} \qquad (3.31)$$

Adotando-se $t_{start} = 0,5s$ obtém-se $C_4 = 1\mu F/25V$.

A exemplo do integrado UC3524 utilizado para o comando do conversor CC/CC Boost ZCS-PWM apresentado no Capítulo 2, o UC3854 gera apenas um pulso de comando de saída. Deve-se então, a partir deste pulso principal, gerar os pulsos necessários para os comandos das

unesp

chaves principal S_1 e auxiliar S_2, de acordo com a mesma lógica apresentada no item 2.6.8. A figura 3.24 ilustra a lógica de obtenção dos pulsos de comando das chaves S_1 e S_2.

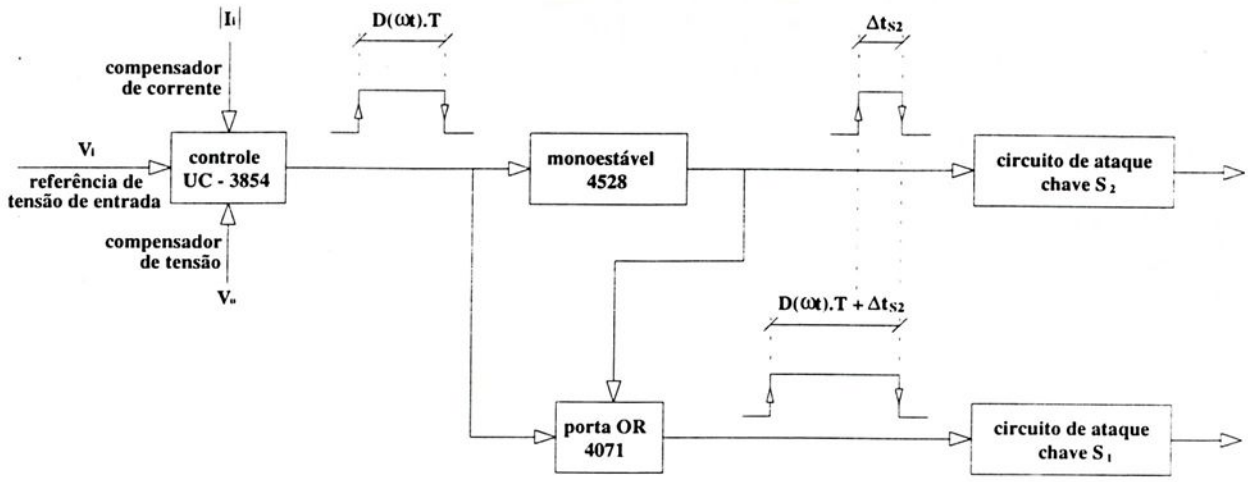


Figura 3.24 – Lógica de controle para o novo pré-regulador retificador Boost ZCS-PWM com elevado fator de potência.

onde:
$$D(\omega t) = 1 - \frac{1}{q} - \frac{f}{2.\pi}.\left[\frac{2.\beta - \alpha^2(\omega t)}{2.\alpha(\omega t).\beta} + A - B(\alpha(\omega t)) + \frac{\omega_{01}.\Delta t_7(\alpha(\omega t))}{\sqrt{\beta}}\right] \quad (3.32)$$

Os circuitos de ataque das chaves principal e auxiliar são idênticos àqueles utilizados para o conversor CC/CC apresentado no Capítulo 2.

3.6 – Resultados Experimentais

A figura 3.25 apresenta o diagrama esquemático do controle por valores médios instantâneos de corrente em conjunto com o diagrama do circuito de potência do protótipo implementado.

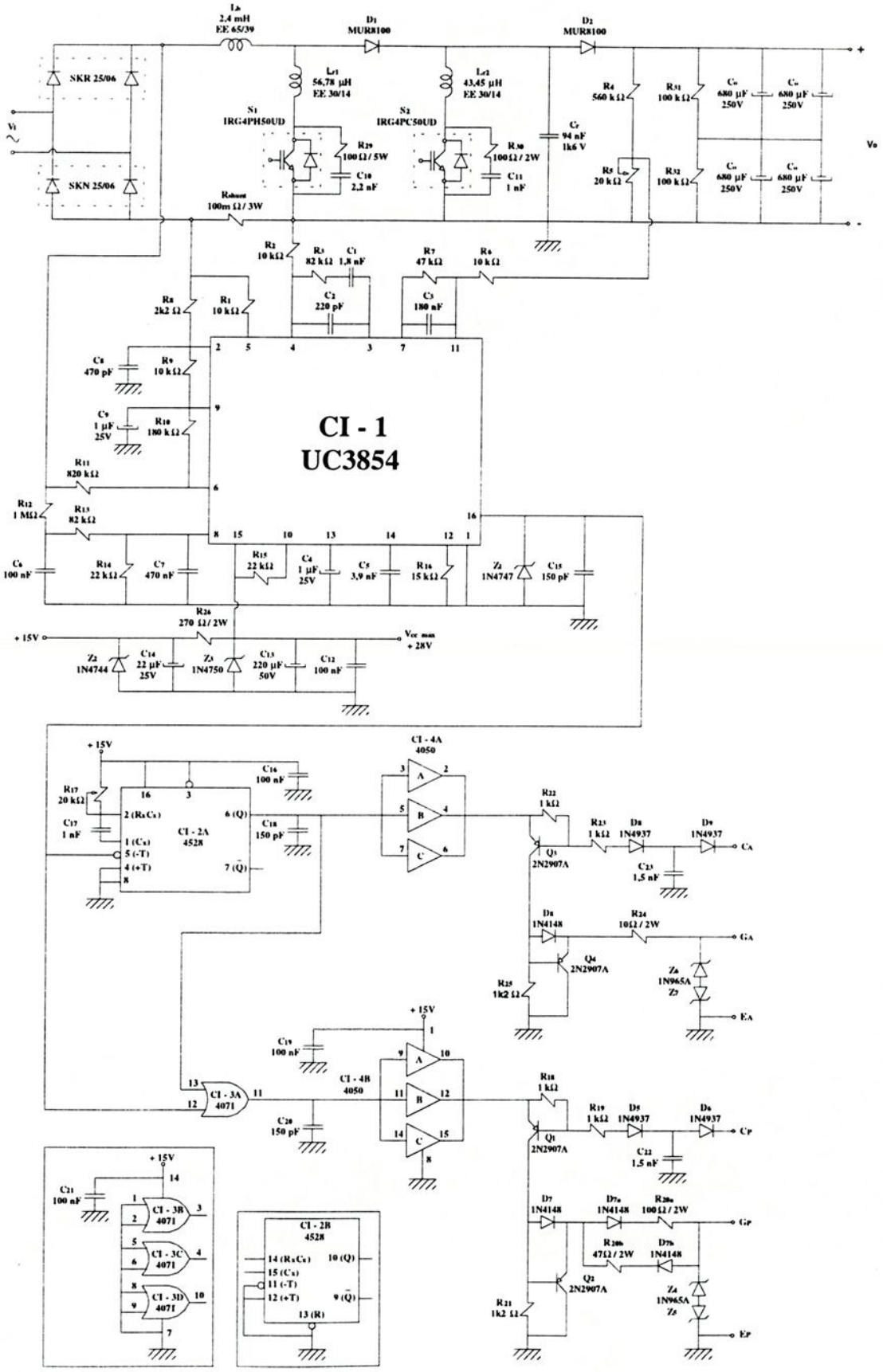


Figura 3.25 – Digrama esquemático completo do novo pré-regulador retificador Boost ZCS-PWM com elevado fator de potência.

A figura 3.26 mostra a unidade de teste implementada do novo pré-regulador.

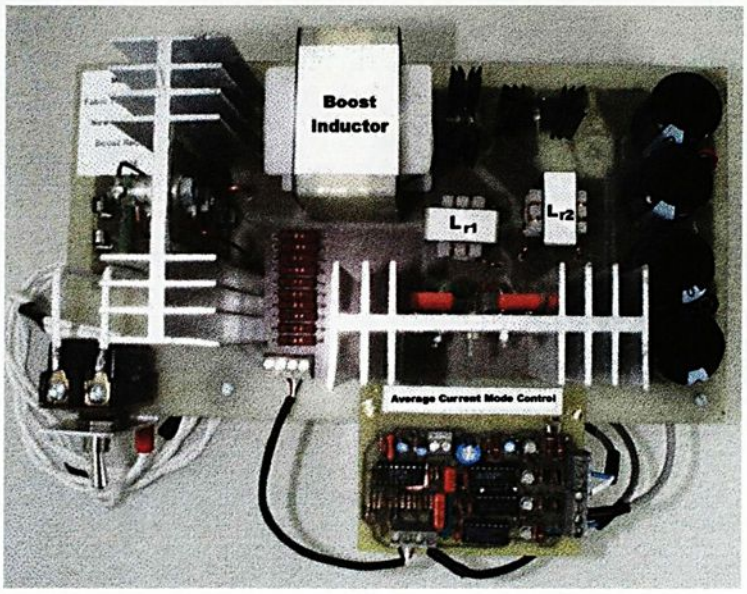


Figura 3.26 – Unidade de teste do novo pré-regulador retificador Boost ZCS-PWM com elevado fator de potência.

A partir dos ensaios laboratoriais do protótipo implementado, foi possível oscilografar as principais formas de onda da estrutura.

A forma de onda da corrente drenada da rede de alimentação CA pela unidade de teste ensaiada é mostrada na figura 3.27, juntamente com a forma de onda da tensão de alimentação.

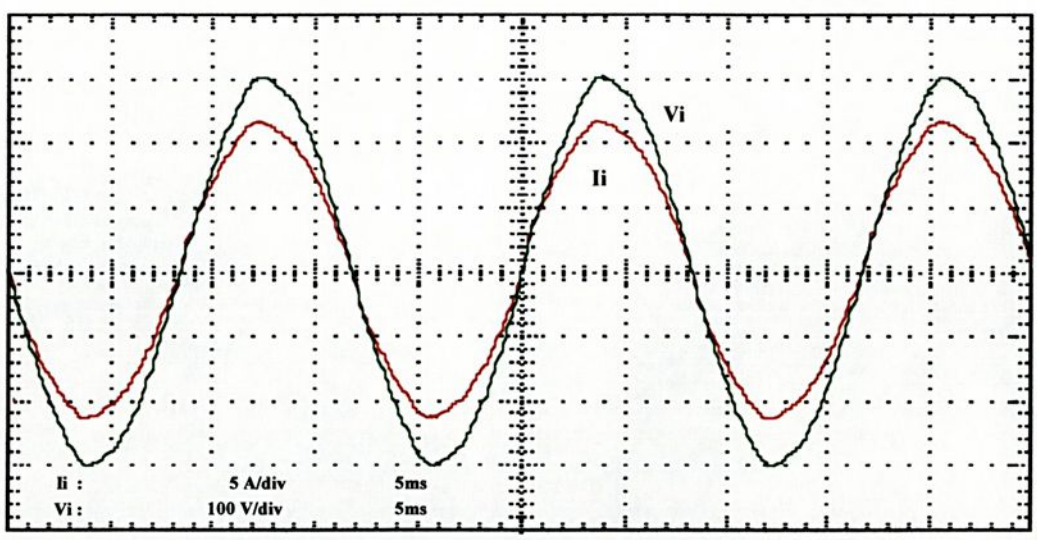


Figura 3.27 – Tensão de entrada (V_i) e corrente de entrada (I_i), para carga nominal e V_{ief} = 220V

Analisando-se a figura 3.27 é possível notar que a forma de onda da corrente de entrada possui reduzida distorção harmônica e deslocamento angular quase nulo, em relação à tensão de alimentação.

A partir das análises das formas de onda da corrente de entrada e da tensão de alimentação, foi possível obter-se os espectros harmônicos da corrente de entrada e da tensão de alimentação, mostrados nas figuras 3.28 e 3.29, respectivamente.

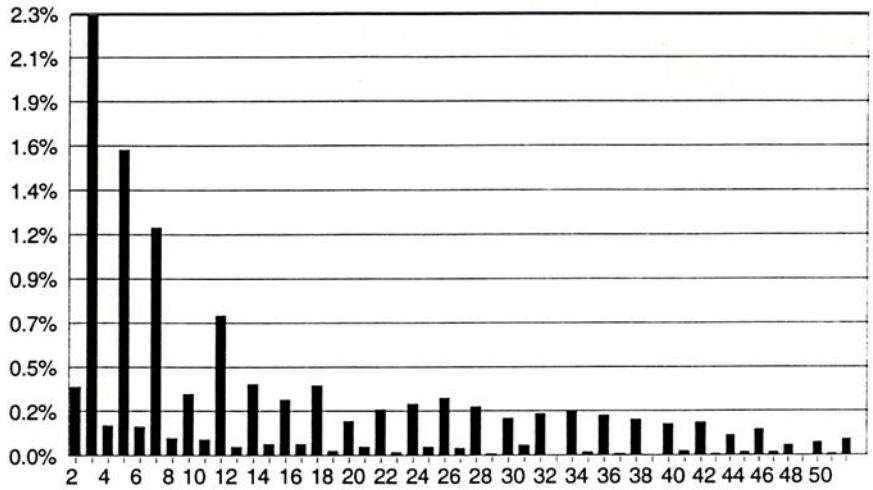


Figura 3.28 – Espectro harmônico da corrente de entrada drenada pela unidade de teste implementada.

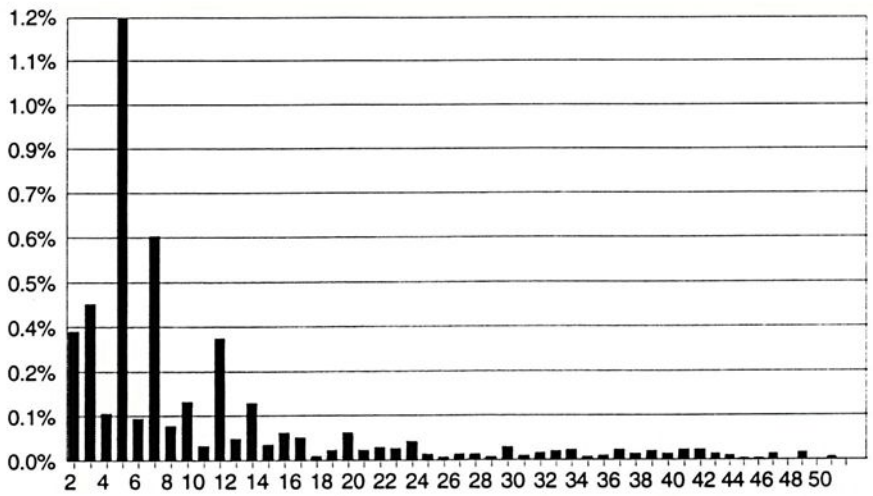


Figura 3.29 – Espectro harmônico da tensão de alimentação da unidade de teste implementada.

Nota-se claramente, com base na figura 3.28, que a distorção harmônica da corrente de entrada é bastante reduzida. As componentes de terceira, quinta e sétima ordens são as que possuem maior contribuição para a taxa de distorção harmônica total, sendo que a contribuição da terceira harmônica chega próxima aos 2,3%. A taxa de distorção harmônica total da corrente, para carga nominal, foi de 3,42%, para uma taxa de distorção harmônica na tensão de entrada de 1,61%, no instante da obtenção dos resultados apresentados na figura 3.27.

unesp

O deslocamento angular da componente fundamental da corrente de entrada em relação à componente fundamental da tensão de alimentação do pré-regulador é de aproximadamente 2,11°, para os resultados da figura 3.27.

Dessa forma, o fator de potência obtido para carga nominal foi de 0,999 (FP = 99,9%)

Comprovado o elevado fator de potência da estrutura, resta-nos observar o comportamento das comutações nas chaves principal e auxiliar. As figuras 3.30 e 3.31 mostram os detalhes das comutações ocorridas nas chaves principal (S_1) e auxiliar (S_2), aquisitadas próximas à passagem pelo pico e pelo zero da tensão de alimentação.

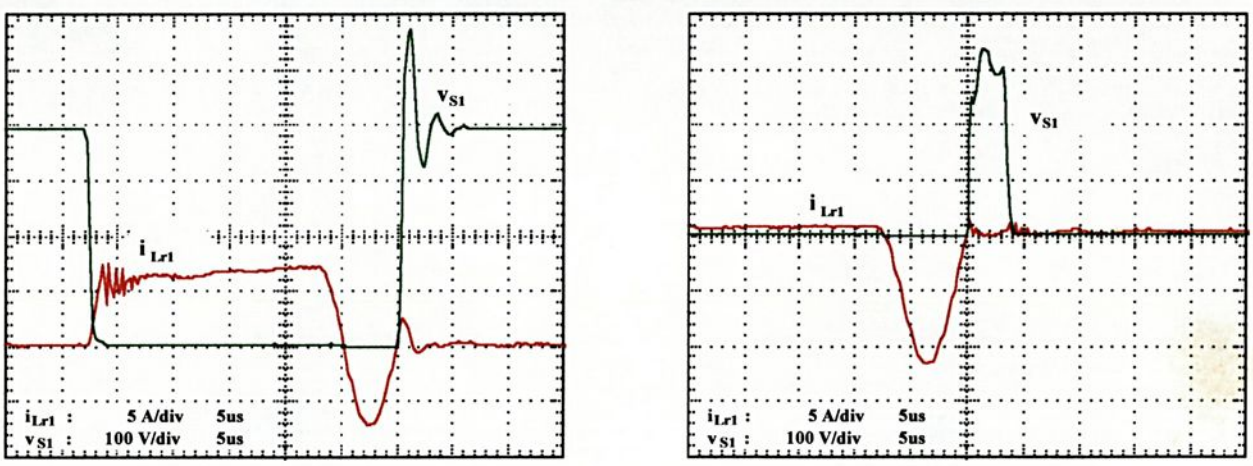


Figura 3.30 – Detalhe das comutações na chave principal (S_1), para carga nominal:

(a) Tensão sobre S_1 (v_{S1}) e corrente através de L_{r1} (i_{Lr1}), próximo ao pico da tensão de alimentação;

(b) Tensão sobre S_1 (v_{S1}) e corrente através de L_{r1} (i_{Lr1}), próximo à passagem por zero da tensão de alimentação.

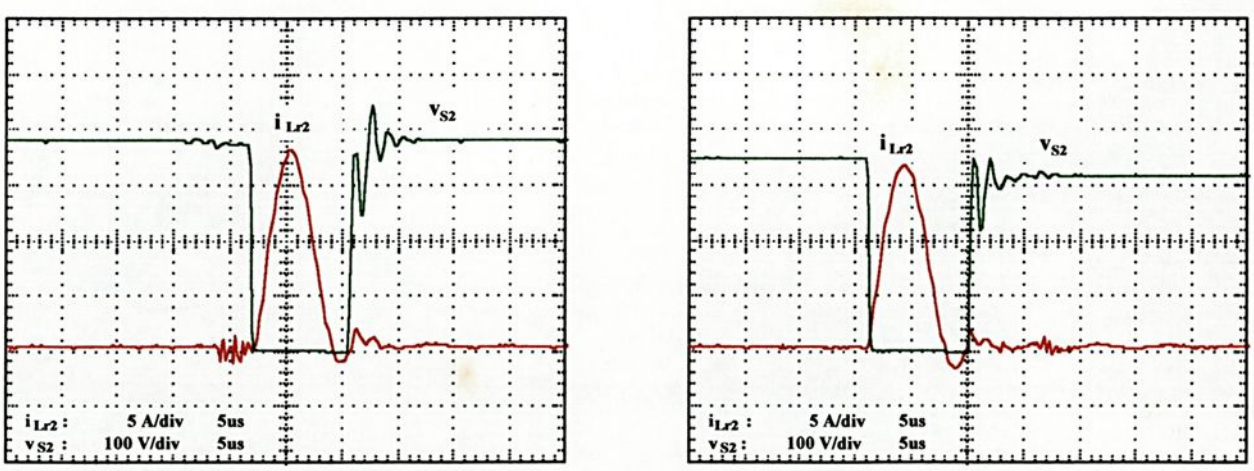


Figura 3.31 – Detalhe das comutações na chave auxiliar (S_2), para carga nominal:

(a) Tensão sobre S_2 (v_{S2}) e corrente através de L_{r2} (i_{Lr2}), próximo ao pico da tensão de alimentação;

(b) Tensão sobre S_2 (v_{S2}) e corrente através de L_{r2} (i_{Lr2}), próximo à passagem por zero da tensão de alimentação.

unesp

Analisando-se as figuras 3.30 e 3.31 é possível notar que tanto a chave principal quanto a auxiliar comutam de forma ZCS na entrada em condução e de forma ZCZVS no bloqueio, próximo ao pico e também à passagem por zero da tensão de alimentação, ou seja, durante toda a variação senoidal da tensão de entrada. Assim pode-se concluir que as comutações não-dissipativas são preservadas durante todo o período da rede de CA.

A figura 3.32 mostra a curva de rendimento levantada experimentalmente para o novo pré-regulador retificador Boost ZCS-PWM com elevado fator de potência.

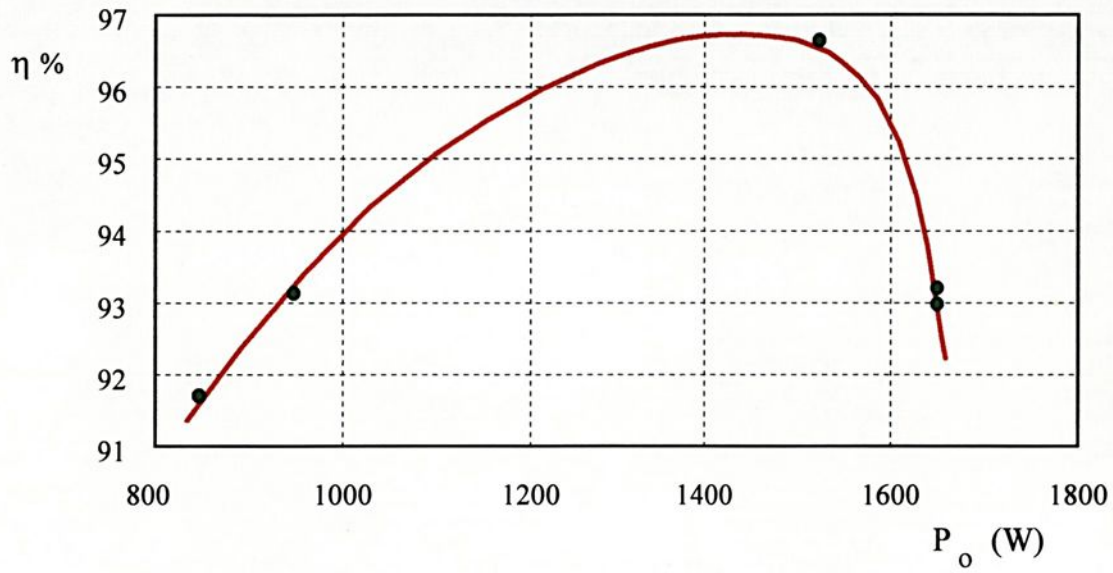


Figura 3.32 – Curva de rendimento do novo pré-regulador retificador Boost ZCS-PWM com elevado fator de potência, em função da potência de saída.

Nota-se então, com base na figura 3.32, que o rendimento da estrutura proposta é bastante elevado, para uma larga faixa de carga. De forma similar ao comportamento apresentado pelo conversor CC/CC ZCS-PWM apresentado no capítulo 2, o máximo do rendimento deste pré-regulador ocorre próximo ao valor nominal de carga (1,6kW), estipulado em projeto. Acima ou abaixo deste valor, tem-se uma redução no rendimento da estrutura. No entanto, mesmo com a considerável variação de carga, o rendimento permaneceu acima de 90%.

Observa-se ainda que o máximo rendimento medido para carga nominal foi de 96,7%.

Observa-se também que medidas rigorosas de rendimento envolvem altos custos de instrumentação (sensores e câmaras isotérmicas), não existentes em nosso laboratório (LEP-FEIS-UNESP). Desta forma, os resultados apresentados verificam apenas a ordem de grandeza próxima da qual se encontra o real rendimento da estrutura.

unesp

3.7 – Conclusões

Neste capítulo apresentamos o funcionamento do novo pré-regulador retificador Boost ZCS-PWM. Os resultados de simulação e experimentais demonstraram que o comportamento desta estrutura é muito próximo daquele desejado.

Existe a emulação de uma corrente com baixa taxa de distorção harmônica e reduzida defasagem angular em relação à tensão de alimentação, o que acarreta num elevado fator de potência.

Verifica-se ainda que as comutações tanto para a chave principal quanto auxiliar foram do tipo ZCS, assim como os diodos D_1 e D_2 comutaram sob tensão nula, sem efeitos de recuperação reversa sobre S_1 e S_2, durante todo o período da rede de corrente alternada.

Graças à aplicação da técnica de comutação não-dissipativa ZCS torna-se possível a obtenção de um elevado rendimento para o novo pré- regulador retificador Boost ZCS-PWM proposto.

unesp

Capítulo 4

4 – Conclusões Gerais

Como conclusões gerais para este trabalho podemos citar:

a) A validade da teoria aqui desenvolvida, demonstrada por meio de resultados experimentais obtidos a partir de ensaios laboratoriais de protótipos implementados;

b) A verificação da comutação não-dissipativa do tipo ZCS durante a entrada em condução das chaves principal e auxiliar (S_1 e S_2), bem como uma comutação do tipo ZCZVS durante o bloqueio das mesmas;

c) A comutação não-dissipativa do tipo ZVS observada nos diodos D_1 e D_2;

d) A ausência dos efeitos de recuperação reversa dos diodos (D_1 e D_2) sobre as chaves (S_1 e S_2);

e) A emulação de uma corrente de entrada próxima à forma de onda senoidal da tensão de alimentação do circuito, quando da utilização desta célula em um conversor CA/CC controlado a partir da técnica de valores médios instantâneos de corrente;

f) A capacidade de se obter um alto fator de potência graças à emulação de uma corrente de entrada cuja forma de onda é próxima a uma senóide, com a técnica de controle por valores médios instantâneos de corrente;

g) A obtenção de elevado rendimento, graças à redução das perdas durante as comutações, acarretando um aumento da densidade de potência para o novo pré-regulador retificador Boost ZCS-PWM em análise.

Por se tratar de um conversor direto, o conversor Boost não provê naturalmente a isolação da carga em relação à alimentação. Tendo em vista que a isolação da carga é uma característica desejável para os conversores e a partir dos bons resultados obtidos com o emprego desta nova célula de comutação, propõe-se, como continuidade do trabalho desenvolvido, o estudo de estruturas isoláveis do tipo Buck-Boost, Sepic e Zeta que se utilizem desta nova célula ZCS-PWM.



Capítulo 5

5 – Apêndices

5.1 – Apêndice A – O Conceito de Fator de Potência

O conceito de potência elétrica pode ser melhor entendido através de sua analogia com os sistemas mecânicos.

Nos sistemas mecânicos, trabalho é o resultado de uma determinada força aplicada sobre um corpo de forma a produzir algum efeito sobre o deslocamento do mesmo. Contudo, caso a força seja aplicada perpendicularmente ao plano de deslocamento, ela não realizará trabalho. Assim, ao se aplicar uma força cuja direção não seja perpendicular e nem coincida com o plano de deslocamento do corpo, teremos, por decomposição vetorial da mesma, uma componente paralela ao plano de deslocamento (responsável pela realização de trabalho) e uma componente perpendicular ao mesmo, que não realiza trabalho.

Desta forma, para os sistemas elétricos, temos as seguintes analogias com os sistemas mecânicos:

Sistema Elétrico		Sistema Mecânico
Potência	$\leftrightarrow$	Trabalho
Energia	$\leftrightarrow$	Força
Freqüência	$\leftrightarrow$	Deslocamento

Portanto, conceitualmente, a potência elétrica, para sistemas de corrente alternada, é definida como o produto entre energia elétrica e freqüência com que esta energia é aplicada ao sistema.

Entretanto, os sistemas elétricos são constituídos por elementos armazenadores de energia (indutâncias e capacitâncias) ou não (resistências), com características físicas distintas. Devido à presença destes elementos e da ação de interrupção, por qualquer meio, resultante da necessidade de controle dos sistemas elétricos (seccionamento, interruptores comandados ou não, etc...), decorrem formas distintas de acumulação e circulação de energia pelo sistema (energia ativa e reativa).

unesp

Assim, para sistemas elétricos de corrente alternada temos, por analogia com os sistemas mecânicos, três tipos distintos de potência elétrica:

- Potência Ativa (P): Parcela útil da potência aparente. Análoga ao trabalho em sistemas mecânicos, resultante da ação da força que é aplicada paralelamente ao plano de deslocamento do corpo. Esta parcela é dissipada termicamente (elementos resistivos) ou convertida em outras formas de energia (mecânica, química).

- Potência Reativa (Q): Parcela da potência aparente decorrente da energia reativa que fica em circulação, sendo constantemente trocada entre os elementos acumuladores (indutores e capacitores) do sistema, não sendo portanto útil. Tem o mesmo efeito da ação exercida pela componente de força (em sistemas mecânicos) que é aplicada ou resulta perpendicular ao plano de deslocamento do corpo. Como esta parcela fica em circulação pelo sistema, não realizando trabalho útil, provoca aquecimento de condutores (perdas), distorção harmônica da tensão da rede de corrente alternada, interferências eletromagnéticas conduzidas e irradiadas, reduzindo a eficiência e a performance do sistema elétrico.

- Potência Aparente (S): Potência total, composta pela soma vetorial das potências ativa e reativa. Em analogia a sistemas mecânicos, se equivale à ação da força resultante aplicada sobre o corpo.

O conceito de fator de potência é então definido com a finalidade de se relacionar a potência útil (ativa) com a aparente, sendo portanto uma relação de "utilização".

Este parâmetro, "fator de potência" (FP), é definido analiticamente de acordo com a equação (5.1).

$$FP = \frac{P}{S} \tag{5.1}$$

sendo: P - potência ativa;

S - potência aparente.

Como definição para a potência ativa e para a potência aparente temos:

$$P = V_{i(1)_{ef}} . I_{i(1)_{ef}} . \cos \phi_{(1)} \tag{5.2}$$

$$S = V_{i\,ef} . I_{i\,ef} \tag{5.3}$$

unesp

sendo: $V_{i(1)_{ef}}$ - valor eficaz da componente fundamental da tensão de entrada;

$I_{i(1)_{ef}}$ - valor eficaz da componente fundamental da corrente de entrada;

$V_{i\,ef}$ - valor eficaz da tensão senoidal de entrada;

$I_{i\,ef}$ - valor eficaz da corrente de entrada.

Substituindo-se os valores de P e S, obtidos nas equações (5.2) e (5.3), na equação (5.1), obtemos:

$$FP = \frac{V_{i(1)_{ef}} . I_{i(1)_{ef}} . \cos \phi_{(1)}}{V_{i\,ef} . I_{i\,ef}} \tag{5.4}$$

Considerando-se que a tensão aplicada seja isenta de harmônicos, ter-se-ia que:

$$V_{i(1)_{ef}} = V_{i\,ef} \tag{5.5}$$

Levando-se então o resultado da equação (5.5) à equação (5.4), teremos:

$$FP = \frac{I_{i(1)_{ef}}}{I_{i\,ef}} . \cos \phi_{(1)} \tag{5.6}$$

sendo: $\phi_{(1)}$ - ângulo de deslocamento entre a tensão de entrada e a componente fundamental da corrente de entrada.

A corrente eficaz ($I_{i\,ef}$) para o sistema alternado, cujo conteúdo harmônico é não-nulo, é definida por:

$$I_{i\,ef} = \sqrt{I^2_{i(1)_{ef}} + \sum_{n=2}^{\infty} I^2_{i(n)_{ef}}} \tag{5.7}$$

sendo: $\sum_{n=2}^{\infty} I_{i(n)_{ef}}$ - somatório dos valores eficazes das harmônicas da corrente de entrada.

Levando-se (5.7) em (5.6), obtemos:

$$FP = \frac{\cos \phi_{(1)}}{\sqrt{1 + \dfrac{\sum_{n=2}^{\infty} I^2_{i(n)_{ef}}}{I^2_{i(1)_{ef}}}}} \tag{5.8}$$

unesp

Define-se "Taxa de Distorção Harmônica" (TDH), como a relação do conteúdo harmônico, excetuando-se a fundamental, pela componente fundamental, ambos em valores eficazes.

Dessa forma, a TDH para a corrente com conteúdo harmônico não-nulo através do sistema é definida conforme a equação (5.9).

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum I^2_{i(n)_{ef}}}}{I_{i(1)_{ef}}} \qquad (5.9)$$

Portanto, o fator de potência e a taxa de distorção harmônica ficam relacionados conforme a equação (5.10).

$$FP = \frac{\cos\phi_{(1)}}{\sqrt{1+TDH^2}} \qquad (5.10)$$

Analisando-se a expressão (5.10), verifica-se que, para a obtenção de um fator de potência unitário, ou seja, uma relação de igualdade entre as potências ativa e aparente, faz-se necessário que:

a) O deslocamento angular ($\phi_{(1)}$), entre a fundamental da tensão de entrada ($V_{i(1)}$) e a fundamental da corrente ($I_{i(1)}$) de entrada, seja nulo, ou seja:

$$\cos\phi_{(1)} = 1 \qquad (5.11)$$

b) conteúdo harmônico seja nulo, ou seja, que a corrente I_i seja isenta de harmônicos e portanto:

$$I_{i\,ef} = I_{i(1)_{ef}} \qquad (5.12)$$

Dessa forma, a taxa de distorção harmônica (TDH) será nula e o fator de potência (FP) resultará unitário.

unesp

Referências Bibliográficas

[1]C. A. Canesin e I. Barbi, "Novel Zero-Current-Switching PWM Converters", IEEE Transactions on Industrial Eletronics, Publisher Identifier S0278-0046(97)04137-3, Junho-1997

[2]E. E. Buchanan e E. J. Miller, "Resonant Switching Power Conversion Technique", IEEE PESC Records, 1975, pp. 188-193;

[3]F. C. Lee, "High-Frequency Quasi-Resonant Converter Technologies", Proceedings of the IEEE, 1988, pp. 377-390;

[4]D. M. Divan, R. W. Dedoncker e R. L. Steigerwald, 'Soft-Switching in High Power Converters", IEEE APEC Seminar 8, 1990, pp. S.8-6;

[5]O. D. Patterson e D. M. Divan, "Pseudo-Resonant Full Bridge DC/DC Converter", IEEE PESC Records, 1987, pp. 424-430;

[6]T. A. Meynard, Y. Cheron e H. Foch, "Generalization of the Resonant Switch Concept: Structures and Performance", EPE Records, 1987, pp. 239-244;

[7]R. Rangan, D. Y. Chen, J. Yang e J. Lee, "Application of Insulated Gate Bipolar Transistor to Zero-Current Switching Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.4, no.1, 1989, pp. 02-07;

[8]F. C. Lee, K. Wang, G. Hua e D. Borojevic, "A Comparative Study of Switching Losses of IGBTs under Hard-Switching, Zero-Voltage-Switching and Zero-Current-switching", IEEE PESC Records, 1994, pp. 1196-1204;

[9]C. A. Canesin, "Correção Ativa do Fator de Potência de Fontes de Alimentação com Comutação Suave empregando os Controles por Corrente de Pico com Compensação de Rampa e por Corrente Média Imposta", Tese de Doutorado, INEP – UFSC, Florianópolis – SC, Dezembro – 1996;

cm 1 2 3 4 5 6 7 unesp 1 12 13 14 15 16 17 18

[10]Unitrode Corporation, "Advanced Regulating Pulse Width Modulator – UC1524 / UC2524 / UC3524", Datasheet, Unitrode Corporation;

[11]R. P. T. Bascopé e A. J. Perin, "O Transistor IGBT aplicado em Eletrônica de Potência", Sagra Luzzatto Editores, Porto Alegre – RS, 1997, pp. 201-254;

[12]R. Redl, "Low-cost line harmonics reduction", IEEE APEC Seminar 7, 1995, 71 pgs;

[13]S. Ahmed, "Controlled On-Time Power Factor Correction Circuit with Input Filter", M. S. Thesis, VPEC, Virginia (USA), Maio – 1990;

[14]D. Maksimovic, "Design of the Clamped-Current High-Power-Factor Boost Rectifier", IEEE APEC Records, 1994, pp. 584 – 590;

[15]R. Redl e B. P. Erisman, "Reducing Distortion in Peak-Current-Controlled Boost Power-Factor Correctors", IEEE APEC Records, 1994, pp. 576-583;

[16]J. Spangler, B. Hussain e A. K. Behera, "Eletronic Fluorescent Ballast using a Power-Factor Correction Techniques for Loads greater than 300 Watts", IEEE APEC Records, 1991, pp. 393-399;

[17]C. Silva, "Power Factor Correction with the UC3854", Application Note U-125, Unitrode Corporation, April-1990, pp. 287-296.

unesp

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA - UNESP
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
AV. BRASIL, 56 - CAIXA POSTAL 31
15385-000 - ILHA SOLTEIRA - SP

