# unesp

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

# *DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA*

12100002175

**Nº 36**

***UM NOVO CONVERSOR ZETA CA/CC DIRETO COM COMUTAÇÃO NÃO-DISSIPATIVA E ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA***

**ALUNO: MARCELO JOSÉ BONATO**
**ORIENTADOR: CARLOS ALBERTO CANESIN**

Te. 2175

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

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA "JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
FEIS - Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

unesp

# UM NOVO CONVERSOR ZETA CA/CC DIRETO COM COMUTAÇÃO NÃO-DISSIPATIVA E ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA

1210002175

Marcelo José Bonato

NRD 237/10

| UNESP - "CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA" | |
|---|---|
| SERVIÇO TÉC. DE BIBLIOTECA E DOCUMENTAÇÃO | |
| DATA DE CHEGADA | DATA DE TOMBO |
| 21/09/10 | 30/09/10 |
| REGISTRADO POR | TOMBO |
| Neide | Te. 2175 |
| AQUISIÇÃO | CLASSIFICAÇÃO |
| doação autor R$ 10,00 | B699m |

sys: 623808

Orientador:
Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin

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), Maio de 1999

cm 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 unesp

# *"UM NOVO CONVERSOR ZETA CA/CC DIRETO COM COMUTAÇÃO NÃO-DISSIPATIVA E ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA"*

**Marcelo José Bonato**

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. Henrique Antonio Carvalho Braga

Prof. Dr. José Carlos Rossi

Ilha Solteira – SP, maio de 1999

unesp

A Deus e aos meus pais...

"O homem é mortal por seus temores
e imortal por seus desejos".

(Pitágoras)

# AGRADECIMENTOS

Ao Professor Carlos Alberto Canesin, pela orientação "impecável" e segura durante todo o desenvolvimento e elaboração deste trabalho, que finda nesta Tese de Mestrado.

Aos professores Henrique Antonio Carvalho Braga e José Carlos Rossi pela participação na comissão examinadora e também pelas contribuições sugeridas para o enriquecimento deste trabalho.

Aos professores José Carlos Rossi, José Paulo Fernandes Garcia, Luís Carlos Origa de Oliveira e Marcelo Carvalho Minhoto Teixeira, pelas sugestões que de grande valia foram quando nas participações das bancas dos estudos especiais e do exame geral de qualificação.

Ao professor Carlos Roberto Minussi, coordenador do curso de pós-graduação, pelo seu empenho e bom humor.

Aos demais professores do Departamento de Engenharia Elétrica, pela disposição e ensinamentos durante todas as etapas do trabalho e, em particular, durante a fase de obtenção dos créditos.

Aos técnicos do Departamento de Engenharia Elétrica, pelo auxílio prestado durante a etapa de montagem dos protótipos.

À todos os funcionários e em especial aos da secretaria de pós-graduação, Arlindo Avanso Urzulim e a Maria de Fátima Sabino, sempre prestativos e muito educados.

Aos meus "irmãos" do Laboratório de Eletrônica de Potência e alunos do curso de pós-graduação, Fábio Toshiaki Wakabaiashi, Lourival Teixeira dos Santos Sobrinhos e Roger Akio Kitamura, pela amizade e companheirismo.

À todos os colegas do curso de pós-graduação, pelo auxílio despendido e os diversos momentos de alegria.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – CAPES, pela bolsa concedida para a realização deste trabalho.

À minha família, pelo estímulo e por toda a compreensão que sempre demonstraram durante todos os passos da minha vida.

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

# ÍNDICE

SIMBOLOGIA ..... ix

RESUMO ..... xv

ABSTRACT ..... xvi

## CAPÍTULO 1

1 - INTRODUÇÃO GERAL ..... 1

## CAPÍTULO 2

2 – APRESENTAÇÃO DA NOVA CÉLULA ZCS-PWM ..... 3

2.1 – Introdução ..... 3

2.2 – A Nova Célula ZCS-PWM ..... 6

2.3 – O Novo Conversor CC/CC ZETA ZCS-PWM ..... 7

2.4 - Análise Qualitativa ..... 8

2.4.1 - Etapas de Funcionamento ..... 8

2.5 - Análise Quantitativa ..... 16

2.5.1 – Intervalos de Funcionamento ..... 16

2.5.2 – Condições para a operação ZCS-PWM ..... 28

2.6 – Ganho Estático ..... 29

2.7 – Metodologia e exemplo de projeto ..... 33

2.8 - Dimensionamento dos Componentes do Circuito de Potência ..... 38

2.9 – Circuito de Comando ..... 40

2.10 - Resultados Experimentais ..... 43

2.11 - Conclusões ..... 47

## CAPÍTULO 3

3 – O Novo Conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM com Elevado Fator de Potência ..... 48

3.1 – Introdução ..... 48

3.1.1 – Fator de Potência ..... 48

3.1.2 – Técnicas de Correção Ativa do Fator de Potência ..... 51

3.2 – Análise do Novo Conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM com Elevado Fator de Potência ..... 56

3.2.1 – Etapas de funcionamento ..... 60

3.2.2 – Condições para a operação ZCS-PWM ..... 62

3.2.3 – Ganho Estático ..... 62

3.2.4 - Metodologia e exemplo de projeto ..... 65

3.3 – Dimensionamento dos Componentes do Circuito de Potência ..... 71

3.4 – Circuito de Comando ..... 74

3.5 - Resultados Experimentais ..... 78

3.6 - Conclusões ..... 85

unesp

## CAPÍTULO 4

4 – CONCLUSÕES GERAIS ..... 87

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS ..... 89

# SIMBOLOGIA

## 1. Símbolos usados em expressões matemáticas

| Símbolo | Significado | Unidade |
|---|---|---|
| $A_e$ | Área efetiva do núcleo dos indutores | $cm^2$ |
| $A_w$ | Área de janela do núcleo dos indutores | $cm^2$ |
| $C_x$ | Capacitor genérico $C_x$ | F |
| $C_r$ | Capacitor ressonante | F |
| $C_o$ | Capacitor do filtro de saída | F |
| $D_{ef}$ | Razão cíclica efetiva | |
| $D_c$ | Razão cíclica de comando | |
| $D_{c(ef)}$ | Razão cíclica de comando eficaz | |
| $D_c(\omega t)$ | Valor instantâneo da razão cíclica de comando, para alimentação em CA, durante um período genérico de chaveamento | |
| f | Relação entre $f_s$ e $f_0$ | |
| $f_{0x}$ | Freqüência de ressonância | Hz |
| FP | Fator de potência | |
| $f_{rede}$ | Freqüência da rede de alimentação de CA | Hz |
| $f_s$ | Freqüência de chaveamento | Hz |
| $i_{D1}$ | Corrente através do diodo $D_1$ | A |
| $I_{D1ef}$ | Valor eficaz da corrente através de $D_1$ | A |
| $I_{D1}$ | 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 |
| $I_{D2}$ | 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 |
| $I_{in}$ | Valor médio da corrente de entrada | A |
| $I_{in(ef)}$ | Valor eficaz da corrente de entrada, para alimentação em CA | A |
| $I_{in(ef)1}$ | Valor eficaz da componente fundamental da corrente de entrada, para alimentação em CA | A |



| | | |
|---|---|---|
| $I_{in(ef)n}$ | Valor eficaz da componente harmônica de ordem n da corrente de entrada, para alimentação em CA | A |
| $I_{in(ef)\ mín}$ | 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 |
| $i_{Lr1}(t_x)$ | 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 |
| $i_{Lr2}(t_x)$ | 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 |
| $I_{Lo}$ | Valor médio da corrente através do indutor de saída | A |
| $I_M$ | Valor médio da corrente através do indutor de acumulação | A |
| $I_0$ | Valor médio 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 |
| $i_{Sp}$ | Corrente através da chave $S_p$ | A |
| $I_{Sp(ef)}$ | Valor eficaz da corrente através de $S_p$ | A |
| $I_{Sp}$ | Valor médio da corrente através de $S_p$ | A |
| $I_{Sp(p)}$ | Valor de pico da corrente através de $S_p$ | A |
| $i_{Sp}(\omega t)$ | Valor instantâneo da corrente através do interruptor $S_p$, para alimentação em CA | A |
| $i_{Sa}$ | Corrente através do interruptor $S_a$ | A |
| $I_{Sa(ef)}$ | Valor eficaz da corrente através de $S_a$ | A |
| $I_{Sa}$ | Valor médio da corrente através de $S_a$ | A |
| $I_{Sa(p)}$ | Valor de pico da corrente através de $S_a$ | A |
| $i_{Sa}(\omega t)$ | Valor instantâneo da corrente através do interruptor $S_a$, para alimentação em CA | A |
| L | Indutor genérico L | H |
| $L_f$ | Indutor de filtro de entrada | H |
| $L_{r1}$, $L_{r2}$ | Indutores ressonantes | H |

unesp

| | | |
|---|---|---|
| $L_{eq}$ | Indutor equivalente da associação em paralelo dos indutores $L_m$ e $L_0$ | H |
| $L_{req}$ | Indutor equivalente da associação em paralelo dos indutores $L_{r1}$ e $L_{r2}$ | H |
| P | Potência ativa | W |
| $P_o$ | Potência média na carga | W |
| q | Ganho estático | |
| Q | Potência Reativa | VAr |
| $R_o$ | Resistência de carga | Ω |
| $R_x$ | Resistor genérico $R_x$ | Ω |
| S | Potência aparente | VA |
| T | Período de chaveamento | s |
| $T_{rede}$ | Período da tensão de alimentação CA | s |
| TDH | Taxa de distorção harmônica | % |
| $V_{Ce}$ | Tensão média sobre o capacitor de acumulação | V |
| $v_{Cr}$ | Tensão sobre o capacitor ressonante | 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 |
| $v_{gSa}$ | Tensão de gate para o interruptor $S_a$ | V |
| $v_{gSp}$ | Tensão de gate para o interruptor $S_p$ | V |
| $V_{in}$ | Tensão de alimentação | V |
| $V_{in(ef)}$ | Valor eficaz da tensão de alimentação, para alimentação em CA | V |
| $V_{in(ef)1}$ | Valor eficaz da componente fundamental da tensão de alimentação, para alimentação em CA | V |
| $V_{in(ef)máx}$ | Valor eficaz máximo da tensão de alimentação, para alimentação em CA | V |
| $V_{in(ef)mín}$ | Valor eficaz mínimo da tensão de alimentação, para alimentação em CA | V |
| $V_{in}(\omega t)$ | Valor instantâneo da tensão de alimentação, em CA | V |
| $V_o$ | Valor médio da tensão na carga | V |
| $V_{in(p)}$ | Valor de pico da tensão de alimentação, em CA | V |
| $V_{Cx(p)}$ | Valor de pico da tensão sobre o capacitor $C_x$ | V |
| $v_{Sp}$ | Tensão sobre a chave $S_p$ | V |

| | | |
|---|---|---|
| $v_{Sp}(\omega t)$ | Valor instantâneo da tensão sobre o interruptor $S_p$, para alimentação em CA | V |
| $V_{Sp(p)}$ | Valor de pico da tensão sobre $S_p$ | V |
| $v_{Sa}$ | Tensão sobre o interruptor $S_a$ | V |
| $v_{Sa}(\omega t)$ | Valor instantâneo da tensão sobre o interruptor $S_a$, para alimentação em CA | V |
| $V_{Sa(p)}$ | Valor de pico da tensão sobre $S_a$ | V |
| $\alpha$ | Parâmetro de normalização de carga | |
| $\alpha_{ef}$ | 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 | |
| $\beta$ | Relação entre os indutores ressonantes $L_{r1}$ e $L_{r2}$ | |
| $\Delta I_{Lx}$ | Máxima variação da corrente através de $L_x$ | A |
| $\Delta T$ | Intervalo de tempo no qual ocorre a ressonância | s |
| $\Delta t_a$ | Intervalo de tempo, após entrada em condução de $S_p$, no qual o interruptor $S_a$ entra em condução | s |
| $\Delta t_{off}$ | Intervalo de tempo destinado ao bloqueio simultâneo dos interruptores $S_p$ e $S_a$ | s |
| $\Delta t_{Sx}$ | Intervalo de tempo de duração dos pulsos de comando dos interruptores | s |
| $\Delta t_x$ | Intervalo de tempo da etapa x | s |
| $\Delta V_o$ | Máxima variação da tensão sobre a carga | V |
| $\phi_1$ | Ângulo de deslocamento entre a componente fundamental da tensão de entrada e a componente fundamental da corrente de entrada | ° |
| $\eta\%$ | Rendimento, em valores percentuais | % |
| $\omega_0$ | Freqüência angular de ressonância | rad/s |

## 2. Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos

| Símbolo | Significado |
|---|---|
| C | Capacitor |

unesp

| | |
|---|---|
| $C_e$ | Capacitor de acumulação |
| $C_f$ | Capacitor de filtro de entrada |
| CI | Circuito Integrado |
| $C_o$ | Capacitor de filtro de saída |
| $C_r$ | Capacitor ressonante |
| $D_x$ | Diodo genérico x |
| $G_{Sx}$ | Gate do interruptor genérico $S_x$ |
| $I_x$ | Fonte de corrente genérica x |
| $L_f$ | Indutor de filtro de entrada |
| $L_m$ | Indutor de acumulação |
| $L_0$ | Indutor de filtro de saída |
| $P_x$ | Potenciômetro genérico x |
| $Q_x$ | Transistor genérico x |
| $L_{r1}$, $L_{r2}$ | Indutores ressonantes |
| $R_x$ | Resistor genérico x |
| $S_p$, $S_a$ | Interruptores bidirecionais em corrente |
| $Tr_{Sx}$ | Transformador de pulso para o interruptor $S_x$ |
| $V_x$ | Fonte de tensão genérica x |
| $Z_x$ | Diodo zener genérico x |

## 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 | Universidade Estadual Paulista |
| CAPES | Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior |
| IEC | International Electrotechnical Commission |
| IGBT | Insulated-Gate Bipolar Transistor |
| MOSFET | Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor |
| PWM | Pulse Width Modulated |

unesp

| | |
|---|---|
| RFI | Radio-Frequency Interference |
| TDH | Taxa de Distorção Harmônica |
| 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 |
| F | Farad |
| H | Henry |
| Hz | Hertz |
| rad/s | radianos por segundo |
| s | Segundo |
| V | Volt |
| W | Watt |
| Ω | Ohm |

unesp

# RESUMO

Este trabalho tem como objetivo a análise de um novo retificador, empregando-se o conversor ZETA com comutação não dissipativa do tipo sob corrente nula (ZCS), modulação por largura de pulso (PWM) e elevado fator de potência com reduzida taxa de distorção harmônica na corrente de entrada.

O novo conversor possibilita comutações não dissipativas tanto na entrada em condução quanto no bloqueio dos interruptores comandados, possibilitando assim uma maior densidade de potência, em função da eliminação das perdas durante as comutações, podendo ser naturalmente isolável através de seu indutor de acumulação e também a obtenção de múltiplas saídas isoladas.

É apresentada a síntese do conversor, a análise do funcionamento, o estabelecimento de uma metodologia de projeto, os resultados de simulação e os principais resultados experimentais tanto para a operação CA/CC quanto em CC/CC do novo conversor ZETA ZCS-PWM.

Através da técnica de controle por corrente média imposta e a operação no modo de condução contínua, obtêm-se uma reduzida taxa de distorção harmônica, um pequeno ângulo de defasamento e um elevado fator de potência, quando da operação como retificador.

A operação como retificador é implementada com características de abaixador de tensão, e, apresentando saída equivalente à fonte de corrente, torna-se apropriado para aplicações em sistemas carregadores de baterias, através de um único estágio de processamento.

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

# ABSTRACT

This work presents the analysis of a new rectifier applied to battery-charger systems employing the ZETA converter, featuring zero-current-switching (ZCS) with pulse-width-modulation (PWM) at active switches. The average-current mode control technique is used in order to obtain a structure with high power-factor and low total harmonic distortion in the input current.

The new converter presents soft-switching in the turn-on and in the turn-off processes of the active switches, which eliminates the switching losses improving the power-processed density. This new converter can provide natural isolation between load and input source through its accumulation inductor.

The synthesis of this converter, the analysis of its operation and the design procedure of a dc to dc application are presented. Also, simulation results and experimental results from a new dc to dc ZCS-PWM ZETA converter implemented are presented.

It can be seen that the analysis developed in the dc to dc application can be adapted to be used in the ac to dc application. The simulation results and the main experimental results are presented, in order to verify the high power-factor obtained, using the average-current mode control in continuous-current mode operation.

The new ZCS-PWM ZETA rectifier is implemented in a voltage step-down operation and due to its output current source characteristics it can be applied to a single stage battery-charge system.

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

# CAPÍTULO 1

## 1 - Introdução Geral

Os conversores estáticos estão se tornando cada vez mais populares nos mais diversos equipamentos industrializados, devido à sua performance e à alta densidade de potência. O desenvolvimento de novas topologias, componentes, técnicas de comando e controle, tem se tornado uma constante na evolução da Eletrônica de Potência.

O grande desenvolvimento na eletrônica de potência nas últimas décadas foi impulsionado pela necessidade de se reduzir as dimensões e aumentar o rendimento dos conversores, principalmente para aplicações embarcadas (foguetes, aviões, navios, carros, etc.). Uma das soluções proposta para a redução do volume e peso foi o aumento da freqüência de operação destes conversores, obtendo-se a redução do volume dos elementos magnéticos e capacitivos.

Entretanto, com o aumento da freqüência, aumentam também as perdas durante as comutações dos elementos semicondutores, além do aumento das derivadas de tensão e corrente, que propiciam o aumento das interferências eletromagnéticas.

Como proposta para a redução dos problemas anteriores surgiram as técnicas de comutação não dissipativas, que propiciam comutações com corrente nula (ZCS) ou com tensão nula (ZVS), possibilitando assim o aumento da densidade de potência processada pelos conversores estáticos.

Além dos problemas relacionados com a eficiência (rendimento) dos conversores estáticos convencionais, um grande problema adicional é o reduzido fator de potência apresentado pelos mesmos para o sistema de alimentação em corrente alternada. Isso nos leva à uma quantidade significativa de reativos injetados na rede de CA.

Desta forma, com o intuito de se obter conversores que apresentem elevado fator de potência, com reduzida taxa de distorção harmônica, muitas técnicas de controle e diferentes topologias tem sido propostas nos últimos anos. Neste sentido, a estrutura mais explorada tem sido o conversor Boost, contudo como um estágio pré-regulador. Apesar de suas características vantajosas, apresenta algumas limitações, tais como: não pode ser isolada e opera apenas como elevador de tensão.

unesp

Tentando solucionar essas limitações, o conversor ZETA, operando em condução descontínua como retificador com elevado fator de potência, foi proposto em [1]. Este conversor provou ter muitas vantagens porque pode operar tanto como abaixador quanto como elevador de tensão, sendo ainda uma estrutura naturalmente isolável e necessitando apenas de um estágio de processamento para a conversão CA/CC.

Entretanto, a operação no modo descontínuo de corrente, adotado em [1], não é aconselhável para aplicações em elevadas potências, devido ao elevado valor eficaz da corrente através dos semicondutores, que aumenta consideravelmente as perdas em condução e os esforços nos semicondutores.

Buscando expandir essa estrutura para aplicações em potências mais elevadas, o conversor Zeta operando em condução contínua para correção do fator de potência, usando o controle por corrente média, foi proposto em [2]. Os esforços nos semicondutores foram reduzidos, contudo o rendimento resultou reduzido, devido à técnica de comutação dissipativa empregada.

Fazendo uso de uma variação topológica da célula de comutação ZCS-PWM proposta em [3], este trabalho propõe uma alternativa para estes inconvenientes, apresentando um novo conversor ZETA com elevado fator de potência, operando em condução contínua e comutação não dissipativa com corrente nula (ZCS). Como o conversor ZETA apresenta uma saída com características de fonte de corrente, pode ser aplicável em sistemas carregadores de baterias, propiciando um estágio único de processamento ligado diretamente à rede de corrente alternada, apresentando elevado rendimento através da técnica de comutação ZCS, e, operando com elevado fator de potência, através da técnica de controle por corrente média imposta.

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

# CAPÍTULO 2

## 2 – Apresentação da Nova Célula ZCS-PWM

### 2.1 – Introdução

A Eletrônica de Potência nesses últimos vinte anos tem demandado enormes esforços da comunidade científica e industrial a fim de encontrar topologias e semicondutores, aplicados em diversos "conversores estáticos", procurando elevar os índices de qualidade e conservação de energia elétrica processada pelos mesmos.

Neste contexto, há a necessidade de se reduzir as dimensões e aumentar o rendimento dos conversores, atendendo a exigência de processamento com elevada densidade de potência.

Uma das formas para o aumento da densidade de potência é a aplicação de semicondutores mais rápidos (menores tempos de comutação) e com perdas em condução menores, além do emprego de elementos magnéticos e capacitivos capazes de operar em elevada freqüência com reduzidas perdas.

Uma outra forma é o desenvolvimento de novas topologias com novas técnicas de comando e controle, permitindo a eliminação das perdas durante as comutações, sem provocar o aumento dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores e suas conseqüentes perdas em condução, podendo-se operar em elevadas freqüências.

Observa-se que, com o aumento da freqüência nos conversores PWM clássicos com comutação dissipativa, aumentam também as perdas durante as comutações nos elementos semicondutores, além do aumento das derivadas de tensão e corrente, provocando a elevação dos índices de interferências eletromagnéticas devido ao aumento de sua susceptibilidade magnética.

Uma primeira contribuição no sentido de se minimizar as perdas durante as comutações foi proposta por Miller e Buchanan em [4]. Neste trabalho Miller e Buchanan propõe o conceito de "chave ressonante", possibilitando comutações não dissipativas através da imposição de formas de ondas com menores derivadas de tensão ou corrente durante as comutações do interruptor.



Estabelecem-se então os conceitos de comutações não-dissipativas com corrente nula (ZCS) e com tensão nula (ZVS), permitindo a eliminação das perdas durante as comutações e operação com freqüências elevadas.

Esses conceitos são ilustrados na figura 2.1, onde ainda se verificam as reduções das derivadas de corrente e tensão durante os processos de entrada em condução e bloqueio dos interruptores.

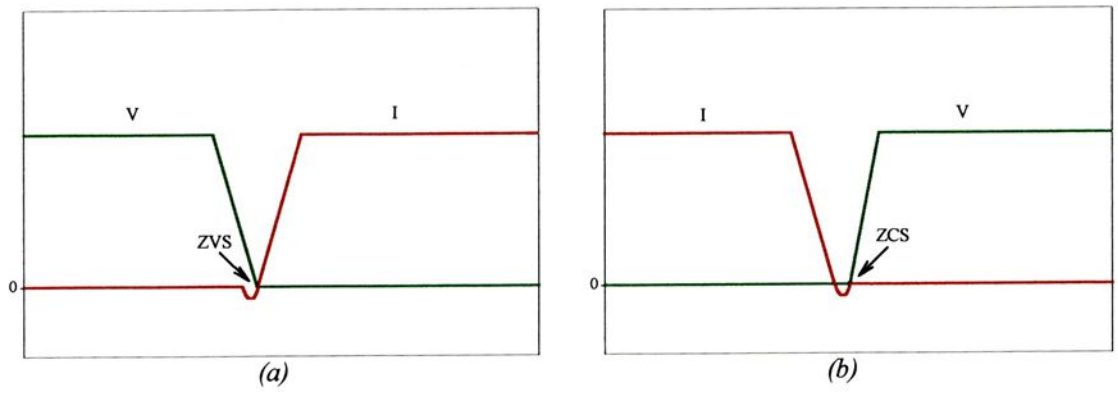



*Figura 2.1- Tipos de comutação não-dissipativa: (a) Comutação ZVS, (b) Comutação ZCS.*

Com essas novas técnicas de comutação, possibilita-se o aumento da freqüência de operação obtendo-se desta forma um aumento da densidade de potência nas estruturas conversoras. Consequentemente, é possível incorporar elementos parasitas (capacitâncias e indutâncias) ao circuito principal e reduzir os ruídos eletromagnéticos [5]. Entretanto, as técnicas apresentadas por Miller em [4] apresentam algumas desvantagens quando comparadas à técnica PWM convencional, quais sejam: modulação em freqüência (freqüência de chaveamento variável) e grande participação da ressonância no processo de transferência de potência da fonte para a carga, o que acarreta um aumento dos elementos reativos (indutâncias e capacitâncias) e das perdas em condução, respectivamente.

Divan e Patterson em [6] associaram os benefícios do controle PWM (freqüência de chaveamento constante) com o uso da técnica de comutação não dissipativa, sendo que os elementos ressonantes passam a fazer parte apenas do processo de comutação, pouco influenciando na transferência de potência para a carga. Isso possibilitou a redução dos elementos ressonantes e de suas conseqüentes perdas em condução.

Foch et alli apresentam em [7] uma nova estrutura capaz de propiciar a comutação com corrente nula (ZCS) e modulação com freqüência constante. Nesta técnica apresentaram o emprego de uma chave auxiliar para interromper temporariamente o ciclo ressonante, fazendo com que a ressonância fosse utilizada apenas durante as comutações

das chaves principal e auxiliar. A potência transferida da fonte para a carga, nesta técnica, é função do intervalo de interrupção do ciclo ressonante.

Além da evolução das técnicas de comutação não dissipativas, houve também um avanço nas tecnologias dos semicondutores, dentre eles destacamos os IGBTs, que apresentam vantagens quando comparados com os MOSFETs de potência, por apresentarem perdas em condução muito menores [8]. Desta forma, nos últimos anos, para aplicações com tensões elevadas (acima de 500V) e ou elevados valores eficazes de corrente, os MOSFETs tem sido substituídos pelos IGBTs. Contudo, a operação dos IGBTs nos conversores PWM clássicos (dissipativos) somente é possível em baixas freqüências (1999 até 25kHz).

Apesar desta desvantagem, o maior problema atual (1999) dos IGBTs, quando comparados aos MOSFETs, está na existência de uma "corrente de cauda" durante o processo de bloqueio responsável por um atraso considerável nesta comutação e o conseqüente aumento das perdas durante o bloqueio. Portanto, como as perdas durante as comutações são significativas recomenda-se o uso da técnica ZCS para a redução das perdas associadas ao bloqueio e a eliminação dos problemas de disparo indevido durante a presença da corrente de cauda dos IGBTs [9]. Assim, F. C. Lee et alli em [9], sugerem o uso de uma nova técnica de comutação ZCS destinada ao emprego de IGBTs. Contudo, esta técnica além de apresentar esforços de tensão excessivos nos diodos, não elimina os efeitos de recuperação reversa dos mesmos, elevando desta forma as perdas em condução no interruptor principal e provocando sobrecorrentes durante o seu processo de entrada em condução.

Mesmo com os IGBTs atuais de 4ª geração (1999), as perdas durante o bloqueio continuam a ser as que mais influenciam nas perdas totais, e, consequentemente torna-se necessário o uso de comutação ZCS para que se possa operar com freqüências mais elevadas.

Visando contribuir neste sentido, o presente trabalho apresenta o desenvolvimento de uma nova célula de comutação ZCS-PWM, possibilitando a eliminação das perdas durante as comutações dos interruptores ativos, assim como, a eliminação dos efeitos de recuperação reversa dos diodos sobre os mesmos.

Observa-se que esta nova célula é derivada daquela apresentada por Canesin e Barbi em [3], possibilitando a obtenção de uma nova família de conversores isoláveis, tais como o Buck-Boost, ZETA e Sepic, diretamente através de seus indutores de acumulação. Esta isolação não é possível com a família desenvolvida em [3].

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

A nova célula de comutação é aplicada ao conversor ZETA, que, apesar de poder operar como elevador ou abaixador de tensão, será analisado e implementado aqui como abaixador, característica necessária a sistemas carregadores de baterias.

Portanto, este capítulo apresenta um novo conversor CC/CC ZETA com comutação não dissipativa do tipo ZCS e modulação com freqüência constante (PWM), apropriado para aplicações com IGBTs em freqüências superiores à 25kHz.

## 2.2 – A Nova Célula ZCS-PWM

A figura 2.2 (b) apresenta a nova célula de comutação ZCS-PWM proposta. É formada por dois interruptores bidirecionais em corrente $S_p$ e $S_a$, dois diodos $D_1$ e $D_2$, um capacitor ressonante $C_r$ de pequeno volume e dois indutores ressonantes $L_{r1}$ e $L_{r2}$ de pequeno volume.

A transferência de potência para a carga é processada basicamente pelo interruptor principal ($S_p$). O interruptor auxiliar ($S_a$) é utilizado para propiciar a comutação não dissipativa tanto para o interruptor principal quanto para ele mesmo.

A modificação realizada em relação a célula original [3], figura 2.2 (a), consiste na rotação do capacitor $C_r$, que agora passa a ser conectado em paralelo com $L_{r2}$ e $S_a$. Essa mudança é necessária, pois proporciona que as estruturas Buck-Boost, Sepic e Zeta possam ser naturalmente isoláveis através do indutor de acumulação $L_m$ presente naquelas estruturas, como se observa na figura 2.3 para o conversor Zeta.

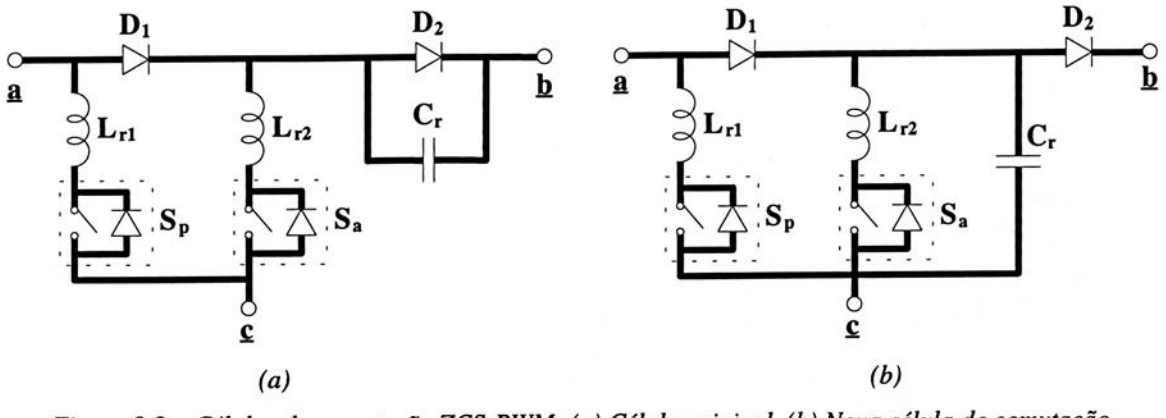
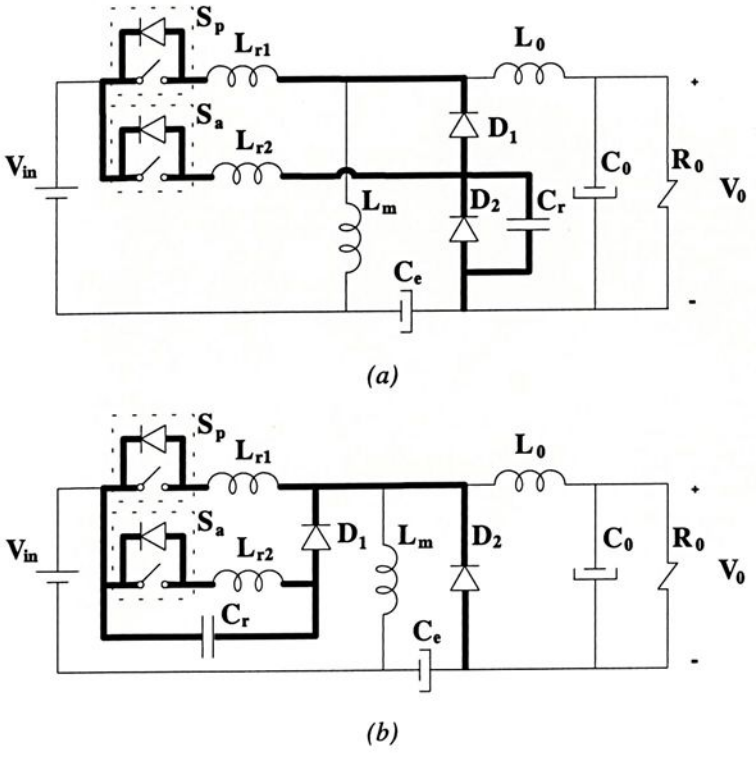



*Figura 2.2 – Células de comutação ZCS-PWM: (a) Célula original, (b) Nova célula de comutação.*




*(a)*




*(b)*

*Figura 2.3 – Conversor ZETA ZCS-PWM: (a) Com a célula original, (b) Com a nova célula de comutação.*

## 2.3 – O Novo Conversor CC/CC ZETA ZCS-PWM

Um novo conversor CC/CC ZETA ZCS-PWM abaixador de tensão com características aplicáveis a um carregador de baterias é apresentado neste capítulo. Será apresentada a análise completa do conversor, uma metodologia de projeto, os resultados de simulação e os principais resultados experimentais. A nova estrutura a ser analisada é apresentada na figura 2.4, utilizando a célula de comutação da figura 2.2 (b), sendo que $C_e$ foi rotacionado na malha formada pelos elementos $L_m$, $D_2$, $C_e$, apresentando a importante vantagem de permitir a isolação do conversor entre carga e fonte, não possível com a célula inicialmente analisada em [3].

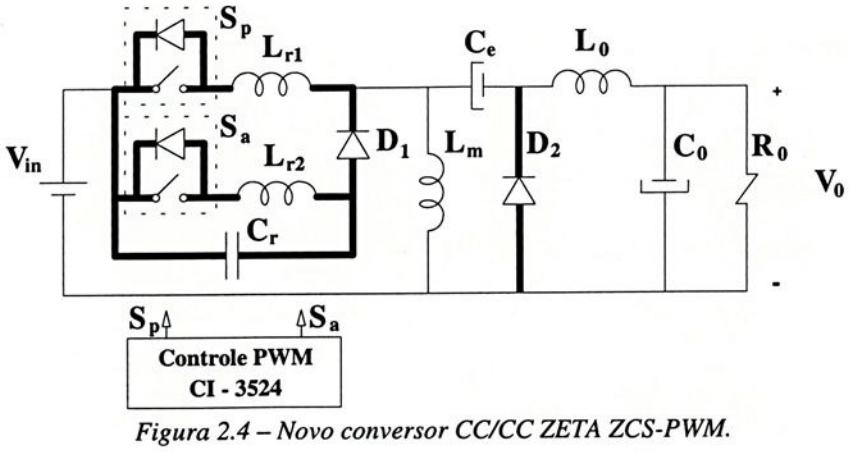



*Figura 2.4 – Novo conversor CC/CC ZETA ZCS-PWM.*

## 2.4 - Análise Qualitativa

Para efeito de análise adotemos as seguintes simplificações:

- Admitindo-se condução contínua de corrente na carga e que o ripple de corrente seja desprezível, o indutor $L_0$, o capacitor $C_0$ e o resistor de carga $R_0$, podem ser substituídos por uma fonte de corrente constante $I_0$;
- O indutor $L_m$ possui uma indutância tal que possa ser substituído por uma fonte de corrente constante $I_M$;
- O capacitor $C_e$ possui uma capacitância tal que possa ser substituído por uma fonte de tensão contínua $V_{Ce}$;
- Os semicondutores são considerados ideais.

Com as simplificações anteriores, o circuito fica representado pela figura 2.5.

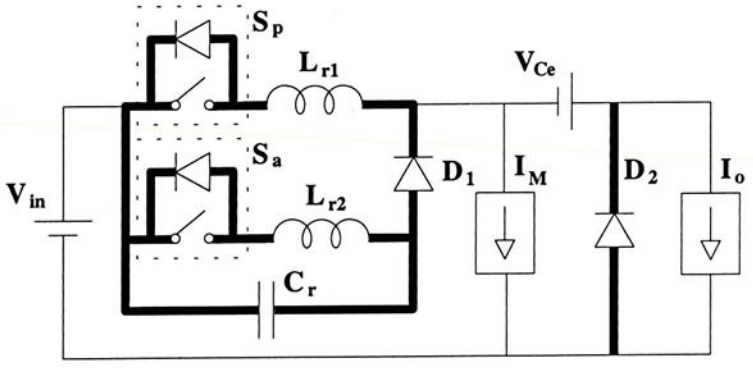



*Figura 2.5 – Novo conversor CC/CC ZETA ZCS-PWM simplificado.*

### 2.4.1 - Etapas de Funcionamento

Em função da análise da célula de comutação proposta, verifica-se a existência de nove etapas distintas de funcionamento, durante um período genérico de funcionamento. Estas etapas são apresentadas na figura 2.6 e serão descritas a seguir, conforme as principais formas de onda apresentadas na figura 2.7.

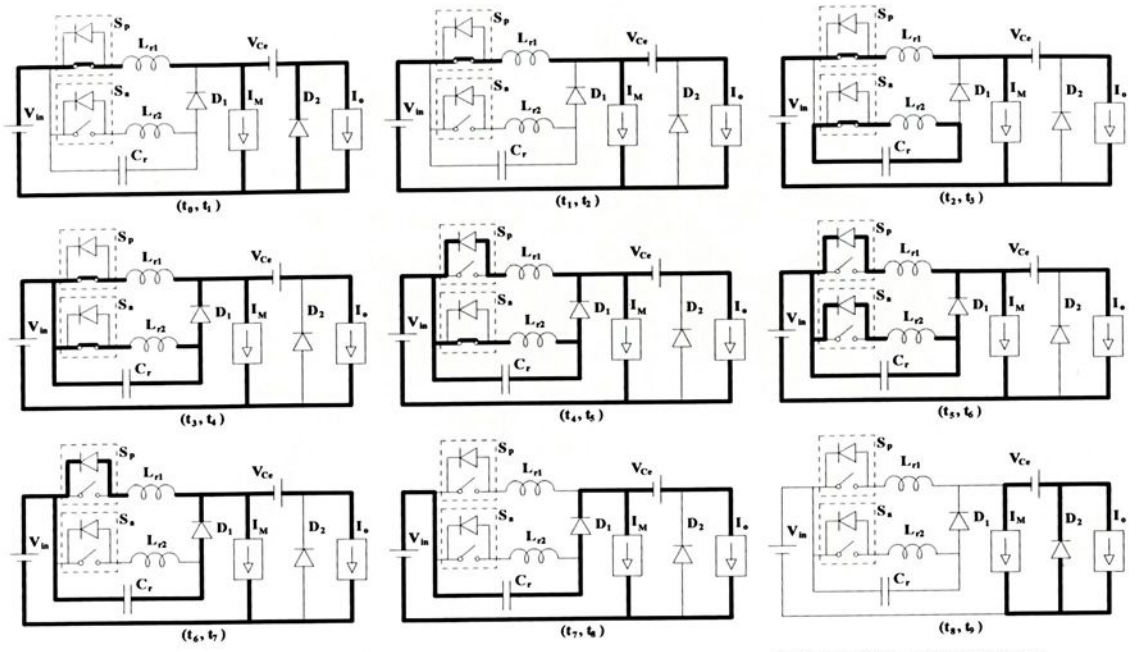



*Figura 2.6 – Etapas de funcionamento para o novo conversor CC/CC ZETA ZCS-PWM, para um período de chaveamento genérico.*

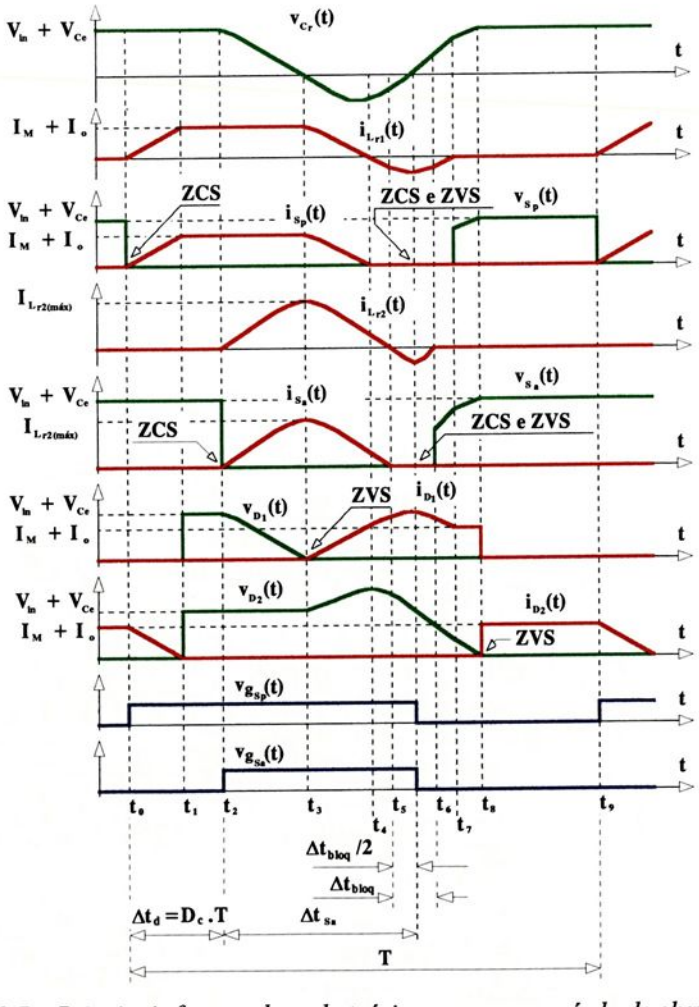



*Figura 2.7 – Principais formas de onda teóricas para um período de chaveamento do novo conversor CC/CC ZETA ZCS-PWM.*

Pode-se observar, na figura 2.7, que as comutações são não dissipativas em ambos os interruptores, isto é, entram em condução de forma ZCS e bloqueiam-se de forma ZCS e ZVS. Adicionalmente, verifica-se que as comutações para os diodos $D_1$ e $D_2$ são do tipo ZVS, inexistindo efeitos de recuperação reversa dos mesmos sobre os interruptores $S_p$ e $S_a$.

**(a) 1ª Etapa ($t_0$, $t_1$)**

As condições iniciais em $t = t_0$ são as seguintes: $i_{Lr1}(t_0) = i_{Lr2}(t_0) = 0$ e $v_{Cr}(t_0) = V_{in} + V_{Ce}$

No intervalo $\Delta t_1 = (t_1 - t_0)$, inicialmente o diodo $D_2$ conduz a corrente $I_M + I_0$. Em $t = t_0$, $S_p$ é comandado para a condução com corrente nula (ZCS) devido à presença de $L_{r1}$. Com $S_p$ conduzindo, a corrente no indutor $L_{r1}$ passa a crescer linearmente e a corrente em $D_2$ passa a decrescer linearmente, até que em $t = t_1$ a corrente no indutor assume o valor:

$$i_{Lr1}(t_1) = I_M + I_0 \tag{2.1}$$

Neste instante, $t = t_1$, o diodo $D_2$ se bloqueia com corrente nula (ZCS). A figura 2.8 apresenta esta etapa de funcionamento.

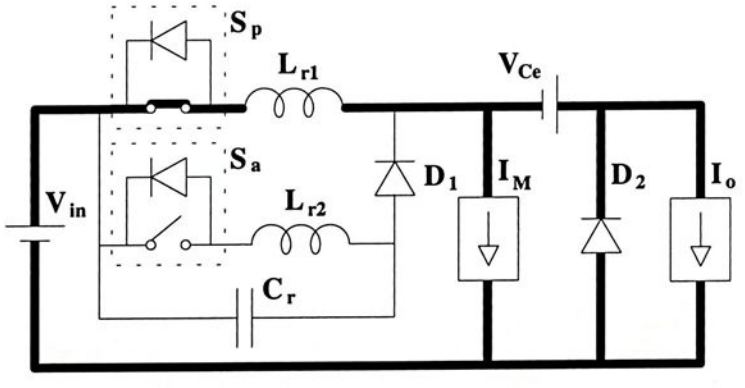



*Figura 2.8 – Intervalo $\Delta t_1$ ($t_0$, $t_1$).*

**(b) 2ª Etapa ($t_1$, $t_2$)**

As condições iniciais em $t = t_1$ são as seguintes: $i_{Lr1}(t_1) = I_M + I_0$, $i_{Lr2}(t_1) = 0$ e $v_{Cr}(t_1) = V_{in} + V_{Ce}$ .

No intervalo $\Delta t_2 = (t_2 - t_1)$, não ocorrem mudanças nas variáveis de estado, sendo que a etapa termina em $t = t_2$ com o disparo do interruptor auxiliar $S_a$, com corrente nula

(ZCS), devido também à presença de $L_{r2}$. A figura 2.9 apresenta esta etapa de funcionamento, sendo a principal etapa de transferência de potência deste conversor para a carga.

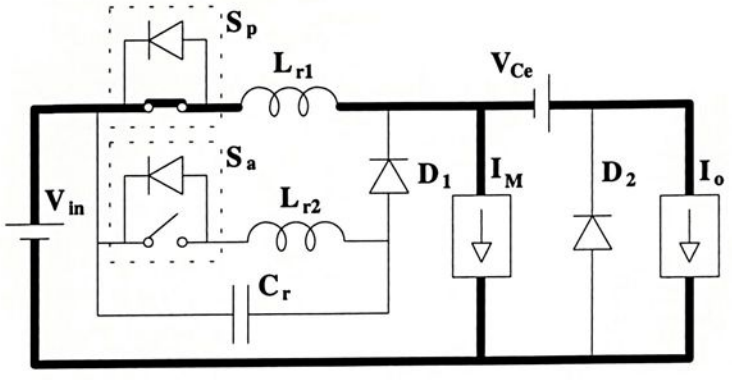



*Figura 2.9 – Intervalo $\Delta t_2$ ($t_1$, $t_2$).*

**(c) 3ª Etapa ($t_2$, $t_3$)**

As condições iniciais em $t = t_2$ são as seguintes: $i_{Lr1}(t_2) = I_M + I_0$, $i_{Lr2}(t_2) = 0$ e $v_{Cr}(t_2) = V_{in} + V_{Ce}$.

No intervalo $\Delta t_3 = (t_3 - t_2)$, com a entrada em condução de $S_a$ em $t = t_2$, ocorre a ressonância entre $C_r$ e $L_{r2}$, com uma freqüência angular dada por:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{r2} \cdot C_r}} \tag{2.2}$$

A corrente no indutor $L_{r1}$ permanece constante, e em $t = t_3$, temos que a tensão $V_{Cr}$ torna-se nula e começa a aumentar negativamente, assim:

$$v_{Cr}(t_3) = 0 \tag{2.3}$$

No instante $t = t_3$ o diodo $D_1$ entra em condução com tensão nula (ZVS), sendo a corrente através de $L_{r2}$ igual a $I_3$ neste instante. A figura 2.10 apresenta o circuito resultante nesta etapa.

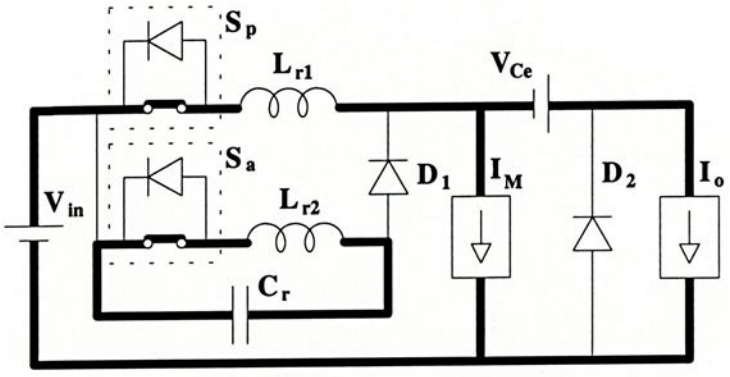



*Figura 2.10 – Intervalo $\Delta t_3$ ($t_2$, $t_3$).*

**(d) 4ª Etapa ($t_3$, $t_4$)**

As condições iniciais em $t = t_3$ são as seguintes: $i_{Lr1}(t_3) = I_M + I_0$, $i_{Lr2}(t_3) = I_3$ e $v_{Cr}(t_3) = 0$.

No intervalo $\Delta t_4 = (t_4 - t_3)$, com $D_1$ conduzindo, ocorre uma nova ressonância entre $L_{r1}$, $L_{r2}$ e $C_r$, com uma freqüência angular de ressonância dada por:

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_{req} \cdot C_r}} \tag{2.4}$$

Onde:

$$L_{req} = \frac{L_{r1} \cdot L_{r2}}{L_{r1} + L_{r2}} \tag{2.5}$$

Admitindo que $L_{r1} > L_{r2}$, definimos:

$$\beta = \frac{L_{r2}}{L_{r1}} < 1 \tag{2.6}$$

E que:

$$I_3 > (I_M + I_0) \tag{2.7}$$

Desta forma, em $t = t_4$, a corrente em $L_{r1}$ se anula e o diodo em anti-paralelo com $S_p$ passa a conduzir com tensão nula (ZVS). A corrente através de $L_{r2}$ torna-se $I_4$ em $t = t_4$.

Na figura 2.11 apresenta-se a topologia resultante para este intervalo.

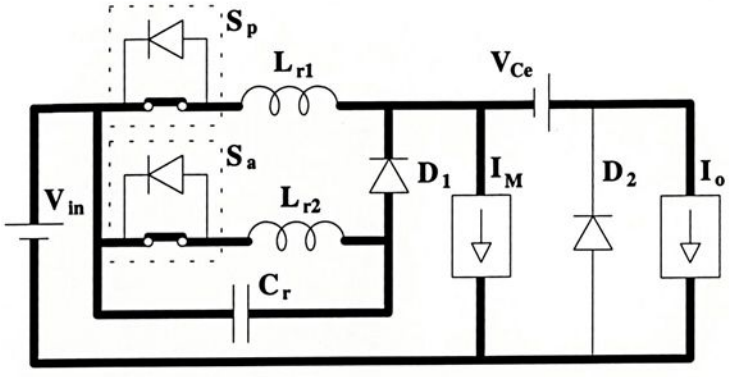



*Figura 2.11 - Intervalo $\Delta t_4$ ($t_3$, $t_4$).*

**(e) 5ª Etapa ($t_4$, $t_5$)**

As condições iniciais em $t = t_4$ são as seguintes: $i_{Lr1}(t_4) = 0$, $i_{Lr2}(t_4) = I_4$ e $v_{Cr}(t_4) = V_4$.

No intervalo $\Delta t_5 = (t_5 - t_4)$, com o diodo em anti-paralelo com $S_p$ conduzindo, a corrente em $L_{r1}$ evolui no sentido negativo e a corrente em $L_{r2}$ continua a decrescer, juntamente com a tensão em $C_r$.

Em $t = t_5$, a corrente em $L_{r2}$ se anula e o diodo em anti-paralelo com $S_a$ entra em condução com tensão nula (ZVS). A corrente através de $L_{r1}$ torna-se igual a $I_5$, em $t = t_5$.

A figura 2.12 apresenta o circuito para esta etapa de funcionamento.

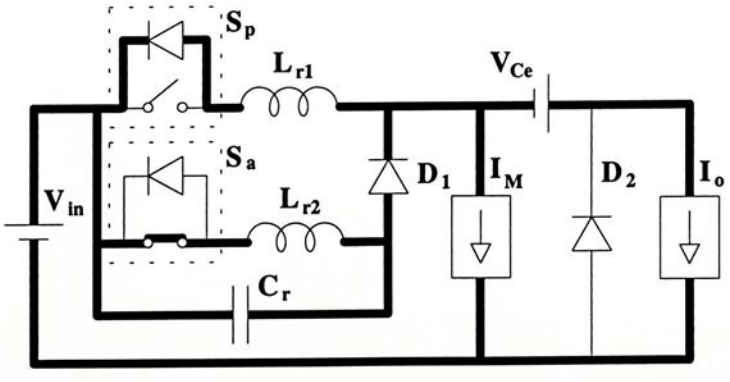



*Figura 2.12 - Intervalo $\Delta t_5$ ($t_4$, $t_5$).*

**(f) 6ª Etapa ($t_5$, $t_6$)**

As condições iniciais em $t = t_5$ são as seguintes: $i_{Lr1}(t_5) = I_5$, $i_{Lr2}(t_5) = 0$ e $v_{Cr}(t_5) = V_5$.

Durante este intervalo tem-se, conjuntamente, corrente nula (ZC) e tensão nula (ZV) sobre os interruptores principal ($S_p$) e auxiliar ($S_a$). Desta forma, neste intervalo, ambos os interruptores serão comandados para o bloqueio com tensões e correntes nulas.

No intervalo $\Delta t_6 = (t_6 - t_5)$, os diodos em anti-paralelo com $S_p$ e $S_a$ encontram-se conduzindo e os interruptores $S_p$ e $S_a$ são bloqueados. As correntes em $L_{r1}$ e $L_{r2}$ evoluem de forma ressonante, até que em $t = t_6$, a corrente em $L_{r2}$ se anula, com o conseqüente bloqueio do diodo em anti-paralelo com $S_a$ com corrente nula (ZCS). A corrente através de $L_{r1}$ assume novamente o valor $I_5$, em $t = t_6$, e a tensão em $C_r$ continua a crescer de forma ressonante.

A figura 2.13 apresenta o circuito resultante para esta etapa.

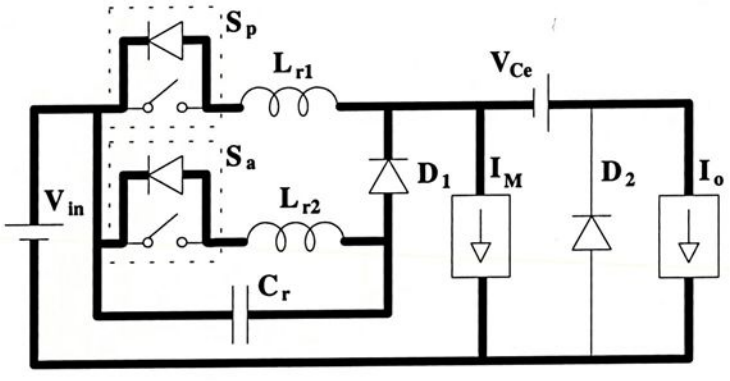



*Figura 2.13 - Intervalo $\Delta t_6$ ($t_5$, $t_6$).*

**(g) 7ª Etapa ($t_6$, $t_7$)**

As condições iniciais em $t = t_6$ são as seguintes: $i_{Lr1}(t_6) = I_5$, $i_{Lr2}(t_6) = 0$ e $v_{Cr}(t_6) = V_6$.

No intervalo $\Delta t_7 = (t_7 - t_6)$, ocorre a ressonância entre $C_r$ e $L_{r1}$, com uma freqüência angular dada por:

$$\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_{r1} \cdot C_r}} \tag{2.8}$$

Em $t = t_7$, a corrente em $L_{r1}$ se anula e o diodo em anti-paralelo com $S_p$ se bloqueia com corrente nula (ZCS). A figura 2.14 apresenta esta etapa de funcionamento.

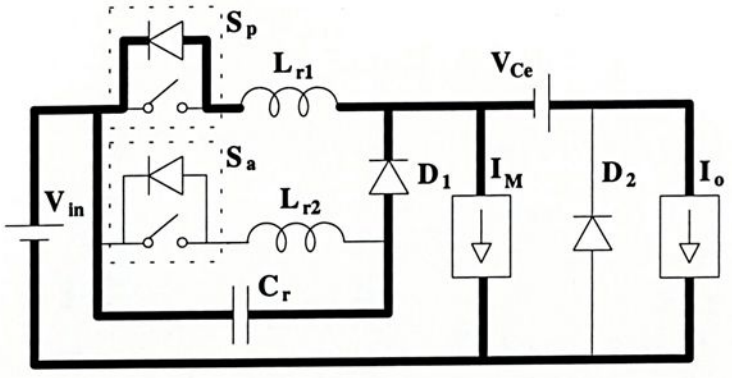



*Figura 2.14 - Intervalo $\Delta t_7$ ($t_6$, $t_7$).*

**(h) 8ª Etapa ($t_7$, $t_8$)**

As condições iniciais em $t = t_7$ são as seguintes: $i_{Lr1}(t_7) = i_{Lr2}(t_7) = 0$ e $v_{Cr}(t_7) = V_7$.

No intervalo $\Delta t_8 = (t_8 - t_7)$, o diodo $D_1$ conduz a corrente de entrada, ou seja $I_M$+$I_0$ neste intervalo, carregando o capacitor $C_r$ com corrente constante.

Em $t = t_8$, a tensão sobre o capacitor $C_r$ se iguala a $V_{in}$+$V_{Ce}$ e o diodo $D_1$ se bloqueia com corrente nula (ZCS), no mesmo instante em que o diodo $D_2$ passa a conduzir, com tensão nula (ZVS), a corrente $I_M$+$I_0$.

A figura 2.15 apresenta o circuito para a etapa em questão.

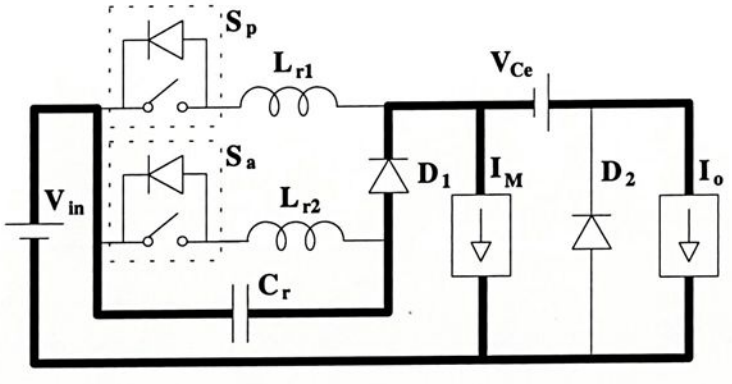



*Figura 2.15 - Intervalo $\Delta t_8$ ($t_7$, $t_8$).*

**(i) 9ª Etapa ($t_8$, $t_9$)**

As condições iniciais em $t = t_8$ são as seguintes: $i_{Lr1}(t_8) = i_{Lr2}(t_8) = 0$ e $v_{Cr}(t_8) = V_{in} + V_{Ce}$.

No intervalo $\Delta t_9 = (t_9 - t_8)$, com o bloqueio do diodo $D_1$, o diodo $D_2$ passa então a conduzir a corrente $I_M+I_0$. Este é o intervalo de roda livre de $D_2$ com a corrente de carga.

Em $t = t_9$, o interruptor principal $S_p$ é novamente comandado, entra em condução com corrente nula (ZCS), e o ciclo descrito anteriormente novamente se repete.

A figura 2.16 apresenta esta etapa de funcionamento.

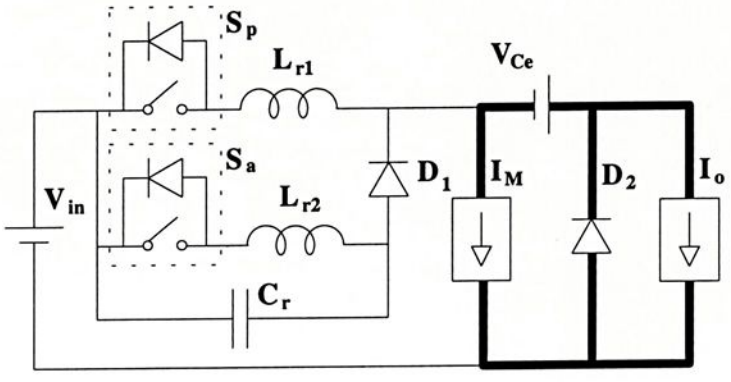



*Figura 2.16 - Intervalo $\Delta t_9$ ($t_8$, $t_9$).*

## 2.5 - Análise Quantitativa

### 2.5.1 – Intervalos de Funcionamento

**(a) Intervalo $\Delta t_1$:($t_0$, $t_1$)**

Condições Iniciais:

$$i_{Lr1}(t_0) = 0$$

$$i_{Lr2}(t_0) = 0$$

$$v_{Cr}(t_0) = V_{in} + V_{Ce}$$

Condições Finais:

$$i_{Lr1}(t_1) = I_M + I_0$$

$$i_{Lr2}(t_1) = 0$$

$$v_{Cr}(t_1) = V_{in} + V_{Ce}$$

Com o crescimento linear da corrente através de $L_{r1}$, em $t = t_1$:

$$i_{Lr1}(t_1) = I_M + I_0 \tag{2.9}$$

$$I_M + I_0 = \frac{V_{in} + V_{Ce}}{L_{r1}} \cdot \Delta t_1 \tag{2.10}$$

$$\Delta t_1 = \frac{L_{r1}}{V_{in} + V_{Ce}} \cdot (I_M + I_0) \tag{2.11}$$

Definindo-se:

$$\alpha = \frac{(I_M + I_0)}{V_{in} + V_{Ce}} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \tag{2.12}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{r2} \cdot C_r}} \tag{2.13}$$

$$\beta = \frac{L_{r2}}{L_{r1}} \tag{2.14}$$

Substituindo-se (2.12) e (2.14) em (2.11), temos:

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\beta} \cdot \sqrt{L_{r2} \cdot C_r} \tag{2.15}$$

Finalmente:

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\beta} \cdot \frac{1}{\omega_0} \tag{2.16}$$

**(b) Intervalo $\Delta t_2$:($t_1$, $t_2$)**

Condições Iniciais:

$$i_{Lr1}(t_1) = I_M + I_0$$

$$i_{Lr2}(t_1) = 0$$

$$v_{Cr}(t_1) = V_{in} + V_{Ce}$$

Condições Finais:

$$i_{Lr1}(t_2) = I_M + I_0$$

$$i_{Lr2}(t_2) = 0$$

$$v_{Cr}(t_2) = V_{in} + V_{Ce}$$

Conforme podemos observar nas condições acima, neste intervalo não ocorrem mudanças nas variáveis de estado do conversor. Portanto, este intervalo será uma variável de controle para transferência de energia para a carga.

$$\Delta t_2 = (t_2 - t_1) = D_c \cdot T - \Delta t_1 \tag{2.17}$$

Onde:

$D_c$ = Razão cíclica de controle

T = Período de chaveamento

**(c) Intervalo $\Delta t_3$:($t_2$, $t_3$)**

Condições Iniciais:

$$i_{Lr1}(t_2) = I_M + I_0$$

$$i_{Lr2}(t_2) = 0$$

$$v_{Cr}(t_2) = V_{in} + V_{Ce}$$

Condições Finais:

$$i_{Lr1}(t_3) = I_M + I_0$$

$$i_{Lr2}(t_3) = I_3$$

$$v_{Cr}(t_3) = 0$$

De acordo com a figura 2.10, tem-se que:

$$v_{Cr}(t) = v_{Cr}(t_2) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \tag{2.18}$$

Em $t = t_3$, tem-se que:

$$v_{Cr}(t_3) = v_{Cr}(\Delta t_3) = 0 \tag{2.19}$$

Portanto, levando-se (2.19) em (2.18), teremos que:

$$\cos(\omega_0 \cdot \Delta t_3) = 0$$

Então:

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{\pi}{2} \tag{2.20}$$

A corrente através de $L_{r2}$, ao final desta etapa, será:

$$i_{Lr2}(t_3) = I_3 = v_{Cr}(t_2) \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_{r2}}} \tag{2.21}$$

Da equação (2.12), temos que:

$$I_3 = \frac{I_M + I_0}{\alpha} \tag{2.22}$$

**(d) Intervalo $\Delta t_4$:($t_3$, $t_4$)**

Condições Iniciais:

$$i_{Lr1}(t_3) = I_M + I_0$$

$$i_{Lr2}(t_3) = I_3$$

$$v_{Cr}(t_3) = 0$$

Condições Finais:

$$i_{Lr1}(t_4) = 0$$

$$i_{Lr2}(t_4) = I_4$$

$$v_{Cr}(t_4) = V_4$$

unesp

Com a condução de $D_1$, figura 2.11, tem-se as indutâncias $L_{r1}$ e $L_{r2}$ acopladas em paralelo.

A tensão sobre o capacitor nesta etapa é dada por:

$$v_{Cr}(t) = -I_3 \cdot \sqrt{\frac{L_{req}}{C_r}} \cdot \text{sen}(\omega_{01} \cdot t) \tag{2.23}$$

Com as equações (2.2), (2.4) e (2.6), tem-se que:

$$\omega_{01} = \omega_0 \cdot \sqrt{1+\beta} \tag{2.24}$$

Devido ao paralelismo entre os indutores, as correntes $i_{Lr1}$ e $i_{Lr2}$ decrescem de forma ressonante. A corrente $i_{Lr1}$ nesta etapa é dada por:

$$i_{Lr1}(t) = \left[\frac{1}{L_{r1}} \cdot \int_0^t v_{Lr1}(t) \cdot dt\right] + i_{Lr1}(0) \qquad ; t_3 \leq t \geq t_4 \tag{2.25}$$

Onde:

$$v_{Lr1}(t) = v_{Cr}(t) \tag{2.26}$$

$$i_{Lr1}(0) = i_{Lr1}(t_3) = I_M + I_0 \tag{2.27}$$

Substituindo-se (2.24), (2.26) e (2.27) em (2.25) e simplificando, temos:

$$i_{Lr1}(t) = (I_M + I_0) \cdot \left\{\frac{\beta}{\alpha \cdot (1+\beta)} \cdot [\cos(\omega_{01} \cdot t) - 1] + 1\right\} \tag{2.28}$$

Como em $t = t_4$ a corrente através de $L_{r1}$ se anula, tem-se que:

$$\frac{\beta}{\alpha \cdot (1+\beta)} \cdot [\cos(\omega_{01} \cdot \Delta t_4) - 1] + 1 = 0$$

Logo:

$$\cos(\omega_{01} \cdot \Delta t_4) = 1 - \frac{(1+\beta)}{\beta} \cdot \alpha \tag{2.29}$$

Aplicando-se a operação inversa à equação (2.29), obtém-se o intervalo $\Delta t_4$:

$$\omega_{01} \cdot \Delta t_4 = \arccos\left[1 - \frac{(1+\beta)}{\beta} \cdot \alpha\right] \tag{2.30}$$

unesp

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_{01}} \cdot \arccos\left[1 - \frac{(1+\beta)}{\beta} \cdot \alpha\right] \tag{2.31}$$

Como condição para que a equação (2.31) seja satisfeita, temos:

$$0 < \frac{(1+\beta)}{\beta} \cdot \alpha < 2 \tag{2.32}$$

Logo:

$$0 < \alpha < \frac{2 \cdot \beta}{1+\beta} \tag{2.33}$$

A tensão em $C_r$, em $t = t_4$, é obtida a partir da substituição da equação (2.31) na equação (2.23), o que nos fornece:

$$v_{Cr}(t_4) = V_4 = -I_3 \cdot \sqrt{\frac{L_{req}}{C_r}} \cdot \text{sen}\left\{\arccos\left[1 - \frac{(1+\beta)}{\beta} \cdot \alpha\right]\right\} \tag{2.34}$$

Substituindo-se as equações (2.12) e (2.22) em (2.34) e simplificando, obtém-se:

$$V_4 = -(V_{in} + V_{Ce}) \cdot \frac{1}{\beta} \cdot \sqrt{\alpha \cdot (2 \cdot \beta - \alpha - \alpha \cdot \beta)} \tag{2.35}$$

A corrente através do indutor $L_{r2}$, durante esta etapa é dada por:

$$i_{Lr2}(t) = \left[\frac{1}{L_{r2}} \cdot \int_0^t v_{Lr2}(t) \cdot dt\right] + i_{Lr2}(0) \qquad ; t_3 \le t \ge t_4 \tag{2.36}$$

Onde:

$$v_{Lr2}(t) = v_{Lr1}(t) = v_{Cr}(t) \tag{2.37}$$

$$i_{Lr2}(0) = i_{Lr2}(t_3) = I_3 \tag{2.38}$$

Logo:

$$i_{Lr2}(t) = \frac{1}{1+\beta} \cdot I_3 \cdot [\cos(\omega_{01} \cdot t) - 1] + I_3 \tag{2.39}$$

Portanto:

$$i_{Lr2}(t) = \frac{(I_M + I_0)}{\alpha} \cdot \left\{1 + \frac{1}{1+\beta} \cdot [\cos(\omega_{01} \cdot t) - 1]\right\} \tag{2.40}$$

unesp

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

$$i_{Lr2}(t_4) = I_4 = \frac{(I_M + I_0)}{\alpha} \cdot \left\{1 + \frac{1}{1+\beta} \cdot [\cos(\omega_{01} \cdot t_4) - 1]\right\} \quad (2.41)$$

Substituindo-se (2.29) em (2.41), temos:

$$I_4 = \frac{(I_M + I_0)}{\alpha} \cdot \left\{1 + \frac{1}{1+\beta} \cdot \left\{\left[1 - \frac{(1+\beta)}{\beta} \cdot \alpha\right] - 1\right\}\right\} \quad (2.42)$$

Assim:

$$I_4 = \frac{(I_M + I_0)}{\alpha} \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{\beta}\right) \quad (2.43)$$

Para que $I_4$ seja maior que zero, deve-se obedecer à seguinte restrição:

$$\frac{\alpha}{\beta} < 1 \quad (2.44)$$

Portanto:

$$\alpha < \beta \quad (2.45)$$

Desta forma, para obtermos as etapas como anteriormente descritas, deve-se obedecer às relações apresentadas em (2.33) e (2.45) conjuntamente. Da análise destas restrições observa-se que aquela apresentada em (2.45) é predominante, ou seja, deve-se impor através de projeto que: $\alpha < \beta$.

**(e) Intervalo $\Delta t_5$:($t_4$, $t_5$)**

Condições Iniciais:

$$i_{Lr1}(t_4) = 0$$

$$i_{Lr2}(t_4) = I_4$$

$$v_{Cr}(t_4) = V_4$$

Condições Finais:

$$i_{Lr1}(t_5) = I_5$$

$$i_{Lr2}(t_5) = 0$$

$$v_{Cr}(t_5) = V_5$$

As equações que descrevem esta etapa são as mesmas da etapa anterior, sendo que, ao final desta etapa $(t = t_5)$, ocorre que a corrente através de $L_{r2}$ torna-se nula. Logo da equação (2.41), temos:

$$i_{Lr2}(t_5) = 0 = \frac{(I_M + I_0)}{\alpha} \cdot \left\{1 + \frac{1}{1+\beta} \cdot [\cos(\omega_{01} \cdot t_5) - 1]\right\} \tag{2.46}$$

Então,

$$\cos(\omega_{01} \cdot t_5) = -\beta \tag{2.47}$$

Assim,

$$t_5 = \frac{1}{\omega_{01}} \cdot \arccos(-\beta) \tag{2.48}$$

Onde:

$$\beta < 1$$

O intervalo $\Delta t_5 = (t_5 - t_4)$ é definido por:

$$\Delta t_5 = \frac{1}{\omega_{01}} \left\{\arccos(-\beta) - \arccos\left[1 - \frac{(1+\beta)\cdot\alpha}{\beta}\right]\right\} \tag{2.49}$$

Em $t = t_5$ a corrente através do indutor $L_{r1}$ é obtida de (2.28), assim:

$$i_{Lr1}(t_5) = I_5 = (I_M + I_0) \cdot \left\{\frac{\beta}{(1+\beta)\cdot\alpha} \cdot [\cos(\omega_{01} \cdot t_5) - 1] + 1\right\} \tag{2.50}$$

Substituindo a equação (2.47) em (2.48), tem-se que:

$$I_5 = (I_M + I_0) \cdot \left\{1 + \frac{\beta}{(1+\beta)\cdot\alpha} \cdot [-\beta - 1]\right\} \tag{2.51}$$

Assim,

$$I_5 = (I_M + I_0) \cdot \left(1 - \frac{\beta}{\alpha}\right) \tag{2.52}$$

unesp

A tensão em $C_r$ em $t = t_5$ é dada por:

$$v_{Cr}(t_5) = V_5 = -I_3 \cdot \sqrt{\frac{L_{req}}{C_r}} \cdot \text{sen}(\omega_{01} \cdot t_5) \tag{2.53}$$

Assim,

$$V_5 = -I_3 \cdot \sqrt{\frac{L_{req}}{C_r}} \cdot \text{sen}[\text{arc cos}(-\beta)] \tag{2.54}$$

Onde,

$$\text{sen}[\text{arc cos}(-\beta)] = \sqrt{1-\beta^2}$$

Logo,

$$V_5 = \frac{(I_M + I_0)}{\alpha} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+\beta}} \cdot \sqrt{1-\beta^2} \tag{2.55}$$

Substituindo a equação (2.12) em (2.55), tem-se:

$$V_5 = -(V_{in} + V_{Ce}) \cdot \sqrt{1-\beta} \tag{2.55}$$

**(f) Intervalo $\Delta t_6$:($t_5$, $t_6$)**

Condições Iniciais:

$$i_{Lr1}(t_5) = I_5$$
$$i_{Lr2}(t_5) = 0$$
$$v_{Cr}(t_5) = V_5$$

Condições Finais:

$$i_{Lr1}(t_6) = I_6 = I_5$$
$$i_{Lr2}(t_6) = 0$$
$$v_{Cr}(t_6) = V_6$$

Observando-se a figura 2.13, verifica-se que as equações que regem esta etapa são as mesmas da 4ª etapa.

Em $t = t_6$, a corrente através de $L_{r2}$, que oscila de forma ressonante, novamente se anula, completando a ressonância para o elemento $L_{r2}$. Logo, conforme figura 2.17 tem-se que:

$$\omega_{01} \cdot t_6 = 2 \cdot \pi - \omega_{01} \cdot t_5 \tag{2.57}$$

unesp

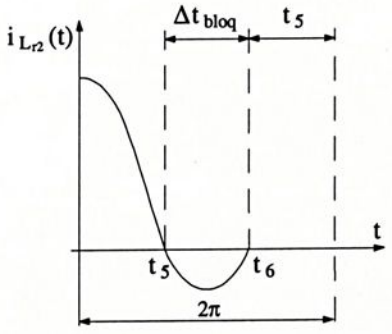



*Figura 2.17 – Intervalo de ressonância em análise.*

Onde:

$$\omega_{01} \cdot t_5 = \arccos(-\beta)$$

Assim,

$$\omega_{01} \cdot t_6 = 2 \cdot \pi - \arccos(-\beta)$$

Logo,

$$t_6 = \frac{1}{\omega_{01}} \cdot [2 \cdot \pi - \arccos(-\beta)] \tag{2.58}$$

O intervalo $\Delta t_6 = (t_6 - t_5)$ é, portanto, dado pela seguinte equação:

$$\Delta t_6 = \frac{1}{\omega_{01}} \cdot [2 \cdot \pi - \arccos(-\beta)] - \frac{1}{\omega_{01}} \cdot [\arccos(-\beta)]$$

Assim,

$$\Delta t_6 = \frac{2}{\omega_{01}} \cdot [\pi - \arccos(-\beta)] \tag{2.59}$$

A tensão em $C_r$, em $t = t_6$, é dada por:

$$v_{Cr}(t_6) = V_6 = -I_3 \cdot \sqrt{\frac{L_{req}}{C_r}} \cdot \operatorname{sen}(\omega_{01} \cdot t_6) \tag{2.60}$$

Logo:

$$V_6 = -\frac{(I_M + I_0)}{\alpha} \cdot \sqrt{\frac{L_{req}}{C_r}} \cdot \operatorname{sen}[2 \cdot \pi - \arccos(-\beta)]$$

Onde:

$$\operatorname{sen}[2\cdot\pi-\arccos(-\beta)]=-\sqrt{1-\beta^2}$$

Portanto,

$$V_6=(V_{in}+V_{Ce})\cdot\sqrt{1-\beta} \tag{2.61}$$

A corrente através de $L_{r1}$ em $t=t_6$, retorna a $I_5$, ou seja:

$$I_6=I_5=(I_M+I_0)\cdot\left(1-\frac{\beta}{\alpha}\right) \tag{2.62}$$

**(g) Intervalo $\Delta t_7$:($t_6$, $t_7$)**

Condições Iniciais:

$$i_{Lr1}(t_6)=I_6=I_5$$
$$i_{Lr2}(t_6)=0$$
$$v_{Cr}(t_6)=V_6$$

Condições Finais:

$$i_{Lr1}(t_7)=0$$
$$i_{Lr2}(t_7)=0$$
$$v_{Cr}(t_7)=V_7$$

Da análise da figura 2.14, obtém-se que

$$v_{Cr}(t)=V_6\cdot\cos(\omega_{02}\cdot t)+L_{r1}\cdot(I_M+I_0-I_6)\cdot\omega_{02}\cdot\operatorname{sen}(\omega_{02}\cdot t) \tag{2.63}$$

onde:

$$\omega_{02}=\frac{1}{\sqrt{L_{r1}\cdot C_r}}$$

Logo,

$$\omega_{02}=\omega_0\cdot\sqrt{\beta} \tag{2.64}$$

Substituindo as equações (2.12), (2.61), (2.62) em (2.63) e simplificando, tem-se:

$$v_{Cr}(t)=(V_{in}+V_{Ce})\cdot\left[\sqrt{1-\beta}\cdot\cos(\omega_{02}\cdot t)+\sqrt{\beta}\cdot\operatorname{sen}(\omega_{02}\cdot t)\right] \tag{2.65}$$

A corrente através de $L_{r1}$ para esta etapa é dada por:

$$i_{Lr1}(t)=\left[\frac{1}{L_{r1}}\cdot\int_0^t v_{Lr1}(t)\cdot dt\right]+i_{Lr1}(0) \qquad ; t_6\le t\ge t_7 \tag{2.66}$$

unesp

Onde:

$$v_{Lr1}(t) = v_{Cr}(t)$$
$$i_{Lr1}(0) = i_{Lr1}(t_6) = I_5$$

Portanto,

$$i_{Lr1}(t) = \frac{(I_M + I_0)}{\alpha} \cdot \left[\sqrt{\beta \cdot (1-\beta)} \cdot \text{sen}(\omega_{02} \cdot t) - \beta \cdot \cos(\omega_{02} \cdot t) + \alpha\right] \quad (2.67)$$

Como em $t = t_7$ a corrente em $L_{r1}$ torna-se nula, tem-se que:

$$\sqrt{\beta \cdot (1-\beta)} \cdot \text{sen}(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) - \beta \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) + \alpha = 0 \quad (2.68)$$

Sabendo-se que:

$$\cos(x) = \sqrt{1 - \text{sen}^2(x)}$$

Obtém-se da equação (2.68) que:

$$\sqrt{\beta \cdot (1-\beta)} \cdot \text{sen}(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) - \beta \cdot \sqrt{1 - \text{sen}^2(\omega_{02} \cdot \Delta t_7)} + \alpha = 0 \quad (2.69)$$

Adotando-se que:

$$\text{sen}(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) = y$$

Então, as soluções de (2.69) são as soluções para (2.70).

$$y^2 + 2 \cdot \alpha \cdot \sqrt{\frac{1-\beta}{\beta}} \cdot y + \beta \cdot \left(\frac{\alpha^2}{\beta^2} - 1\right) = 0 \quad (2.70)$$

A solução que satisfaz os requisitos de operação do conversor é dada por:

$$y = \sqrt{\beta - \alpha^2} - \alpha \cdot \sqrt{\frac{1-\beta}{\beta}} \quad (2.71)$$

Portanto, obtém-se que:

$$\Delta t_7 = \frac{1}{\omega_{02}} \cdot \text{arc sen}\left(\sqrt{\beta - \alpha^2} - \alpha \cdot \sqrt{\frac{1-\beta}{\beta}}\right) \quad (2.72)$$



Da equação (2.65), em $t = t_7$, tem-se que:

$$v_{Cr}(t_7) = V_7 = (V_{in} + V_{Ce}) \cdot \left[\sqrt{1-\beta} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) + \sqrt{\beta} \cdot \text{sen}(\omega_{02} \cdot \Delta t_7)\right] \quad (2.73)$$

**(h) Intervalo $\Delta t_8$:($t_7$, $t_8$)**

Condições Iniciais:

$$i_{Lr1}(t_7) = 0$$
$$i_{Lr2}(t_7) = 0$$
$$v_{Cr}(t_7) = V_7$$

Condições Finais:

$$i_{Lr1}(t_8) = 0$$
$$i_{Lr2}(t_8) = 0$$
$$v_{Cr}(t_8) = V_{in} + V_{Ce}$$

Da análise da figura 2.15, tem-se que:

$$v_{Cr}(t) = \frac{(I_M + I_0)}{C_r} \cdot t + V_7 \qquad ; t_7 \leq t \geq t_8 \quad (2.74)$$

Em $t = t_8$ a tensão sobre $C_r$ é $v_{Cr}(t_8) = (V_{in} + V_{Ce})$, então:

$$\Delta t_8 = \frac{[(V_{in} + V_{Ce}) - V_7] \cdot C_r}{(I_M + I_0)} \quad (2.75)$$

Substituindo-se a equação (2.73) na equação acima, tem-se que:

$$\Delta t_8 = \frac{1}{\alpha \cdot \omega_0} \cdot \left[1 - \sqrt{1-\beta} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) - \sqrt{\beta} \cdot \text{sen}(\omega_{02} \cdot \Delta t_7)\right] \quad (2.76)$$

**(i) Intervalo $\Delta t_9$:($t_8$, $t_9$)**

Condições Iniciais:

$$i_{Lr1}(t_8) = 0$$
$$i_{Lr2}(t_8) = 0$$
$$v_{Cr}(t_8) = V_{in} + V_{Ce}$$

Condições Finais:

$$i_{Lr1}(t_9) = 0$$
$$i_{Lr2}(t_9) = 0$$
$$v_{Cr}(t_9) = V_{in} + V_{Ce}$$

Como na 2ª etapa, não ocorrem mudanças nas variáveis de estado, portanto, define-se a razão cíclica de controle ($D_c$), através de (2.17), como:

$$D_c = \frac{\Delta t_1 + \Delta t_2}{T} \quad (2.77)$$

unesp

Assim:

$$\Delta t_9 = T - \left[ \Delta t_1 + \Delta t_2 + \sum_{i=3}^{8} \Delta t_i \right] \tag{2.78}$$

Logo,

$$\Delta t_9 = T \cdot (1 - D_c) - \left[ \sum_{i=3}^{8} \Delta t_i \right]$$

Portanto:

$$\Delta t_9 = T.(1 - D_c) - \left\{ \frac{1}{\omega_0} . \left\{ \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\alpha} \cdot \left[ 1 - \sqrt{1-\beta} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) - \sqrt{\beta} . \operatorname{sen}(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) \right] + \right. \right. \left. \left. + \left[ \frac{2.\pi - \arccos(-\beta)}{\sqrt{1+\beta}} \right] + \frac{1}{\sqrt{\beta}} . \operatorname{arcsen}\left( \sqrt{\beta - \alpha^2} - \alpha \cdot \sqrt{\frac{1-\beta}{\beta}} \right) \right\} \right\} \tag{2.79}$$

## 2.5.2 – Condições para a operação ZCS-PWM

Com o objetivo de garantir a comutação ZCS para os interruptores (principal e auxiliar), deve-se obedecer às equações (2.6) e (2.45).

O intervalo de tempo disponível para o bloqueio de ambos os interruptores ($\Delta t_{bloq}$), que ocorre durante o intervalo $\Delta t_6$, é dado por:

$$\Delta t_{bloq} = \Delta t_6 = \frac{2}{\omega_{01}} \cdot [\pi - \arccos(-\beta)] \tag{2.80}$$

Assim os intervalos de tempo para o controle dos interruptores principal ($S_p$) e auxiliar ($S_a$) seguem a partir das equações (2.81) e (2.82), respectivamente:

$$\Delta t_{S_p} = \sum_{i=1}^{6} \Delta t_i - \frac{\Delta t_{bloq}}{2} \tag{2.81}$$

$$\Delta t_{S_a} = \sum_{i=3}^{6} \Delta t_i - \frac{\Delta t_{bloq}}{2} \tag{2.82}$$

O que nos fornece:

$$\Delta t_{S_p} = D_c \cdot T + \frac{1}{\omega_0} \cdot \left( \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{\sqrt{1+\beta}} \right) \tag{2.83}$$

$$\Delta t_{S_a} = \frac{1}{\omega_0} \cdot \left( \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{\sqrt{1+\beta}} \right) \tag{2.84}$$

Para que todas as etapas descritas no modo de operação do conversor em estudo, existam, deve-se obedecer a seguinte restrição:

$$\Delta t_9 > 0 \tag{2.85}$$

Ou seja,

$$f < \frac{2 \cdot \pi \cdot (1 - D_c)}{\frac{\pi}{2} + \frac{1}{\alpha} \cdot \left[ 1 - \sqrt{1-\beta} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) - \sqrt{\beta} \cdot \operatorname{sen}(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) \right] + \left[ \frac{2.\pi - \arccos(-\beta)}{\sqrt{1+\beta}} \right] + \frac{\omega_{02} \cdot \Delta t_7}{\sqrt{\beta}}} \tag{2.86}$$

Onde:

$$f = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{\omega_0} = \frac{f_s}{f_0}$$

$f_s$ = freqüência de chaveamento.

Portanto, a razão f máxima deve obedecer à equação (2.86) para que o conversor em análise opere como no estudo apresentado.

## 2.6 – Ganho Estático

O ganho estático, definido como a razão de conversão de tensão CC, do novo conversor ZETA-ZCS-PWM é dado por:

$$q = \frac{I_{in}}{I_0} = \frac{V_0}{V_{in}} \qquad \text{; considerando } \eta\% = 100\% \tag{2.87}$$

Onde:

$I_0$ = Corrente média através da carga;

$I_{in}$ = Corrente média de entrada;

$V_0$ = Tensão média na carga;

$V_{in}$ = Tensão média de entrada;

$\eta\%$ = Rendimento (percentual).

unesp

A corrente média de entrada $(I_{in})$ é dada por:

$$I_{in} = \frac{1}{T} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \int_0^{\Delta t_1} i_{Lr1}(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t'} i_{Lr1}(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t''} [i_{Lr1}(t) + i_{Lr2}(t) + i_{Cr}(t)] \cdot dt + \\ + \int_0^{\Delta t_7} [i_{Lr1}(t) + i_{Cr}(t)] \cdot dt + \int_0^{\Delta t_8} i_{Cr}(t) dt \end{array} \right\} \quad (2.88)$$

Onde:

$$\Delta t' = \Delta t_2 + \Delta t_3$$
$$\Delta t'' = \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6$$
$$i_{Cr}(t) = C_r \cdot \frac{dV_{Cr}(t)}{dt}$$

Assim, temos que:

$$\int_0^{\Delta t_1} i_{Lr1}(t) \cdot dt = \frac{\alpha \cdot (I_M + I_0)}{2 \cdot \beta \cdot \omega_0} \quad (2.89)$$

$$\int_0^{\Delta t'} i_{Lr1}(t) \cdot dt = (I_M + I_0) \cdot \left[ D_c \cdot T + \frac{1}{\omega_0} \cdot \left( \frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{\beta} \right) \right] \quad (2.90)$$

$$\int_0^{\Delta t''} [i_{Lr1}(t) + i_{Lr2}(t) + i_{Cr}(t)] \cdot dt = \frac{(I_M + I_0)}{\omega_{01}} \cdot [2 \cdot \pi - \arccos(-\beta)] \quad (2.91)$$

$$\int_0^{\Delta t_7} [i_{Lr1}(t) + i_{Cr}(t)] \cdot dt = (I_M + I_0) \cdot \Delta t_7 \quad (2.92)$$

$$\int_0^{\Delta t_8} i_{Cr}(t) \cdot dt = \frac{(I_M + I_0)}{\alpha \cdot \omega_0} \cdot [1 - \sqrt{1-\beta} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) - \sqrt{\beta} \cdot \operatorname{sen}(\omega_{02} \cdot \Delta t_7)] \quad (2.93)$$

Substituindo as equações (2.89), (2.90), (2.91), (2.92) e (2.93), em (2.88), tem-se que:

$$I_{in} = \frac{1}{T} \cdot (I_M + I_0) \cdot \left\{ D_c \cdot T + \frac{1}{\omega_0} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{\alpha} - \frac{\alpha}{2.\beta} + \frac{\pi}{2} + \left[ \frac{2.\pi - \arccos(-\beta)}{\sqrt{1+\beta}} \right] + \frac{\omega_{02}.\Delta t_7}{\sqrt{\beta}} + \\ -\frac{1}{\alpha} \left[ \sqrt{1-\beta}.\cos(\omega_{02}.\Delta t_7) + \sqrt{\beta}.\mathrm{sen}(\omega_{02}.\Delta t_7) \right] \end{array} \right\} \right\} \quad (2.93)$$

Considerando que o valor médio da corrente de entrada no conversor PWM clássico ZETA, operando em condução contínua, assim como neste novo conversor ZETA ZCS-PWM é dado pela equação (2.95) [1 e 2], uma vez que a corrente média através de $C_e$ é nula, obtemos então a equação (2.96) para o ganho estático deste novo conversor.

$$I_{in} = I_M \quad (2.95)$$

$$q = \frac{F(\alpha, \beta, D_c, f)}{1 - F(\alpha, \beta, D_c, f)} \quad (2.96)$$

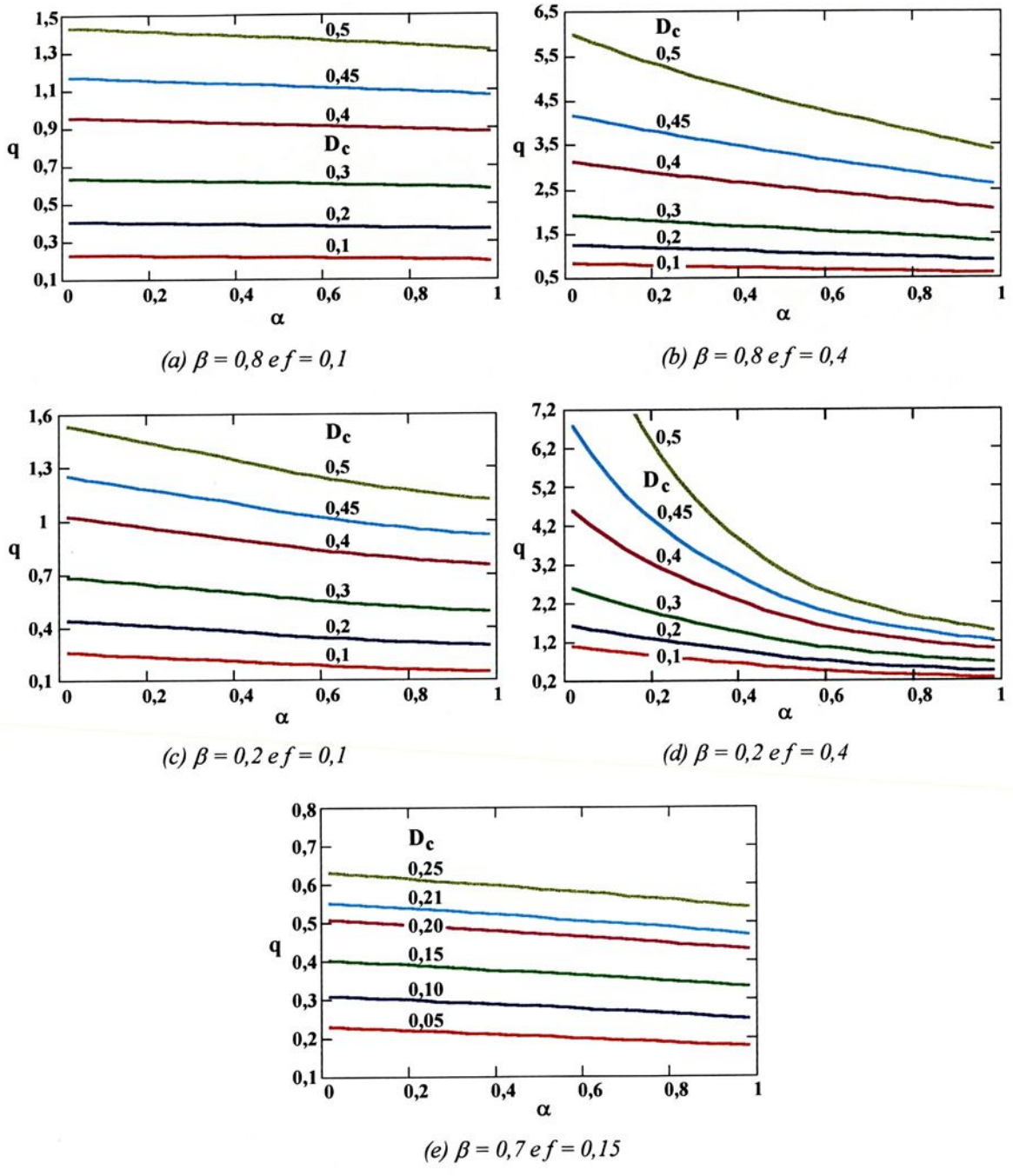
Onde:

$$F(\alpha, \beta, D_c, f) = D_c + \frac{f}{2 \cdot \pi} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \frac{2 \cdot \beta - \alpha^2}{2 \cdot \alpha \cdot \beta} + \frac{\pi}{2} + \left[ \frac{2 \cdot \pi - \arccos(-\beta)}{\sqrt{1+\beta}} \right] + \frac{\omega_{02} \cdot \Delta t_7}{\sqrt{\beta}} + \\ -\frac{1}{\alpha} \cdot \left[ \sqrt{1-\beta} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) + \sqrt{\beta} \cdot \mathrm{sen}(\omega_{02} \cdot \Delta t_7) \right] \end{array} \right\} \quad (2.97)$$

$$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0 \quad (2.98)$$

$$f = \frac{f_S}{f_0} \quad (2.99)$$

Na figura 2.18 apresentam-se as característica para o ganho estático (q), em função de $\alpha$, tomando $D_c$ como parâmetro, para determinados valores de $\beta$ e f, para o novo conversor ZETA ZCS-PWM em estudo.




*(a) $\beta = 0,8$ e $f = 0,1$*

*(b) $\beta = 0,8$ e $f = 0,4$*

*(c) $\beta = 0,2$ e $f = 0,1$*

*(d) $\beta = 0,2$ e $f = 0,4$*

*(e) $\beta = 0,7$ e $f = 0,15$*

*Figura 2.18 – Ganho estático teórico para o novo conversor CC/CC ZETA ZCS-PWM.*

Na figura 2.18 observa-se que o conversor pode operar tanto como abaixador como elevador de tensão. Podemos visualizar também, na figura 2.18, a influência dos parâmetros de ressonância, que aumenta com o aumento de f e com a diminuição de β. Desta forma devemos procurar trabalhar com f pequeno e β próximo do valor unitário, para que não haja uma influência muito forte no ganho estático do conversor proposto, aproximando-se assim de um conversor ZETA-PWM convencional, como se observa nas

características da figura 2.18(a). Por outro lado, valores de f muito pequenos, elevam a freqüência de ressonância e as perdas nos elementos magnéticos.

## 2.7 – Metodologia e exemplo de projeto

Com o intuito de estabelecer uma metodologia de projeto para o novo conversor em estudo, adota-se os seguintes dados:

$V_{in}$ (tensão de entrada) = 220V ;

$V_0$ (tensão de saída) = 110V ;

$f_S$ (freqüência de chaveamento) = 50kHz ;

$P_0$ (potência nominal de saída) = 500W ;

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

### (a) Corrente de entrada e saída

A corrente de saída $I_0$ é dada pela equação (2.100).

$$I_0 = \frac{P_0}{V_0} = 4{,}54A \tag{2.100}$$

A corrente média nominal de entrada $I_{in}$ é dada pela equação (2.101).

$$I_{in} = \frac{P_0}{\eta\% \cdot V_{in}} = 2{,}39A \tag{2.101}$$

Tendo-se que:

$$I_{in} = I_M = 2{,}39A$$

### (b) Elementos ressonantes

Para minimizar a influência dos elementos ressonantes e satisfazer as condições de operação, baseando-se na figura 2.18, adota-se os parâmetros (figura 2.18(e)):

$$\beta = 0{,}7 < 1 ; \qquad \alpha = 0{,}65 < \beta \qquad \text{e} \qquad f = 0{,}15 .$$

Substituindo nas equações (2.12), (2.13) e (2.14) tem-se que:

$$L_{r2} = 10{,}36\mu H ; \qquad C_r = 22nF \qquad \text{e} \qquad L_{r1} = 14{,}80\mu H .$$

unesp

## (c) Razão cíclica de comando nominal

A razão cíclica nominal de controle é uma função do ganho estático e dos parâmetros do projeto já calculados. Pode ser calculada tanto pela equação (2.96) como pelas curvas apresentadas na figura 2.18. Assim, como (q) é definido por:

$$q = \frac{V_0}{V_{in}} = 0{,}5$$

Então da figura 2.18(e), para carga nominal com $\alpha = 0{,}65$, tem-se:

$$D_{c\,nom} = 0{,}211$$

Os intervalos de comando dos interruptores principal ($S_p$) e auxiliar ($S_a$) são dados pelas equações (2.83) e (2.84) respectivamente. Portanto:

$$\Delta t_{Sp} = 6{,}12\mu s\,;$$

$$\Delta t_{Sa} = 1{,}90\mu s\,.$$

## (d) Filtros de saída ($L_0$ e $C_0$)

O indutor e o capacitor de saída são calculados através das equações (2.102) e (2.104).

$$L_0 \geq \frac{V_0}{2 \cdot f_S \cdot \Delta I_0} \cdot (1 - D_{ef}) = 1mH \qquad (2.102)$$

Onde:

$$D_{ef} = \frac{q}{q+1} \qquad (2.103)$$

Adotando-se: $\Delta I_0 = 15\%$

Desta forma, adotou-se:

$$L_0 = 1mH\,.$$

Com,

$$C_0 \geq \frac{P_0}{2 \cdot \pi \cdot f_S \cdot I_0 \cdot \Delta V_0} = 159{,}2\mu F \qquad (2.104)$$

Admitindo-se: $\Delta V_0 = 2\%$

unesp

Adotou-se (o valor comercial):

$$C_0 = 220\mu F.$$

## (e) Elementos de acumulação ($L_m$ e $C_e$)

O indutor e o capacitor de acumulação são dimensionados através das equações (2.105) e (2.106).

$$L_m \geq \frac{V_{in} \cdot D_{ef}}{I_{in} \cdot f_S} = 613{,}07\mu H \qquad (2.105)$$

Desta forma, adotou-se:

$$L_m = 800\mu H.$$

Com,

$$C_e > \frac{1}{L_{eq} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_s)^2} = 22{,}8nF \qquad (2.106)$$

Onde:

$$L_{eq} = \frac{L_m \cdot L_0}{L_m + L_0}$$

Através de simulações, utilizou-se um valor para a capacitância $C_e$ que minimizasse as oscilações no conversor. Adotando-se finalmente (o valor comercial de dois capacitores de 2μF em paralelo):

$$C_e = 4\mu F.$$

## (f) Resistência para carga nominal

A resistência para carga nominal especificada é calculada pela equação (2.107).

$$R_0 = \frac{V_0}{I_0} = 24{,}2\Omega \qquad (2.107)$$

## (g) Resultados de simulação

A seguir são apresentadas as principais formas de onda obtidas através de simulação no programa Pspice 4.02, considerando-se carga nominal.

unesp

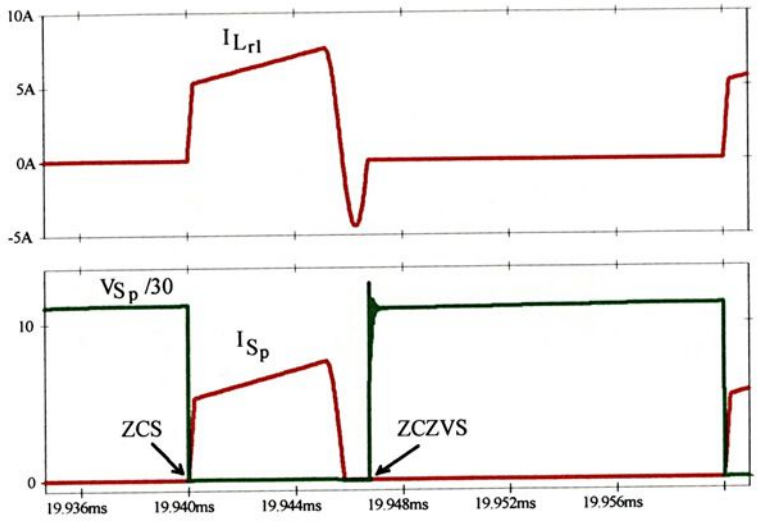



*Figura 2.19 – Corrente através do indutor $L_{r1}$; Tensão e corrente através do interruptor principal ($S_p$).*

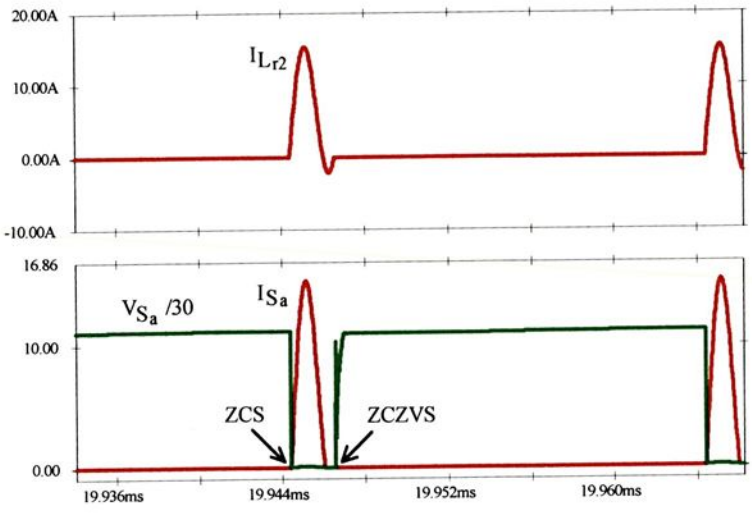



*Figura 2.20 – Corrente através do indutor $L_{r2}$; Tensão e corrente através do interruptor auxiliar ($S_a$).*

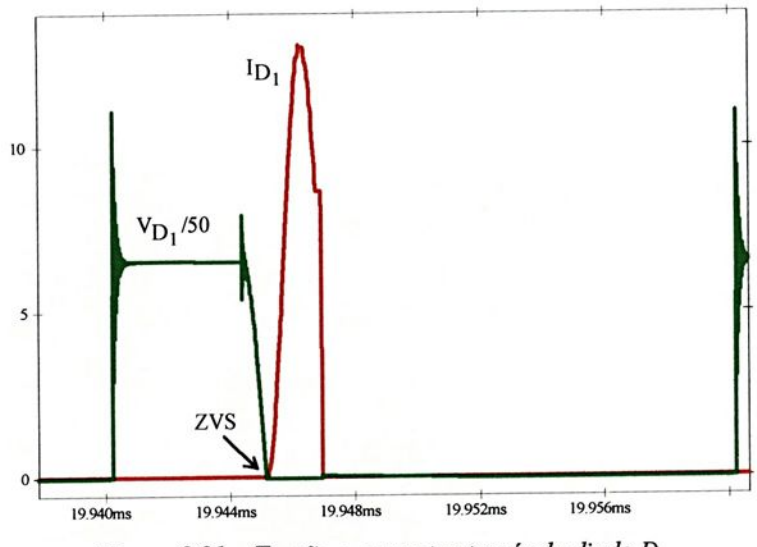



*Figura 2.21 – Tensão e corrente através do diodo $D_1$.*

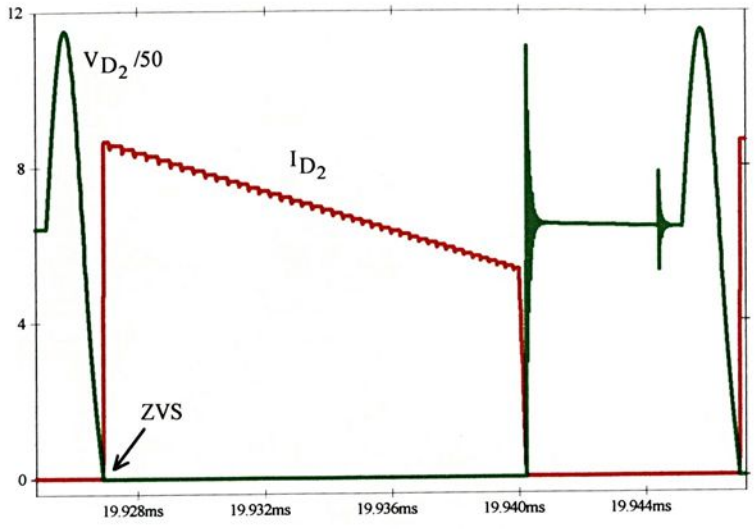



*Figura 2.22 – Tensão e corrente através do diodo $D_2$.*

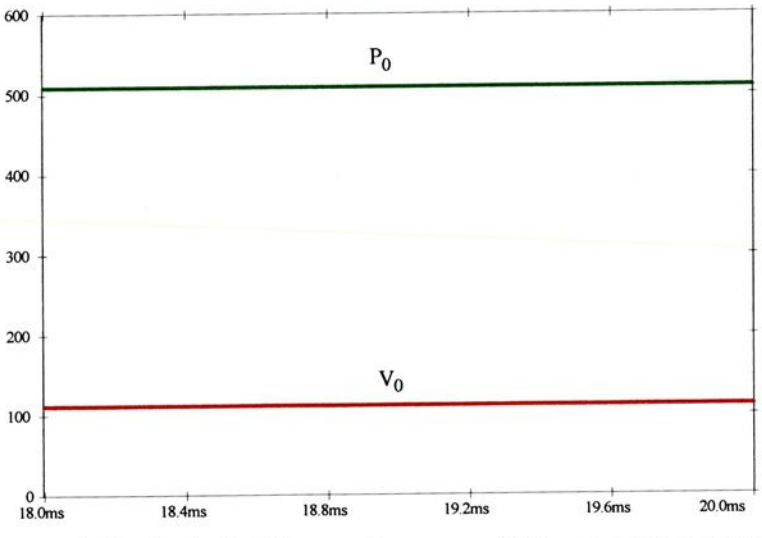



*Figura 2.23 – Potência ($P_0$) e tensão na carga ($V_0$), para carga nominal.*

Analisando os resultados obtidos através de simulação, pode-se constatar a comutação não dissipativa do interruptor principal ($S_p$), figura 2.19, e do interruptor auxiliar ($S_a$), figura 2.20, do tipo ZCS, na entrada em condução e do tipo ZCZVS (ZCS e ZVS) no bloqueio.

Os diodos $D_1$, figura 2.21, e $D_2$, figura 2.22, também comutam de forma não dissipativa e com tensão nula, ou seja, ZVS. Os diodos não apresentam efeitos de recuperação reversa sobre os interruptores $S_p$ e $S_a$.

Na figura 2.23, constata-se que os valores de tensão e potência na carga, respectivamente, estão de acordo com os dados de projeto para carga nominal.

Apresentamos a seguir listagem do circuito simulado no programa Pspice 4.02.

| Novo conversor CC/CC ZETA ZCS-PWM | |
|---|---|
| ***Circuito de Potência**<br>Vin 1 0 dc 220<br>Sp 1 2a 10 0 chave<br>Dspa 2a 2 diodo1<br>DSp 2 1 diodo<br>Lr1 2 5 14.80u ic=0<br>Sa 1 3a 20 0 chave<br>Dsaa 3a 3 diodo1<br>DSa 3 1 diodo<br>Lr2 3 4 10.36u ic=0<br>Cr 1 4 22n ic=330<br>D1 4 5 diodo<br>Lm 5 0 800u ic=2.4<br>Ce 6 5 4u ic=110<br>D2 0 6 diodo<br>Lo 6 7 1m ic=4.5<br>Co 7 0 220u ic=110<br>Ro 7 0 24.2 | ***Controle**<br>VPulseSp 10 0 pulse(0 15 0 1n 1n 6.4u 20u)<br>VPulseSa 20 0 pulse(0 15 4.4u 1n 1n 2u 20u)<br>.model diodo D<br>.model diodo1 d(tt=0 rs=0.01 vj=0.01 cjo=0)<br>.model chave Vswitch(ron=0.1 roff=2E+6 von=10.0 voff=8.0)<br>.lib<br>.tran 20.000n 0.02 0.018 20.000n uic ; *ipsp*<br>.probe<br>.options itl4=100 itl5=0 abstol=1u vntol=1m reltol=1E-2<br>.end |

## 2.8 - Dimensionamento dos Componentes do Circuito de Potência

Com a confirmação dos resultados de simulação, são dimensionados os elementos do circuito de potência: indutores, capacitores e semicondutores.

- Indutor ressonante $L_{r1}$:

$L_{r1}$ = 14,80μH, núcleo Thornton EE25 – IP12, ($A_e$ = 0,399cm$^2$, $A_w$ = 0,412cm$^2$), 14 espiras de fio AWG 18.

- Indutor ressonante $L_{r2}$:

$L_{r2}$ = 10,36μH, núcleo Thornton EE25 – IP12, ($A_e$ = 0,399cm$^2$, $A_w$ = 0,412cm$^2$), 11 espiras de fio AWG 18.

- Indutor de acumulação $L_m$:

$L_m$ = 800μH, núcleo Thornton EE30/14 – IP12, ($A_e$ = 1,20cm$^2$, $A_w$ = 0,85cm$^2$), 73 espiras de fio AWG 19.

- Indutor de filtro $L_0$:

$L_0$ = 1mH, núcleo Thornton EE42/15 – IP12, ($A_e$ = 1,810cm$^2$, $A_w$ = 1,614cm$^2$), 98 espiras de fio AWG 17.

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

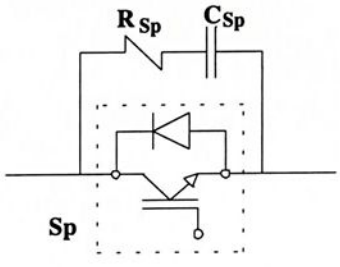
- Interruptor Principal $S_p$ e Interruptor Auxiliar $S_a$

A partir dos esforços apresentados na simulação para estes semicondutores, foram utilizados os IGBTs de 4ª geração (com diodo intrínseco em anti-paralelo), sendo que:

- Interruptor principal $S_p$:

$S_p$ = IRG4PC50UD (International Rectifier), Ic = 27A, Vce = 600V.

Como o diodo em anti-paralelo com $S_p$ não é tão rápido (160ns), emprega-se um circuito de "snubber" para amortecer a tensão sobre $S_p$ durante seu bloqueio, conforme ilustração e parâmetros a seguir, ajustados durante a implementação prática.

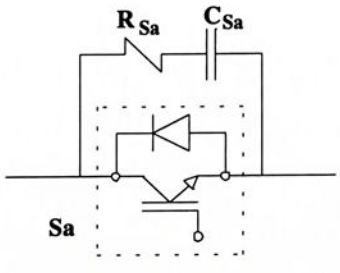



Adotou-se: $R_{Sp}$ = 100Ω / 5W $C_{Sp}$ = 2,2nF / 1,6kV

- Interruptor auxiliar $S_a$:

$S_a$ = HGTP3N60C3D (HARRIS), Ic = 3A, Vce = 600V.

Da mesma forma que o analisado anteriormente, empregou-se o seguinte "snubber" para $S_a$:




Adotou -se: $R_{Sa}$ = 100Ω / 2W $C_{Sa}$ = 1nF / 1,6kV

Observa-se mais uma vez que a necessidade do snubber para os interruptores se deve, única e exclusivamente, ao efeito da recuperação reversa dos diodos intrínsecos em anti-paralelo com os interruptores $S_p$ e $S_a$.

- Diodos $D_1$ e $D_2$

Com os esforços apresentados, via simulação, foram utilizados os diodos MUR8100E (MOTOROLA), $I_F$ = 8A, $V_{RRM}$ = 1000V.

- Capacitor de Acumulação Ce

Ce = 2//2μF/660V (polipropileno), 2 capacitores de 2μF em paralelo.

- Capacitor de Saída $C_0$

$C_0$ = 220μF/250V (eletrolítico).

A figura 2.24 apresenta o circuito de potência projetado para o novo conversor CC/CC ZETA ZCS PWM.

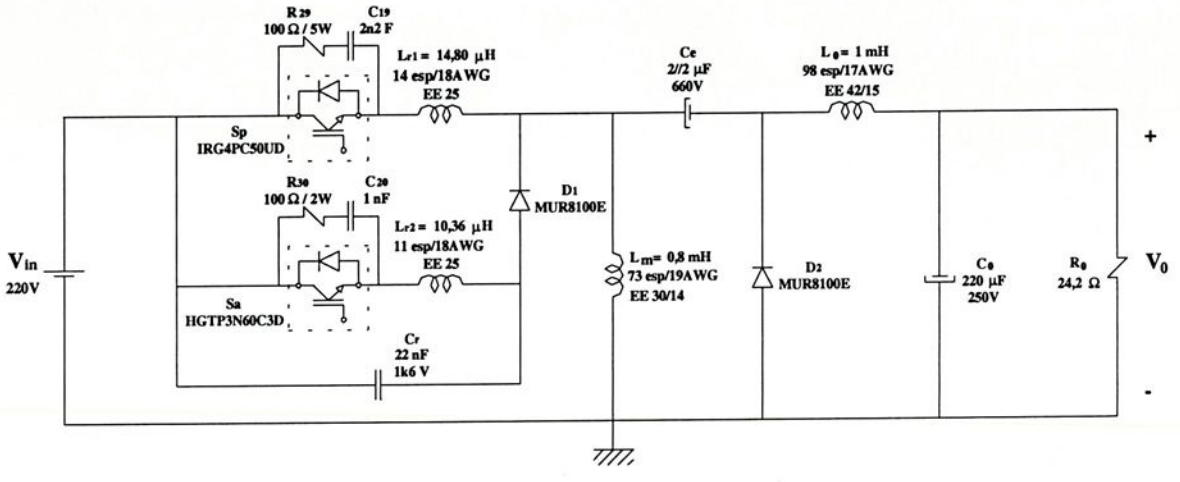



*Figura 2.24 – Circuito de potência implementado para o novo conversor CC/CC ZETA ZCS-PWM.*

## 2.9 – Circuito de Comando

A lógica aplicada no circuito de comando para ambos os interruptores é apresentada na figura 2.25.

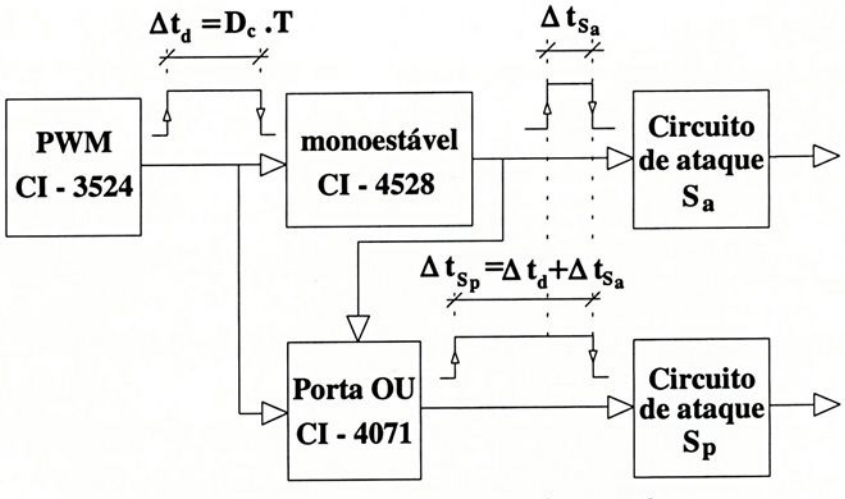



*Figura 2.25 – Lógica do circuito de comando.*

O dimensionamento dos elementos externos para a lógica de composição dos pulsos para ambos os interruptores se baseou nas referências [10 e 11]. O circuito de ataque é isolado através de transformador de pulso (operação com $0 \leq D < 0,5$) e propicia proteção contra sobrecorrente, para ambos os interruptores, tendo sido baseado na referência [12].

Na figura 2.26 apresentamos o circuito projetado para o comando PWM e a lógica de controle com a composição dos pulsos de gate para os interruptores principal ($S_p$) e auxiliar ($S_a$).

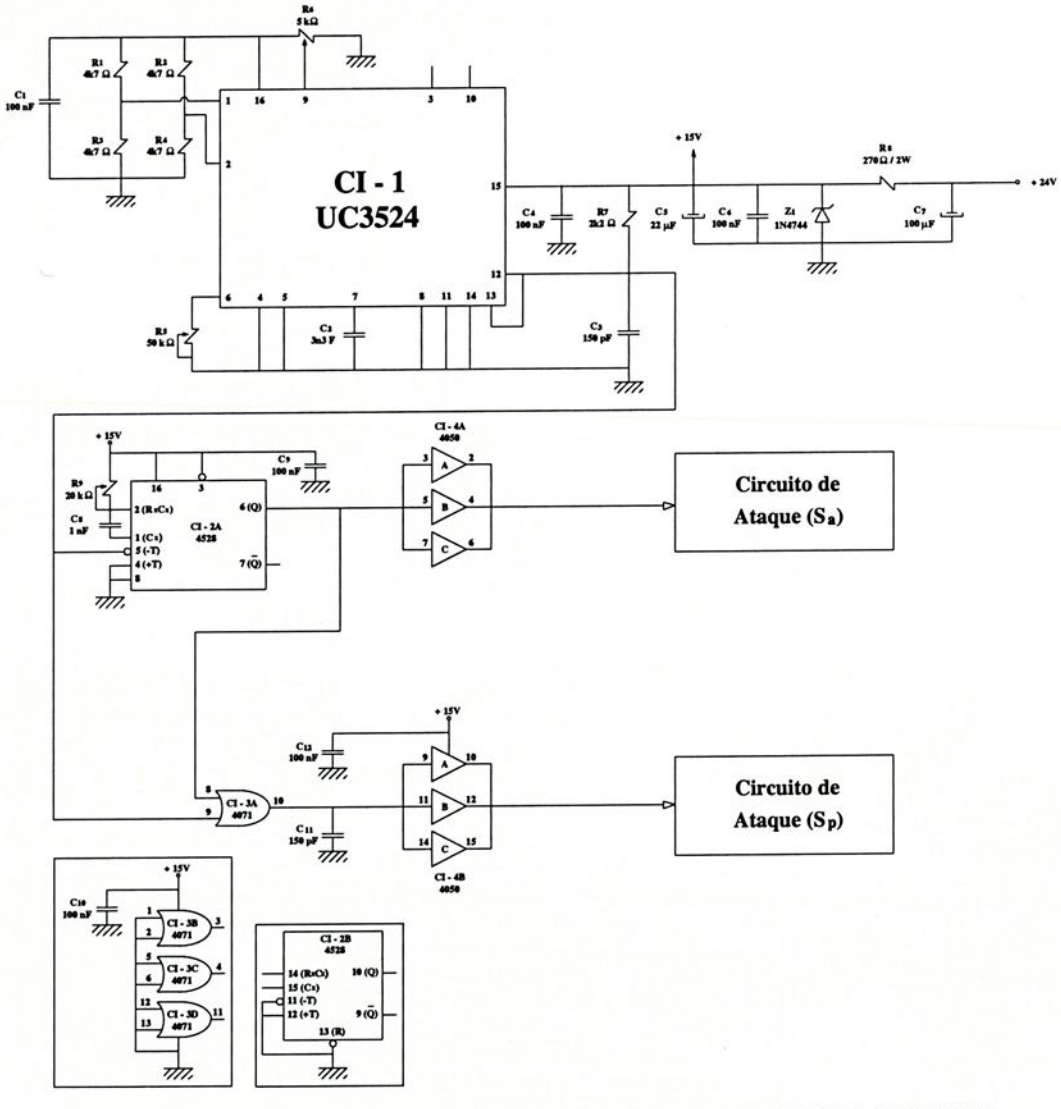



*Figura 2.26 – Circuito de comando para o novo conversor CC/CC ZETA ZCS-PWM.*

Nas figuras 2.27 e 2.28 apresentamos os circuitos de ataque isolados, com proteção contra sobrecarga, para os interruptores principal ($S_p$) e auxiliar ($S_a$), respectivamente.

Os circuitos de ataque são isolados por transformadores de pulso e podem aplicar pulsos de tensão gate-emissor, para a condução de 15V e para o bloqueio de -5V. Ambos possuem proteção de sobrecorrente, devido à sobrecarga ou curto-circuito, através do sensoramento da tensão coletor-emissor, que deve atingir a tensão saturação durante um tempo pré-determinado (400ns); caso contrário o pulso de gate é eliminado. A diferença básica entre eles é o resistor de gate ($R_{26}$ e $R_{27}$ na figura 2.27 e $R_{17}$ na figura 2.28) que é utilizado para controlar as derivadas de tensão e corrente sobre o IGBT, desta maneira foi utilizado para o interruptor principal ($S_p$) uma derivada mais suave na entrada em condução (47Ω) do que no bloqueio (22Ω), e para o interruptor auxiliar ($S_a$) as derivadas são as mesmas na entrada em condução e no bloqueio (22Ω). A metodologia utilizada para o dimensionamento do circuito de ataque foi baseada na referência [12].

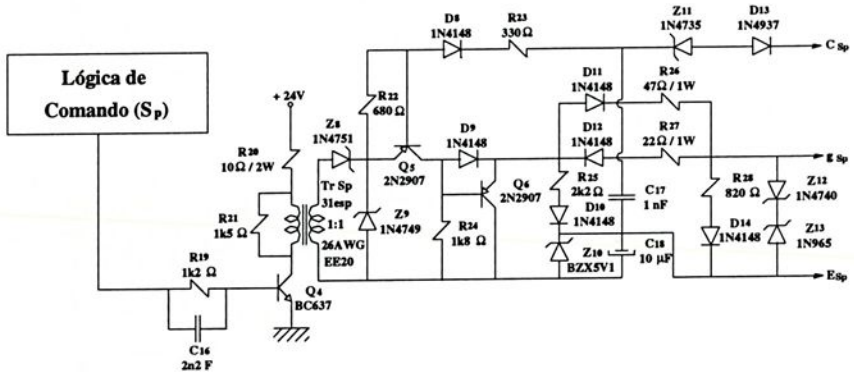



*Figura 2.27 – Circuito de ataque isolado ($0 \leq D < 0,5$) com proteção de sobrecorrente projetado para o interruptor $S_p$.*

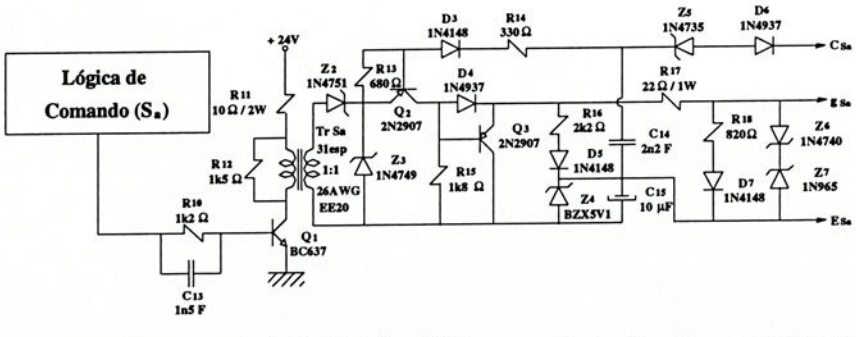



*Figura 2.28 – Circuito de ataque isolado ($0 \leq D < 0,5$) com proteção de sobrecorrente projetado para o interruptor $S_a$.*

Com todos esses dados, o novo conversor CC/CC ZETA ZCS-PWM foi implementado em malha aberta de tensão. Então para cada variação de carga, um novo ajuste na largura de pulso do interruptor principal deve ser realizado, já que para o interruptor auxiliar a largura de pulso é fixa para qualquer situação de carga.

## 2.10 - Resultados Experimentais

A figura 2.29 apresenta o desenho esquemático completo para o novo novo conversor CC/CC ZETA-ZCS com o comando PWM proposto.

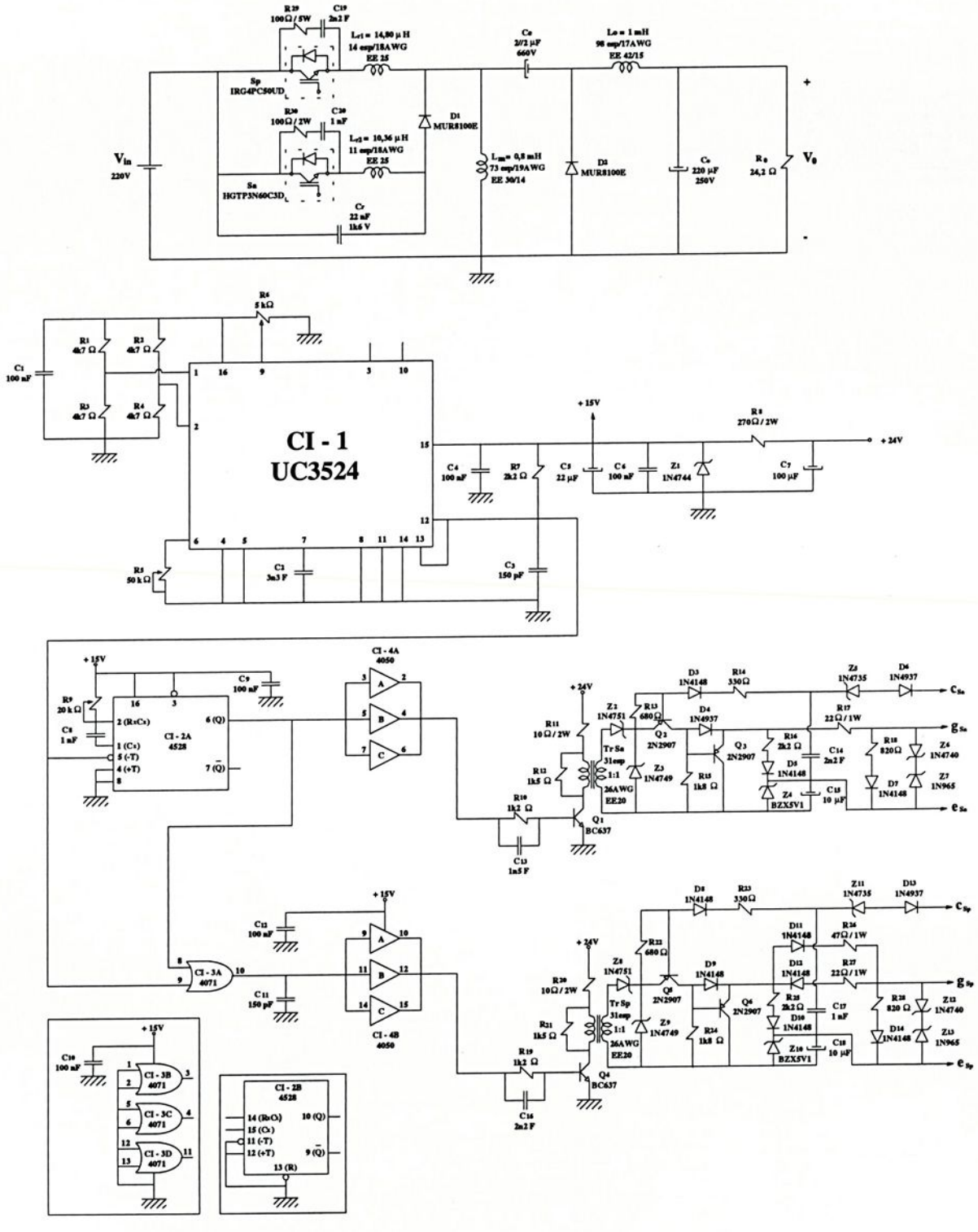



*Figura 2.29 – Circuito esquemático completo para o novo conversor CC/CC ZETA-ZCS e o comando PWM proposto.*

A figura 2.30 apresenta o protótipo implementado para o novo conversor CC/CC ZETA ZCS-PWM.

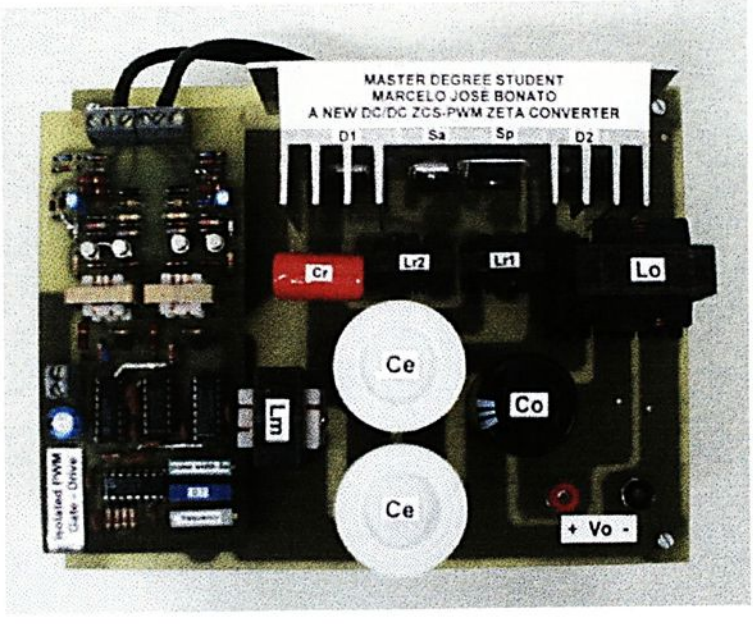



*Figura 2.30 – Protótipo de teste para o novo conversor CC/CC ZETA ZCS-PWM.*

A seguir são apresentadas as principais formas de onda obtidas através de aquisições experimentais, considerando-se carga nominal. O equipamento utilizado para a aquisição foi um osciloscópio digital de 200MHz da Tektronix modelo TDS 420A.

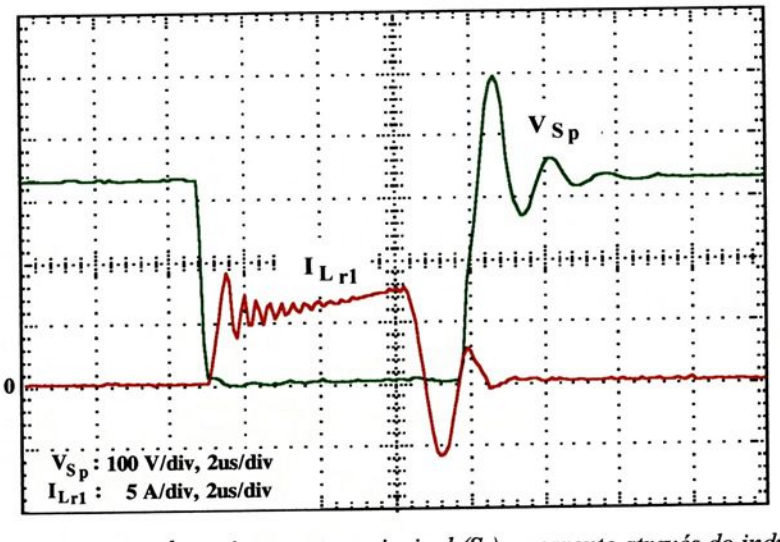



*Figura 2.31 – Tensão sobre o interruptor principal ($S_p$) e corrente através do indutor $Lr_1$.*

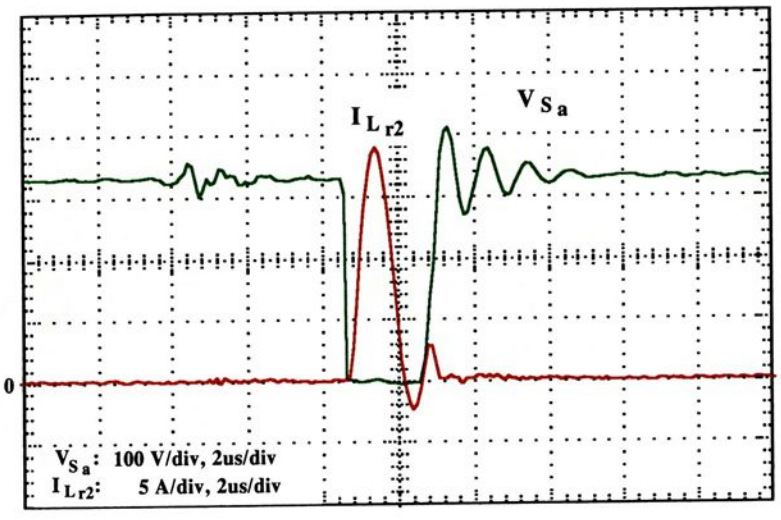



*Figura 2.32 – Tensão sobre o interruptor auxiliar ($S_a$) e corrente através do indutor $Lr_2$.*

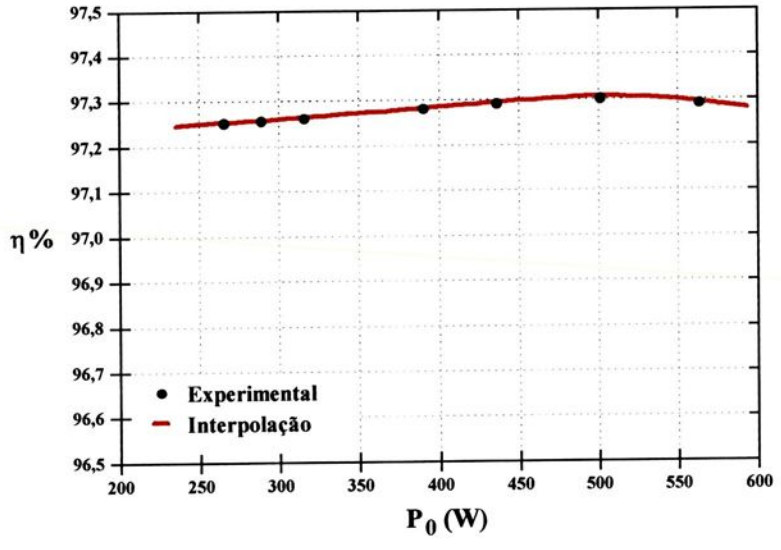
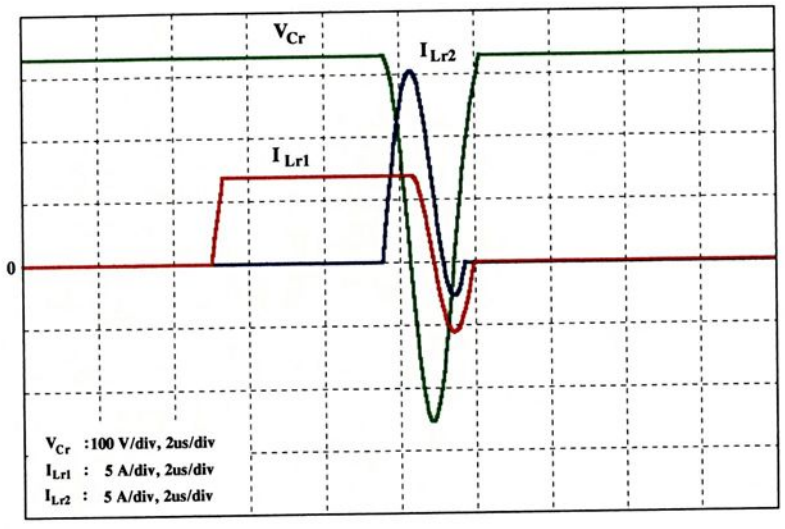



*Figura 2.33 – Rendimento experimental para o novo conversor CC/CC ZETA ZCS-PWM, em função da potência de saída, com tensão nominal de entrada.*

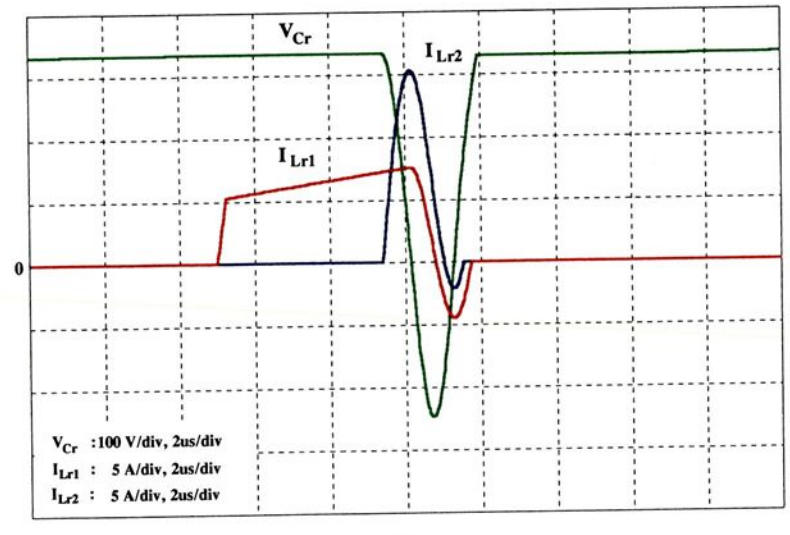
Com os resultados experimentais, pode-se constatar a comutação não dissipativa do interruptor principal ($S_p$), figura 2.31, e do interruptor auxiliar ($S_a$), figura 2.32; do tipo ZCS, na entrada em condução e do tipo ZCZVS no bloqueio.

Através da figura 2.33 podemos observar o elevado rendimento, obtido experimentalmente, para o novo conversor CC/CC ZETA ZCS-PWM.

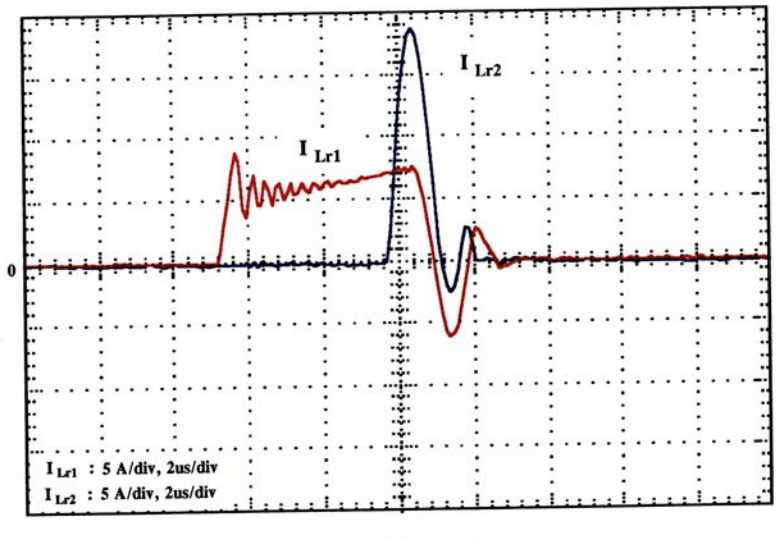
Na figura 2.34 apresentam-se as confrontações dos principais resultados para o novo conversor ZETA ZCS-PWM proposto, obtidos: (a) Da análise matemática com a modelagem simplificada; (b) Dos resultados de simulação e (c) Dos resultados experimentais.




*(a)*




*(b)*




*(c)*

*Figura 2.34 – Principais resultados obtidos para o novo conversor ZETA ZCS-PWM: (a) Análise matemática do modelo proposto; (b) Resultados de simulação e (c) Resultados experimentais.*

Portanto, podemos agora afirmar, com a análise dos resultados experimentais, que toda a teoria desenvolvida neste capítulo é válida e está em conformidade com os resultados práticos obtidos.

## 2.11 - Conclusões

As principais conclusões para o novo conversor CC/CC ZETA ZCS-PWM são a seguir apresentadas:

- A operação é com freqüência constante PWM;
- A comutação é não-dissipativa e do tipo ZCS na entrada em condução e do tipo ZCZVS durante bloqueio dos interruptores principal ($S_p$) e auxiliar ($S_a$);
- A comutação é não-dissipativa e do tipo ZVS na entrada em condução dos diodos $D_1$ e $D_2$;
- Obtêm-se a eliminação dos problemas de recuperação reversa dos diodos $D_1$ e $D_2$ sobre os interruptores $S_p$ e $S_a$;
- O conversor proposto opera tanto como elevador quanto abaixador de tensão;
- A saída apresenta características de fonte de corrente;
- A estrutura é naturalmente isolável através do indutor de acumulação $L_m$;
- Existe a possibilidade de utilização com múltiplas saídas isoladas;
- O conversor apresenta proteção intrínseca contra sobrecarga e curto-circuito, em função da presença de $S_p$ em série com a corrente de carga e presença do capacitor $C_e$, e também devido ao circuito de ataque;
- O rendimento obtido é elevado devido à eliminação das perdas durante as comutações e redução das perdas em condução com o emprego de IGBTs, o que possibilita um conseqüente aumento da densidade de potência para o conversor proposto;
- A estrutura possibilita uma menor interferência eletromagnética devido a redução das derivadas de tensão e corrente nos semicondutores.

Portanto, face aos excelentes resultados apresentados na conversão CC/CC, o presente conversor será analisado no próximo capítulo como retificador, ou seja, conversor CA/CC, com correção do fator de potência.

unesp

# CAPÍTULO 3

## 3 – O Novo Conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM com Elevado Fator de Potência

### 3.1 – Introdução

Após termos confirmado a análise teórica para o novo conversor CC/CC ZETA ZCS-PWM, apresentamos agora sua aplicação na conversão CA/CC, onde passaremos a denominá-lo de o novo conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM.

O propósito deste capítulo é introduzir o novo conversor no contexto da conversão direta de energia, aplicável em sistemas carregadores de baterias com elevado fator de potência.

Antes de iniciarmos a nossa análise, faremos uma breve introdução sobre a definição de fator de potência e as técnicas ativas utilizadas para a sua correção (melhoramento).

### 3.1.1 – Fator de Potência

O Fator de Potência (FP) é definido de acordo com a equação (3.1), como sendo a relação entre a potência utilizada pelo equipamento (potência ativa) e a potência entregue pelo sistema elétrico (potência aparente).

$$FP = \frac{P}{S} \tag{3.1}$$

Onde:

P – potência ativa;

S – potência aparente.

A potência ativa é definida pela equação (3.2) e a potência aparente pela equação (3.3), conforme a seguir:

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_{in}(t) \cdot i_{in}(t) \cdot dt \tag{3.2}$$

$$S = V_{in(ef)} \cdot I_{in(ef)} \tag{3.3}$$

Onde:

$v_{in}(t)$ - valor instantâneo da tensão de entrada;

$i_{in}(t)$ - valor instantâneo da corrente de entrada;

$V_{in(ef)}$ - valor eficaz da tensão de entrada;

$I_{in(ef)}$ - valor eficaz da corrente de entrada.

Para cargas lineares (resistor, capacitor, indutor e associações desses elementos), ou seja, cargas em que a forma de onda da corrente drenada é senoidal , considerando-se a forma de onda da tensão como uma senóide pura; a potência ativa fica definida conforme a equação (3.4):

$$P = V_{in(ef)} \cdot I_{in(ef)} \cdot \cos(\phi) \tag{3.4}$$

Onde:

$\phi$ - ângulo de deslocamento entre tensão e corrente de entrada.

Então, o fator de potência, nesta condição, fica definido por (3.5):

$$FP = \cos(\phi) \tag{3.5}$$

Portanto o fator de potência, para cargas lineares é medido em função do ângulo de deslocamento entre tensão e corrente de entrada.

Para cargas não-lineares (como no caso deste retificador ZETA), ou seja, cargas em que a forma de onda da corrente é distorcida em relação à forma de onda da tensão, considerada como uma senóide pura; a potência ativa passa a ser definida pela equação (3.6) a seguir:

$$P = V_{in(ef)} \cdot I_{in(ef)1} \cdot \cos(\phi_1) \tag{3.6}$$

Onde:

$I_{in(ef)1}$ - valor eficaz da harmônica fundamental da corrente de entrada;

$\phi_1$ - ângulo de deslocamento entre a tensão e a harmônica fundamental da corrente de entrada.

Aplicando-se a definição do fator de potência conforme equação (3.1), tem-se:

$$FP = \frac{I_{in(ef)1} \cdot \cos(\phi_1)}{I_{in(ef)}} \tag{3.7}$$

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

Expandindo a corrente eficaz na série de Fourier, considerando todo o conteúdo harmônico presente na mesma, obtemos a equação (3.8).

$$I_{in(ef)} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{in(ef)n}^2} \tag{3.8}$$

Onde:

$I_{in(ef)n}$ - valor eficaz da n-ésima harmônica da corrente de entrada.

Isolando-se o valor da componente fundamental da corrente e realizando-se algumas operações algébricas, obtém-se o fator de potência para cargas não-lineares, de acordo com a equação (3.9).

$$FP = \frac{\cos(\phi_1)}{\sqrt{1 + \frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_{in(ef)n}^2}{I_{in(ef)1}^2}}} \tag{3.9}$$

Obtém-se assim a definição do fator de forma, ou Taxa de Distorção Harmônica (TDH) da corrente através da equação (3.10):

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{in(ef)n}^2}}{I_{in(ef)1}} \tag{3.10}$$

Substituindo essa definição, na equação (3.9) do fator de potência, obtem-se:

$$FP = \frac{\cos(\phi_1)}{\sqrt{1 + (TDH)^2}} \tag{3.11}$$

A equação (3.11) representa o fator de potência para cargas não-lineares quaisquer, considerando-se que a tensão de alimentação é isenta de harmônicos (contém apenas a fundamental).

Fazendo uma comparação entre as equações (3.5) e (3.11), podemos afirmar que a equação do fator de potência para cargas não-lineares é genérica, pois se a forma de onda da corrente drenada for senoidal (TDH=0), o fator de potência volta a ser dado pelo co-seno do ângulo de defasamento entre tensão e corrente.

unesp

Portanto, para conhecermos o fator de potência do novo conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM, precisamos efetuar uma análise harmônica da corrente, para determinarmos o ângulo de defasamento entre a componente fundamental da tensão e a fundamental da corrente, bem como a magnitude da taxa de distorção harmônica (TDH) da corrente.

### 3.1.2 – Técnicas de Correção Ativa do Fator de Potência

Uma vez que as técnicas existentes para a correção ativa do fator de potência já foram bem exploradas em artigos e trabalhos anteriores, como em [10, 13 até17], faremos aqui apenas um breve comentário sobre as mesmas, apenas ressaltando a técnica de controle por valores médios instantâneos de corrente, a qual é adotada no controle do novo conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM.

a) Controle no modo de condução descontínua:

Destina-se a aplicações em baixas potências (<500W), pois os esforços de corrente nos semicondutores são elevados. Necessita de filtro na entrada, para eliminar o ripple da corrente, como pode ser visto, de forma estilizada, na figura 3.1.

Como vantagem, podemos citar, a simplicidade (controla-se apenas a razão cíclica do interruptor) e o baixo custo em sua implementação [1].

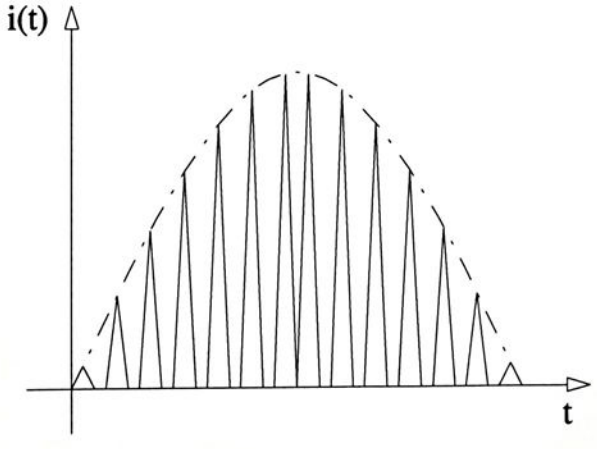



*Figura 3.1 – Forma de onda da corrente de entrada de um conversor CA/CC operando no modo de condução descontínua, sem filtragem na entrada.*

b) Controle no modo de condução crítica:

Esta técnica apresenta elevados esforços nos semicondutores e a necessidade de operação com freqüência variável, onde os elementos magnéticos devem ser dimensionados para a mínima freqüência de operação, elevando-se assim o volume dos mesmos.

BCpIS - FEIS UNESP

Também necessita de filtro na entrada do conversor, como a técnica de controle no modo de condução descontínua. Apresentamos na figura 3.2 a forma estilizada da corrente de entrada num conversor CA/CC operando neste modo de controle [10].

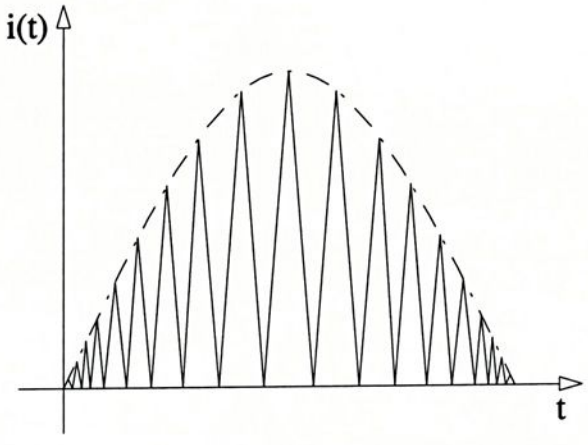



*Figura 3.2 – Forma de onda da corrente de entrada de um conversor CA/CC operando no modo de condução crítica, sem filtro de entrada.*

c) Controle por grampeamento de corrente:

Esta técnica apresenta três modos distintos de operação, como podemos ver de forma estilizada na figura 3.3. Na região (I), o conversor opera com corrente descontínua limitando-se a razão cíclica em até 0,5. Na região (II), o conversor também opera em condução descontínua, mas a corrente é grampeada por uma corrente de referência ($I_{limite}$), a qual é responsável pela limitação da razão cíclica. Na região (III), o conversor opera no modo contínuo de corrente e também fica grampeado à corrente limite de referência [15].

Portanto o conversor opera com freqüência constante. Entretanto, devido às regiões (I) e (II) no qual a corrente é descontínua os esforços de corrente nos semicondutores são elevados.

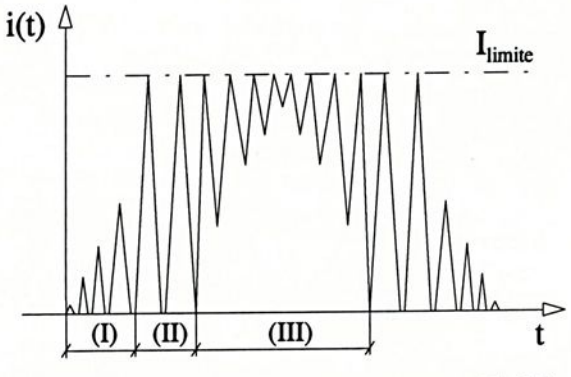



*Figura 3.3 – Forma de onda da corrente de entrada de um conversor CA/CC operando com controle por grampeamento de corrente, sem filtro de entrada.*

d) Controle em modo de condução contínua:

Existem várias técnicas que usam este modo de operação, dentre as quais citaremos as três principais:

d.1) Controle por histerese:

Este tipo de controle faz com que a corrente siga uma envoltória, a qual compreende uma histerese variável, como mostra de forma estilizada a figura 3.4.

Apresenta reduzidos esforços nos semicondutores, devido a condução contínua de corrente, mas a sua operação é com freqüência variável. O volume de filtro na entrada é reduzido em função do pequeno "ripple" da corrente [13].

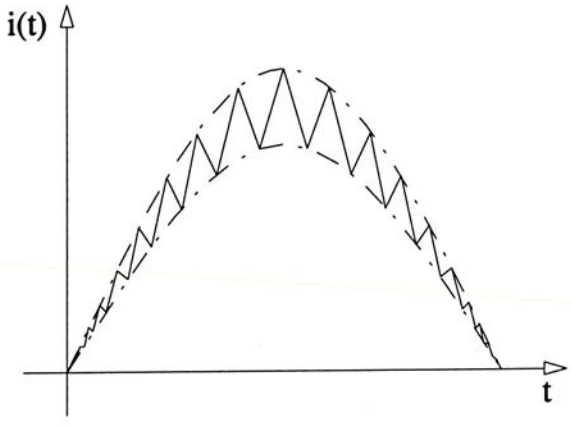



*Figura 3.4 – Forma de onda da corrente de entrada de um conversor CA/CC operando com controle por histerese variável, sem filtro de entrada.*

d.2) Controle por corrente de pico imposta com compensação de rampa:

Neste tipo de controle a corrente é limitada a cada instante pelo valor de pico de uma corrente de referência proporcional à tensão de saída, como podemos observar de forma estilizada na figura 3.5 [16].

Opera com freqüência constante, tem capacidade intrínseca contra sobrecorrente e o circuito de comando é bastante simples, porém variações na tensão de entrada ou carga geram problemas de má regulação de linha e de carga, o que torna esta técnica inviável para aplicações com alimentação universal (90V à 260V eficazes). Uma outra desvantagem é que grandes variações de carga, levam à descontinuidade de corrente, reduzindo-se o fator de potência da estrutura.

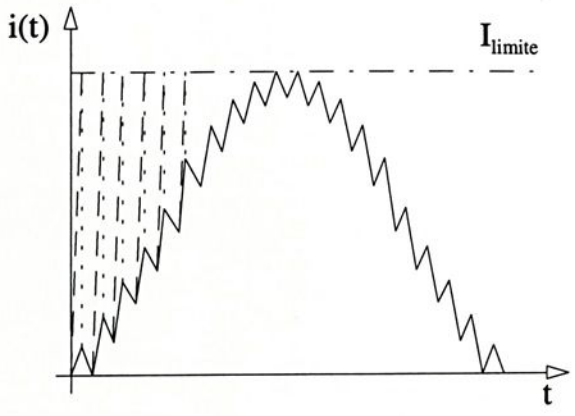



*Figura 3.5 – Forma de onda da corrente de entrada de um conversor CA/CC operando com controle por corrente de pico imposta e compensação de rampa, sem filtragem na entrada.*

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

Esta técnica baseia-se na comparação da corrente de entrada com uma corrente de referência, como podemos verificar de forma estilizada na figura 3.6, composta pela multiplicação-divisão de três sinais, designados de A, B e C, conforme figura 3.7.

O sinal A é uma amostra da tensão de saída, portanto ajusta a amplitude da corrente de referência conforme a variação de carga.

O sinal B é uma amostra do sinal retificado da tensão de entrada, definindo o formato e a freqüência da corrente de referência.

O sinal C é uma amostra do sinal retificado da tensão de entrada com um nível CC proporcional ao valor eficaz desta tensão, ajustando portanto a amplitude da corrente de referência conforme variações na tensão de entrada.

Esses sinais entram num multiplicador-divisor com a seguinte lógica:

$$I_{ref} = \frac{A \cdot B}{C^2} \tag{3.12}$$

A corrente de entrada é amostrada (através de um resistor *shunt* ou sensor hall), comparada, e então, forçada a seguir a corrente de referência.

Portanto, a corrente de entrada é uma imagem da tensão retificada conforme figura 3.6. Em termos de regulação temos duas malhas fechadas, uma de tensão e outra de corrente, significando que: se aumentarmos a carga a tensão de saída tende a decrescer, levando a um aumento da corrente de referência, e por outro lado, se mantivermos a carga constante e a tensão de entrada cair, nos leva também a um aumento da mesma.

unesp

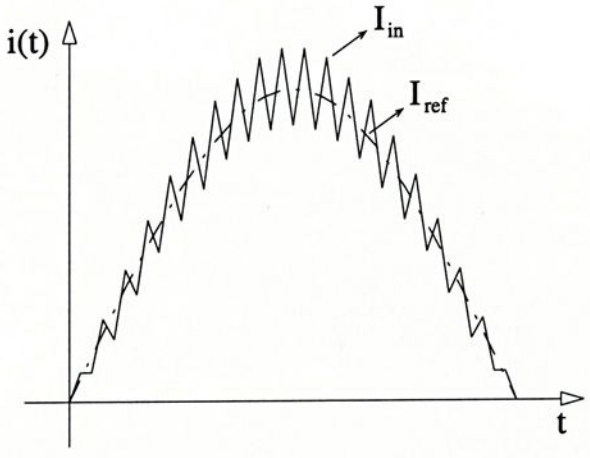



*Figura 3.6 – Forma de onda da corrente de entrada de um conversor CA/CC operando com controle por valores médios instantâneos de corrente, sem filtro de entrada.*

O resultado da comparação da corrente de referência com a corrente amostrada do conversor é uma tensão de controle que informa ao circuito PWM a razão cíclica necessária para o controle. Por sua vez, a razão cíclica é obtida da comparação da tensão de controle com uma onda dente de serra com freqüência constante [17].

Após essa composição, a razão cíclica é enviada a um circuito de ataque do interruptor S.

Como principais características para esta técnica de controle, podemos citar:

- Freqüência de operação constante (modulação PWM);
- Operação no modo contínuo de corrente;
- Baixa taxa de distorção harmônica e elevado fator de potência;
- Redução dos esforços nos semicondutores em relação à condução descontínua;
- Excelente regulação de linha e de carga;
- Necessidade de amostragem da corrente no conversor;
- Reduzido volume de filtro de EMI;
- Modelagem mais complexa em relação aquelas citadas anteriormente.

Portanto, esta técnica mostra-se muito atrativa para a utilização no novo conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM, uma vez que os custos de sua implementação tem sido muito reduzido nos últimos anos, existindo um grande número de fabricantes de circuitos dedicados à utilização integral desta técnica.

A figura 3.7 apresenta o diagrama generalizado da lógica de funcionamento deste tipo de controle, "adaptada" e aplicada ao conversor ZETA PWM-convencional. Adaptada, pelo fato que, estas técnicas de controle foram inicialmente desenvolvidas para o conversor

unesp

Boost, onde a referência do interruptor (S) está na mesma referência do comando e para o conversor ZETA necessitamos de uma isolação.

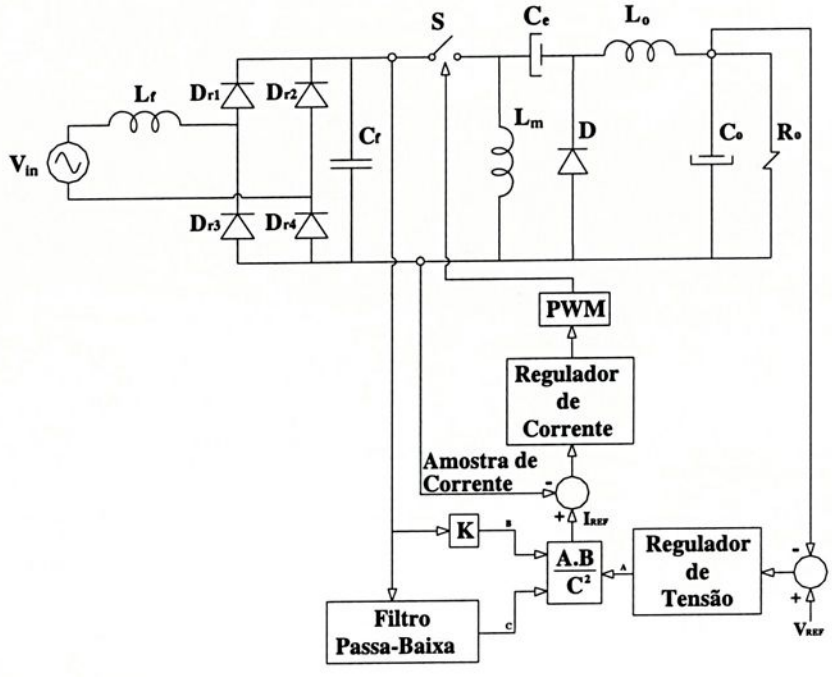



*Figura 3.7 – Diagrama de blocos do controle por valores médios instantâneos de corrente aplicado ao conversor ZETA PWM-convencional em condução contínua.*

## 3.2 – Análise do Novo Conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM com Elevado Fator de Potência

A figura 3.8 apresenta o novo conversor monofásico CA/CC (retificador) ZETA ZCS-PWM com elevado fator de potência, operando em condução contínua e controle por corrente média.

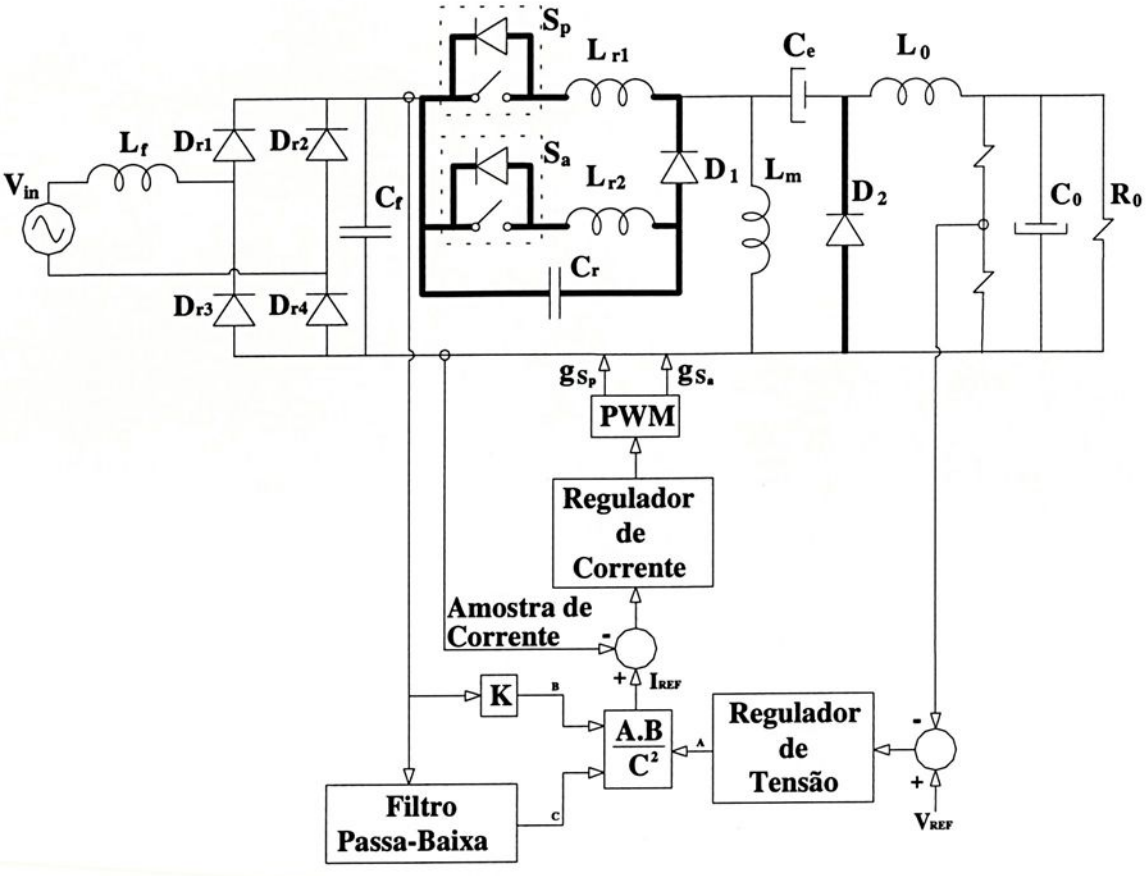



*Figura 3.8 – Novo conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM com elevado fator de potência, controlado por corrente média imposta.*

O controle por corrente média imposta (empregando-se o CI-3854) é desejado pelas características citadas no item anterior e também por outras funções complementares [17], tais como:

- Tensão de referência regulada;
- Proteção de sobrecorrente;
- Habilitador compatível com a lógica TTL;
- Soft-start ou partida progressiva.

Observa-se que, apesar da característica geral anteriormente citada, ou seja, reduzido volume para o filtro de entrada ($L_f$ e $C_f$), neste caso, para o conversor ZETA, a corrente de entrada será sempre descontínua (interruptores em série com o barramento CC), mesmo para o conversor operando no modo de condução contínua. Deste fato decorre que o filtro de entrada deverá proporcionar para o lado de corrente alternada uma corrente contínua e aproximadamente senoidal. Logo, resultando num volume maior para este filtro.

Apesar deste fato, mesmo necessitando de elevado valor de $L_f$ (indutância de filtragem), empregando-se núcleo de ferro-silício (baixa freqüência do lado CA), é possível

obtê-lo, para realização prática, com volume muito reduzido, para os níveis de potência em análise neste trabalho (500W).

Para facilitar a análise admite-se algumas considerações simplificadoras, que não afetam o funcionamento do conversor, quais sejam:

- Todos os componentes são ideais;
- O conversor encontra-se operando em regime permanente, com freqüência de chaveamento ($f_s$) constante;
- A freqüência de chaveamento é muito maior do que a freqüência da rede ($f_{rede}$), então para um período de chaveamento, a tensão de entrada é considerada constante;
- A tensão de entrada $[V_{in}(\omega t)]$ é considerada puramente senoidal;
- Admitindo-se que o ripple de corrente na carga seja desprezível, o indutor $L_0$, o capacitor $C_0$ e o resistor $R_0$, podem ser substituídos por uma fonte de corrente constante $I_0$;
- O indutor de acumulação $L_m$ possui uma indutância tal que possa ser considerado como uma fonte de corrente constante $I_M$ em cada período de chaveamento;
- O capacitor $C_e$ possui uma capacitância tal que possa ser substituído por uma fonte de tensão contínua $V_{Ce}$.

Então, baseando-se nessas considerações simplificadoras, podemos admitir que o novo conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM se comporta de forma discretizada como o novo conversor CC/CC ZETA ZCS-PWM, para cada período de chaveamento.

Faz-se então as adaptações em relação ao conversor CC/CC. A alimentação do conversor agora é senoidal retificada e:

$$|V_{in}(\omega t)| = |V_p \cdot \mathrm{sen}(\omega t)| \tag{3.13}$$

Onde:

$V_p$ é o valor da tensão de pico de entrada.

A fonte de corrente $I_M$ é constante, em cada período de chaveamento, sendo que:

$$I_M(\omega t) = |I_p \cdot \mathrm{sen}(\omega t)| \tag{3.14}$$

Onde:

$I_p$ é a corrente máxima através do indutor $L_m$.

Assim pode-se admitir, de maneira aproximada, que o comportamento do novo conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM é idêntico ao comportamento do novo conversor CC/CC ZETA ZCS-PWM em cada período de chaveamento, variando apenas o valor da tensão de entrada e da corrente $I_M$, de forma senoidal e retificada, durante o período da rede de alimentação em corrente alternada.

Consequentemente todo o equacionamento desenvolvido no capítulo 2, para a conversão CC/CC se aplica na conversão CA/CC, com a seguinte adaptação no parâmetro $\alpha$, conforme equação (3.15).

$$\alpha(\omega t) = \frac{[I_M(\omega t) + I_0]}{|V_{in}(\omega t)| + V_{Ce}} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \tag{3.15}$$

Definindo-se o número de períodos de chaveamento (m), dentro de um período da tensão da rede ($T_{rede}$), como sendo:

$$m = \frac{T_{rede}}{T_s} = \frac{f_s}{f_{rede}} \tag{3.16}$$

Onde:

$$T_{rede} = \sum_{i=1}^{m} T_i \tag{3.17}$$

Com:

$i = 1,2,3,...,m$

$T_s = T_i = T_{i+1} = ... = T_m$

Portanto:

$$|V_{in}(\omega T_i)| = |V_p \cdot \text{sen}(\omega T_i)| \tag{3.18}$$

$$|V_{in}(\omega T_{i+1})| = |V_p \cdot \text{sen}[\omega \cdot (T_i + T_{i+1})]$$

$$\vdots$$

$$|V_{in}(\omega T_m)| = \left|V_p \cdot \text{sen}\left[\omega \cdot \left(\sum_{i=1}^{m} T_i\right)\right]\right| \tag{3.19}$$

Da mesma forma, para o indutor de acumulação $L_m$, tem-se que:

$$I_M(\omega T_i) = |I_{in}(\omega T_i)| = |I_p \cdot \text{sen}(\omega T_i)| \tag{3.20}$$

unesp

$$I_M(\omega T_{i+1}) = |I_{in}(\omega T_{i+1})| = |I_p \cdot \text{sen}[\omega \cdot (T_i + T_{i+1})]|$$

$$\vdots$$

$$I_M(\omega T_m) = |I_{in}(\omega T_m)| = \left| I_p \cdot \text{sen}\left[ \omega \cdot \left( \sum_{i=1}^{m} T_i \right) \right] \right| \qquad (3.21)$$

A figura 3.9 apresenta o conversor retificador ZETA ZCS-PWM simplificado, de acordo com as considerações anteriores.

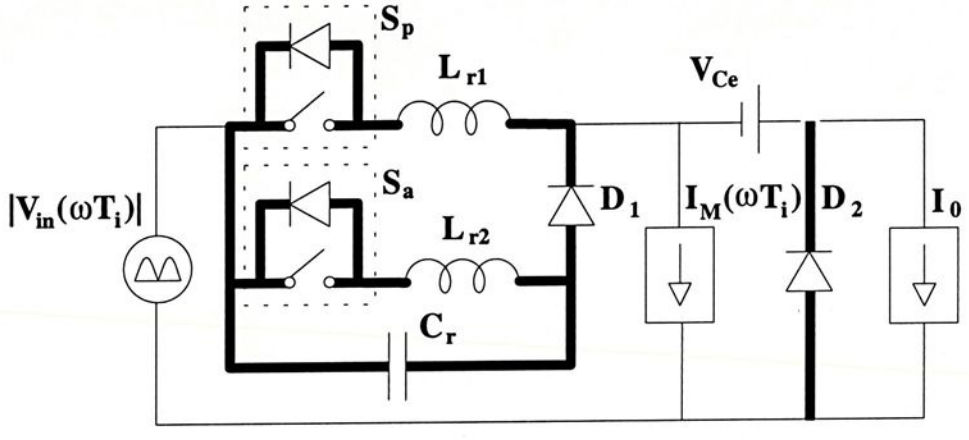



*Figura 3.9 – Conversor retificador ZETA ZCS-PWM simplificado.*

## 3.2.1 – Etapas de funcionamento

Em função da análise descrita no item anterior, verifica-se a existência de nove etapas distintas de funcionamento, durante um período genérico de funcionamento ($T_i$). A tensão de entrada é considerada constante e igual a $|V_{in}(\omega T_i)|$, estas etapas estão apresentadas na figura 3.10.

Na figura 3.11 apresentamos as principais formas de onda idealizadas para o novo conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM, para um período genérico de chaveamento ($T_i$).

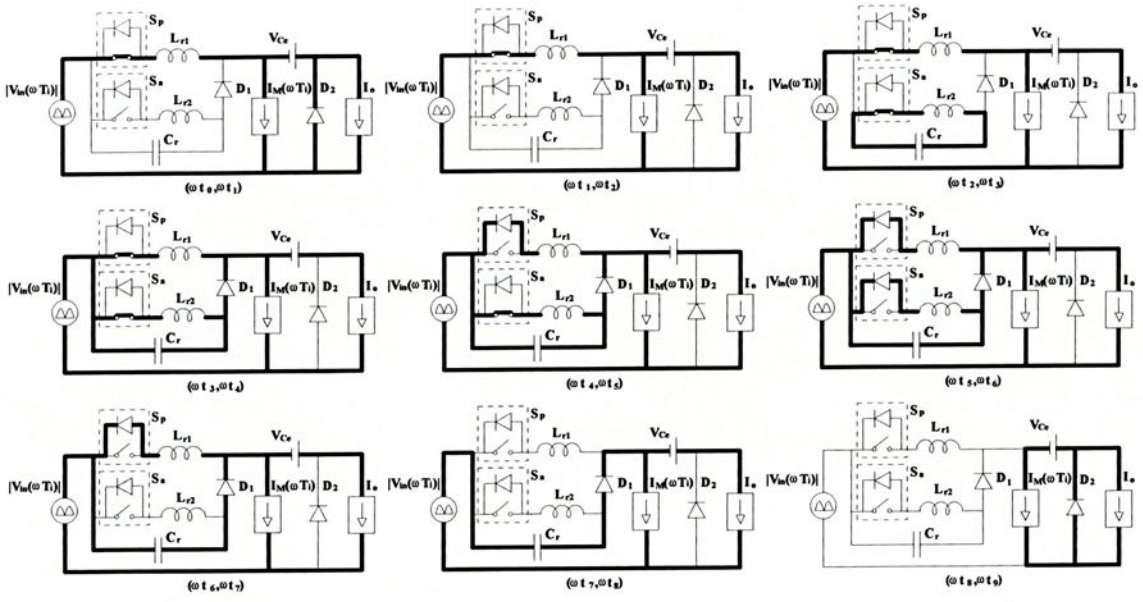



*Figura 3.10 – Etapas de funcionamento para o novo conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM, durante um período genérico de chaveamento.*

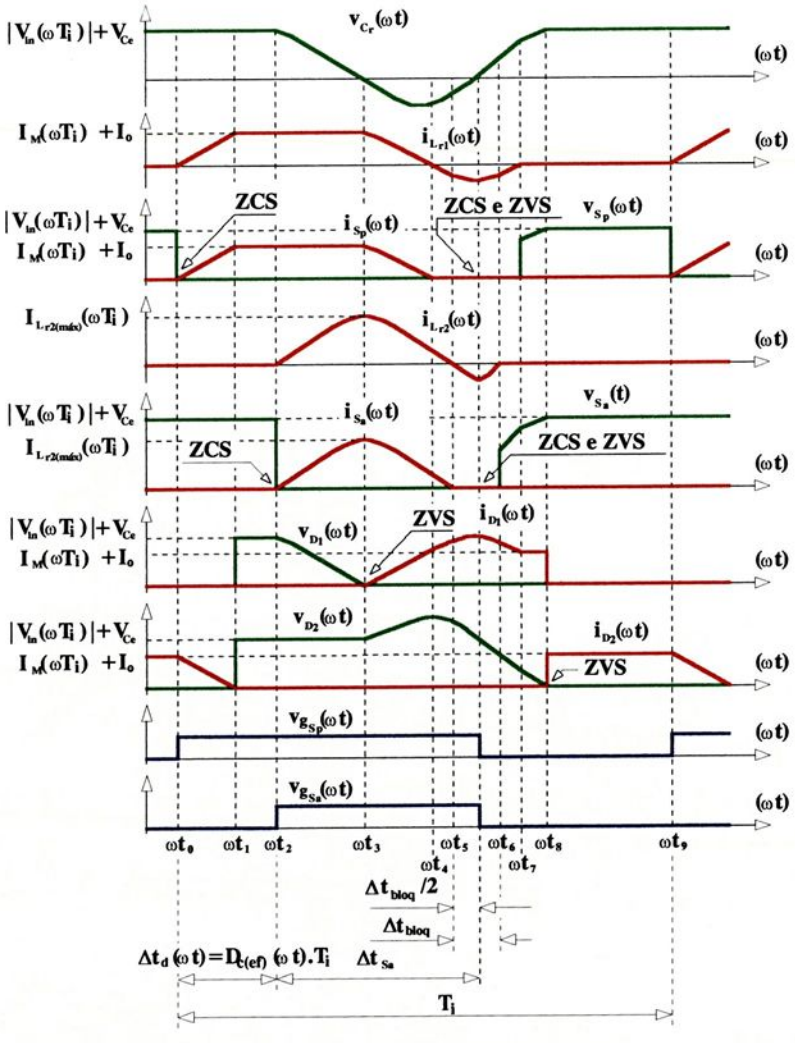



*Figura 3.11 – Principais formas de onda teóricas para um período de chaveamento do novo conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM.*

Pode-se observar, na figura 3.11, que as formas de onda da conversão CA/CC são idênticas às da conversão CC/CC, do capítulo anterior, para um período de chaveamento genérico ($T_i$).

### 3.2.2 – Condições para a operação ZCS-PWM

Com o objetivo de garantir a comutação ZCS para os interruptores principal e auxiliar, deve-se obedecer às inequações (2.6) e (3.22), onde:

$$\alpha_{máx} < \beta \tag{3.22}$$

O intervalo de tempo disponível para o bloqueio de ambos os interruptores ($\Delta t_{bloq}$), ocorre durante o intervalo $\Delta t_6$ (figura 3.11), que é dado pela equação (2.80).

Assim os intervalos de tempo para o controle dos interruptores auxiliar ($S_a$) e principal ($S_p$) são dados pelas equações (2.84) e (3.23), respectivamente:

$$\Delta t_{S_p}(\omega t) = D_c(\omega t) \cdot T_i + \Delta t_{S_a} \tag{3.23}$$

### 3.2.3 – Ganho Estático

O ganho estático para o conversor CA/CC é definido por:

$$q = \frac{I_{in(ef)}}{I_0} = \frac{V_0}{V_{in(ef)}} \quad ; \text{considerando } \eta\% = 100\% \tag{3.24}$$

Onde:

$I_{in(ef)}$ = Corrente eficaz de entrada;

$I_0$ = Corrente média de saída;

$V_{in(ef)}$ = Tensão eficaz de entrada;

$V_0$ = tensão média de saída.

A corrente eficaz através do indutor $L_m$ é considerada constante, para cada período de chaveamento, e, é idêntica ao valor eficaz da corrente de entrada, da rede de alimentação em CA.

Assim, por analogia, tem-se:

$$I_{in(ef)} = I_{M(ef)} \tag{3.25}$$

unesp

Logo:

$$\alpha_{ef} = \frac{\left[I_{in(ef)} + I_0\right]}{V_{in(ef)} + V_{Ce}} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \tag{3.26}$$

Ainda, para o atendimento às restrições de projeto, conforme equação (2.45). define-se o máximo valor para o parâmetro $\alpha$ ($\alpha_{máx}$), conforme equação (3.27).

$$\alpha_{máx} = \frac{\left[I_P + I_0\right]}{V_{in(ef)mín} + V_{Ce}} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \tag{3.27}$$

Onde:

$V_{in(ef)mín}$ = mínima tensão eficaz admitida na alimentação em CA.

Chega-se então à equação (3.28) para o ganho estático do novo conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM:

$$q = \frac{F(\alpha_{ef}, \beta, D_{c(ef)}, f)}{1 - F(\alpha_{ef}, \beta, D_{c(ef)}, f)} \tag{3.28}$$

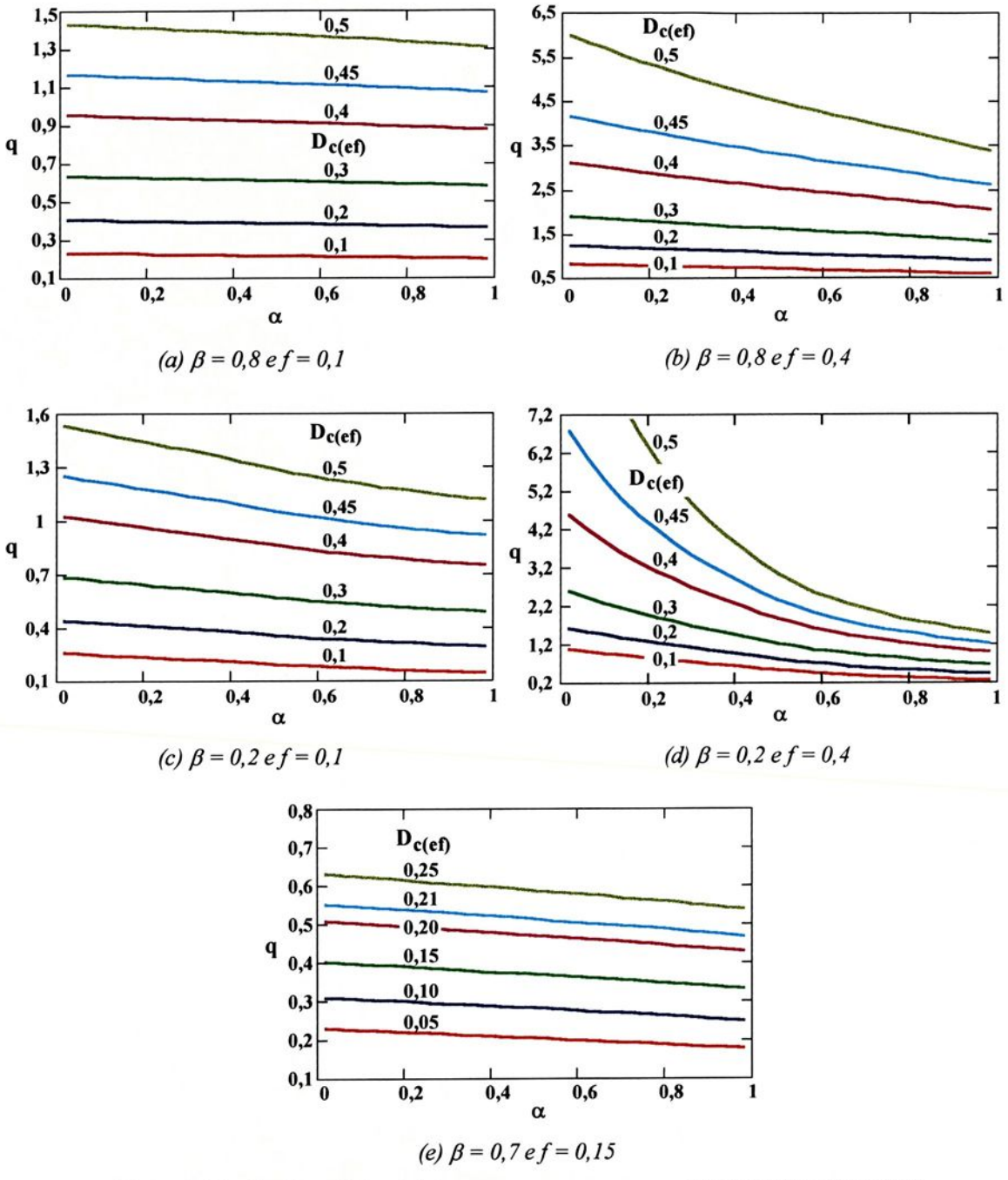
Onde:

$$F(\alpha_{ef}, \beta, D_{c(ef)}, f) = D_{c(ef)} + \frac{f}{2.\pi} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \dfrac{2.\beta - \alpha_{ef}^{\ 2}}{2.\alpha_{ef}.\beta} + \dfrac{\pi}{2} + \left[\dfrac{2.\pi - \arccos(-\beta)}{\sqrt{1+\beta}}\right] + \dfrac{\omega_{02}.\Delta t_7}{\sqrt{\beta}} + \\ -\dfrac{1}{\alpha_{ef}} \cdot \left[\sqrt{1-\beta}.\cos(\omega_{02}.\Delta t_7) + \sqrt{\beta}.\mathrm{sen}(\omega_{02}.\Delta t_7)\right] \end{array} \right\} \tag{3.29}$$

$D_{c(ef)}$ = Razão cíclica de comando eficaz.

Portanto, os ábacos do ganho estático para o conversor CA/CC são os mesmos do CC/CC, considerando-se apenas os valores eficazes para a aplicação como retificador, conforme podemos visualizar na figura 3.12.

unesp




*(a) $\beta = 0,8$ e $f = 0,1$*

*(b) $\beta = 0,8$ e $f = 0,4$*

*(c) $\beta = 0,2$ e $f = 0,1$*

*(d) $\beta = 0,2$ e $f = 0,4$*

*(e) $\beta = 0,7$ e $f = 0,15$*

*Figura 3.12 – Ganho estático teórico para o novo conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM.*

Da mesma maneira que na figura 2.18, observa-se na figura 3.12 que o conversor pode operar tanto como abaixador como elevador de tensão. Podemos visualizar também a influência dos parâmetros ressonantes, que aumenta com o aumento de f e com a diminuição de β. Desta forma devemos procurar trabalhar com f pequeno e β próximo do valor unitário, para que possamos aproximar-nos de um conversor ZETA-PWM convencional. Por outro lado, valores de f muito pequenos, elevam a freqüência de ressonância e as perdas nos elementos magnéticos.

### 3.2.4 - Metodologia e exemplo de projeto

Com o intuito de se estabelecer uma metodologia de projeto para o novo conversor retificador em estudo, adota-se os seguintes dados:

$V_{in(ef)}$ (tensão de entrada eficaz) = 220V ±15%;

$f_{rede}$ (freqüência da rede) = 60Hz ;

$V_0$ (tensão de saída) = 110V ;

$f_S$ (freqüência de chaveamento) = 50kHz ;

$P_0$ (potência nominal de saída) = 500W ;

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

### (a) Corrente entrada e saída

A corrente de saída $I_0$ é dada pela equação (2.100), logo:

$$I_0 = \frac{P_0}{V_0} = 4{,}54A$$

A corrente eficaz nominal de entrada $I_{in}$ é dada pela equação (3.30).

$$I_{in(ef)} = \frac{P_0}{\eta \cdot V_{in(ef)}} = 2{,}39A \qquad (3.30)$$

A corrente máxima de entrada é dada pela equação (3.31).

$$I_p = \frac{\sqrt{2} \cdot P_0}{\eta \cdot V_{in(ef)mín}} = 3{,}98A \qquad (3.31)$$

Onde:

$$V_{in(ef)mín} = V_{in(ef)} - 0{,}15 \cdot V_{in(ef)}$$

### (b) Elementos ressonantes

Para minimizar a influência dos elementos ressonantes, nas curvas do ganho estático, e satisfazer as condições de operação, adotam-se os seguintes parâmetros:

$$\beta = 0{,}7 < 1; \qquad \alpha_{máx} = 0{,}65 < \beta \qquad \text{e} \qquad f = 0{,}15.$$

Substituindo-se nas equações (3.27), (2.13) e (2.14) tem-se que:

$$L_{r2} = 10{,}36\mu H; \qquad C_r = 22nF \qquad \text{e} \qquad L_{r1} = 14{,}80\mu H.$$

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

## (c) Filtros de saída ($L_0$ e $C_0$)

O indutor e o capacitor de saída são calculados através das equações (3.32) e (3.33).

$$L_0 \geq \frac{V_0}{f_S \cdot \Delta I_0} \cdot \frac{\frac{V_P}{V_0}}{\left(1+\frac{V_P}{V_0}\right)} = 1{,}48\text{mH} \qquad (3.32)$$

Adotando-se: $\Delta I_0 = 25\%$

Desta forma, adotou-se:

$$L_0 = 1{,}5\text{mH}.$$

Com,

$$C_0 \geq \frac{P_0}{4 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot V_0 \cdot \Delta V_0} = 1{,}83\text{mF} \qquad (3.33)$$

Adotando-se: $\Delta V_0 = 3\%$

Portanto adota-se (o valor comercial de dois capacitores de 1mF em paralelo):

$$C_0 = 2\text{mF}.$$

## (d) Elementos de acumulação ($L_m$ e $C_e$)

O indutor e o capacitor de acumulação são dimensionados através das equações (3.34), (3.35) e (3.36).

$$L_m \geq \frac{V_p}{f_S \cdot \Delta I_M \cdot \left(1+\frac{V_P}{V_0}\right)} = 3\text{mH} \qquad (3.34)$$

Adotando-se: $\Delta I_M = 20\%$

Desta forma, adotou-se:

$$L_m = 3\text{mH}.$$

Com,

$$C_e > \frac{1}{L_{eq} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_s)^2} = 8{,}15\text{nF} \qquad (3.35)$$

$$C_e <<< \frac{1}{L_{eq} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{rede})^2} = 5{,}7\text{mF} \qquad (3.36)$$

unesp

Onde:

$$L_{eq} = \frac{L_m \cdot L_0}{L_m + L_0}$$

Através de simulações, utilizou-se o valor do capacitor $C_e$ que minimizasse as oscilações no conversor. Portanto, adota-se (o valor comercial de dois capacitores de 330nF em paralelo):

$$C_e = 660nF.$$

## (e) Resistência para carga nominal

A resistência para a potência nominal especificada é calculada pela equação (2.107).

$$R_0 = \frac{V_0}{I_0} = 24{,}20\Omega$$

## (f) Filtros de entrada ($L_f$ e $C_f$)

Devido ao fato dos interruptores estarem em série no caminho de transferência de energia (corrente de entrada descontínua), necessitamos de um filtro de entrada (figura 3.12) para retirar as componentes harmônicas de alta freqüência e obtermos elevado fator de potência. O filtro de entrada pode ser calculado através de vários métodos e conta com uma vasta literatura, utilizaremos aqui um método simples, bastante eficaz e muito utilizado na literatura baseado na referência [18].

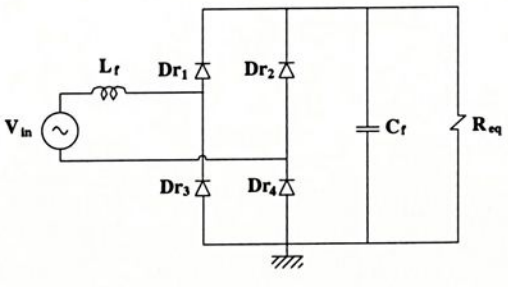



*Fig. 3.12 – Filtro de entrada.*

O indutor e o capacitor de entrada são calculados através das equações (3.37), (3.38), (3.39) e (3.40).

$$R_{eq} = \frac{V_p^2}{2 \cdot P_{in}} \qquad (3.37)$$

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} \tag{3.38}$$

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \omega_f \cdot R_{eq} \cdot \zeta} \tag{3.39}$$

$$L_f = \frac{1}{C_f \cdot \omega_f^2} \tag{3.40}$$

Onde:

$R_{eq}$ = Resistência equivalente do conversor;

$P_{in}$ = Potência de entrada;

$\omega_f$ = freqüência angular de corte do filtro;

$\zeta$ = coeficiente de amortecimento.

Deve-se obedecer as seguintes restrições de projeto:

- A freqüência de corte do filtro deve estar situada no máximo uma década abaixo da freqüência de chaveamento e no mínimo 50 vezes acima da freqüência da rede;
- O coeficiente de amortecimento deve ser o maior possível para evitar oscilações ($0{,}7 \leq \zeta \geq 1$).

Então, utiliza-se um coeficiente de amortecimento unitário e uma freqüência de corte de 3kHz. Portanto adota-se:

$L_f = 10\text{mH}$ e $C_f = 330\text{nF}$.

## (g) Resultados de simulação

A seguir são apresentadas as principais formas de onda obtidas através de simulação através do Pspice 4.02, considerando-se carga nominal.

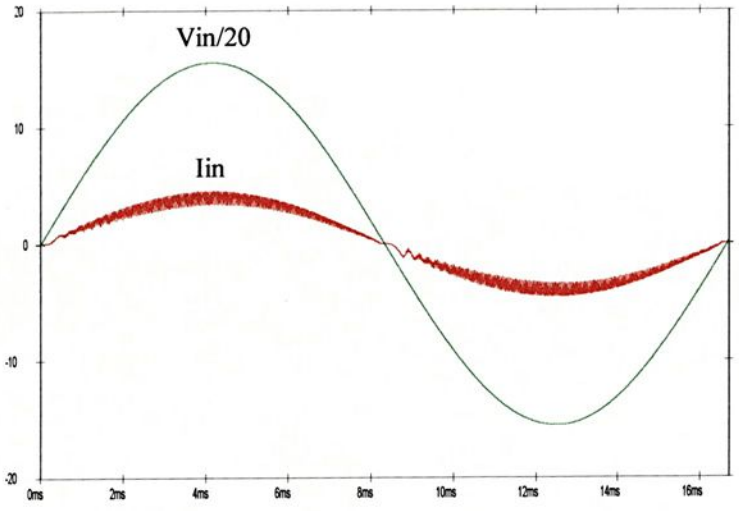



*Figura 3.13 – Tensão e corrente de entrada.*

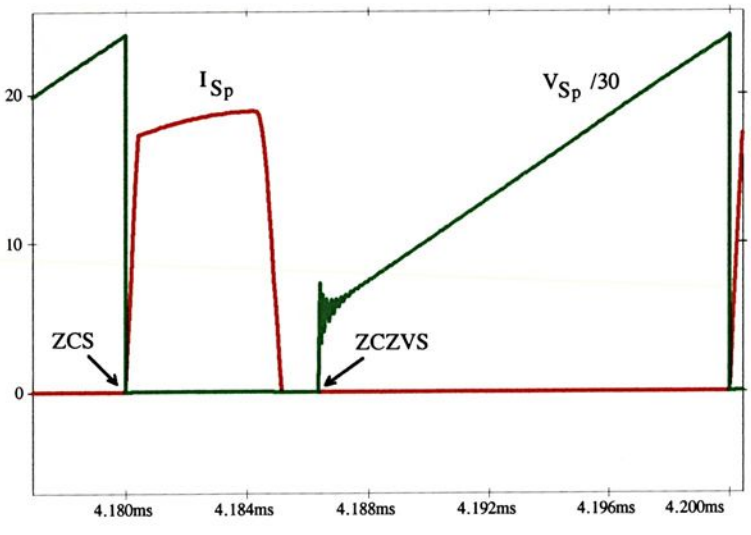



*Figura 3.14 – Tensão e corrente através do interruptor principal ($S_p$).*

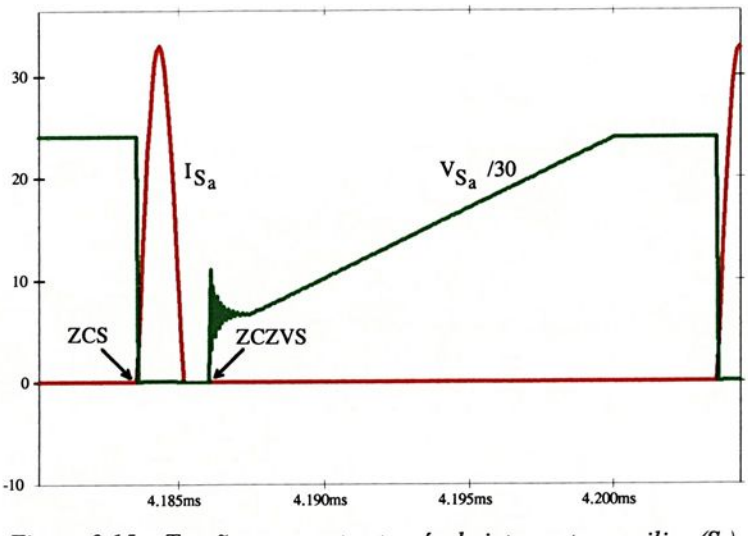



*Figura 3.15 – Tensão e corrente através do interruptor auxiliar ($S_a$).*

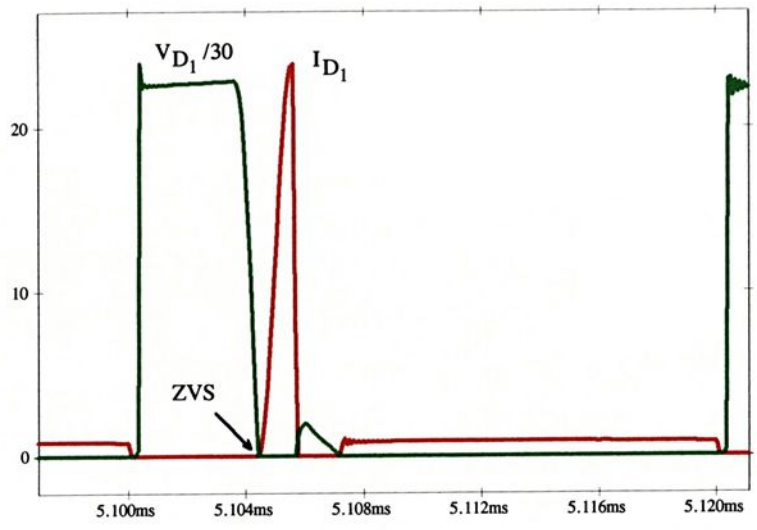



*Figura 3.16 – Tensão e corrente através do diodo $D_1$.*

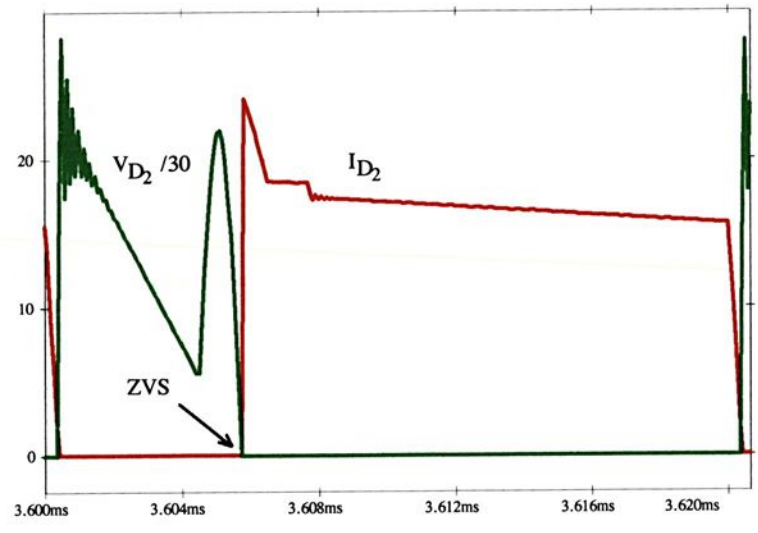



*Figura 3.17 – Tensão e corrente através do diodo $D_2$.*

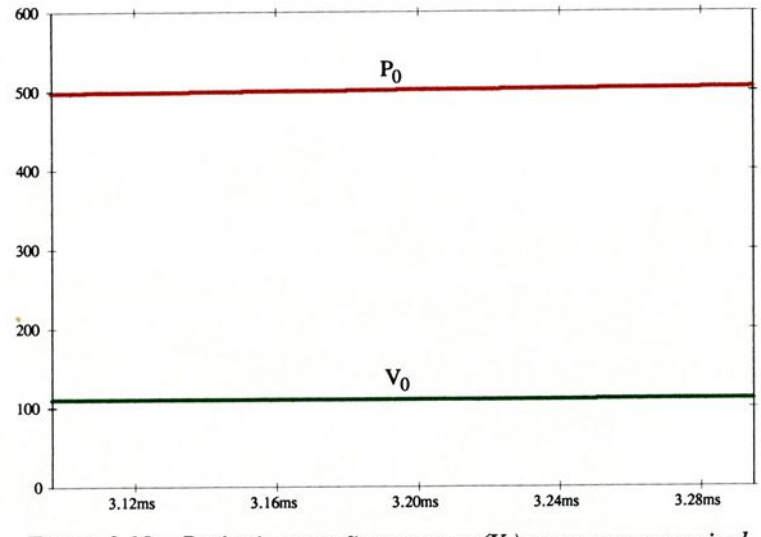



*Figura 3.18 – Potência e tensão na carga ($V_0$), para carga nominal.*

Na figura 3.13 percebe-se a ótima qualidade da corrente de entrada, isto é, praticamente em fase com a tensão e com reduzida taxa de distorção harmônica. Como conseqüência, tem-se um elevado fator de potência.

Pode-se constatar as comutações não-dissipativas do interruptor principal ($S_p$), figura 3.14, e do interruptor auxiliar ($S_a$), figura 3.15, do tipo ZCS, na entrada em condução e do tipo ZCZVS (ZCS e ZVS) no bloqueio.

Os diodos $D_1$, figura 3.16, e $D_2$, figura 3.17, também comutam de forma não-dissipativa e com tensão nula, ou seja, ZVS. Observa-se ainda que os diodos não apresentam efeitos de recuperação reversa sobre os interruptores $S_p$ e $S_a$.

Na figura 3.18, constata-se que os valores de tensão e potência na carga, respectivamente, estão de acordo com os dados de projeto adotados.

## 3.3 – Dimensionamento dos Componentes do Circuito de Potência

Com a confirmação dos resultados de simulação, são dimensionados os elementos do circuito de potência: indutores, capacitores e semicondutores.

- Ponte retificadora:

Foram utilizados quatro diodos 1N5408 (1000V, 3A).

- Indutor de filtro $L_f$:

$L_f$ = 10mH, núcleo EI - ferro-silício, ($A_e$ = 1,430cm$^2$, $A_w$ = 0,994cm$^2$), 93 espiras de fio AWG 19.

- Indutor ressonante $L_{r1}$:

$L_{r1}$ = 14,80µH, núcleo Thornton EE25 – IP12, ($A_e$ = 0,399cm$^2$, $A_w$ = 0,412cm$^2$), 16 espiras de fio AWG 18.

- Indutor ressonante $L_{r2}$:

$L_{r2}$ = 10,36µH, núcleo Thornton EE25 – IP12, ($A_e$ = 0,399cm$^2$, $A_w$ = 0,412cm$^2$), 20 espiras de fio AWG 17.

- Indutor de acumulação $L_m$:

$L_m$ = 3mH, núcleo Thornton EE42/15 – IP12, ($A_e$ = 1,81cm$^2$, $A_w$ = 1,57cm$^2$), 149 espiras de fio AWG 19.

- Indutor de filtro $L_0$:

$L_0$ = 1,5mH, núcleo Thornton EE42/20 – IP12, ($A_e$ = 2,40cm$^2$, $A_w$ = 1,72cm$^2$), 107 espiras de fio AWG 17.

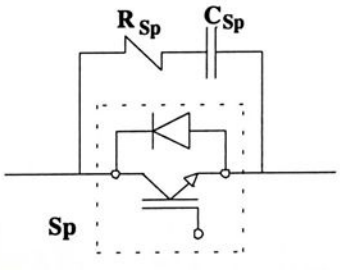
- Interruptor Principal $S_p$ e Interruptor Auxiliar $S_a$

A partir dos esforços apresentados na simulação para esses semicondutores, foram utilizados os IGBTs de 4ª geração (com diodo intrínseco em anti-paralelo), sendo:

- Interruptor principal $S_p$:

$S_p$ = IRG4PH50UD (International Rectifier), Ic = 24A, Vce = 1200V.

Como o diodo em anti-paralelo com $S_p$ não é tão rápido (245ns), emprega-se um pequeno circuito de "snubber" para amortecer a tensão sobre $S_p$ durante seu bloqueio, conforme ilustração e parâmetros a seguir:

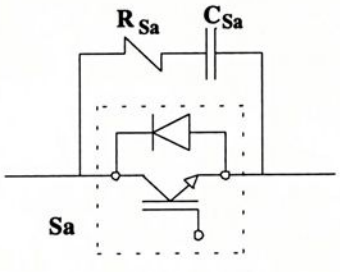



Adotou-se: $R_{Sp}$ = 100Ω / 5W $C_{Sp}$ = 2,2nF / 1,6kV

- Interruptor auxiliar $S_a$:

$S_a$ = IRG4PH50UD (International Rectifier), Ic = 24A, Vce = 1200V.

Da mesma forma que o analisado anteriormente, empregou-se o seguinte "snubber" para $S_a$:



Adotou-se: $R_{Sa} = 100\Omega / 2W$ $C_{Sa} = 1nF / 1{,}6kV$

Observa-se que a necessidade do snubber para os interruptores se deve, única e exclusivamente, ao efeito da recuperação reversa dos diodos intrínsecos em anti-paralelo, que não são tão rápidos, como se observou na aplicação CC/CC.

- Diodos $D_1$ e $D_2$

Com os esforços apresentados, via simulação, foram utilizados os diodos MUR8100E (MOTOROLA), $I_F = 8A$, $V_{RRM} = 1000V$.

- Capacitor de Filtro $C_f$

$C_f = 2//330nF/1{,}6kV$ (polipropileno).

- Capacitor de Acumulação $C_e$

$C_e = 2//330nF/1{,}6kV$ (polipropileno).

- Capacitor de Saída $C_0$

$C_0 = 2//1000\mu F/250V$ (eletrolítico).

Onde:

n// : significa n elementos em paralelo.

Na figura 3.19, apresentamos o circuito de potência projetado para o novo conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM.

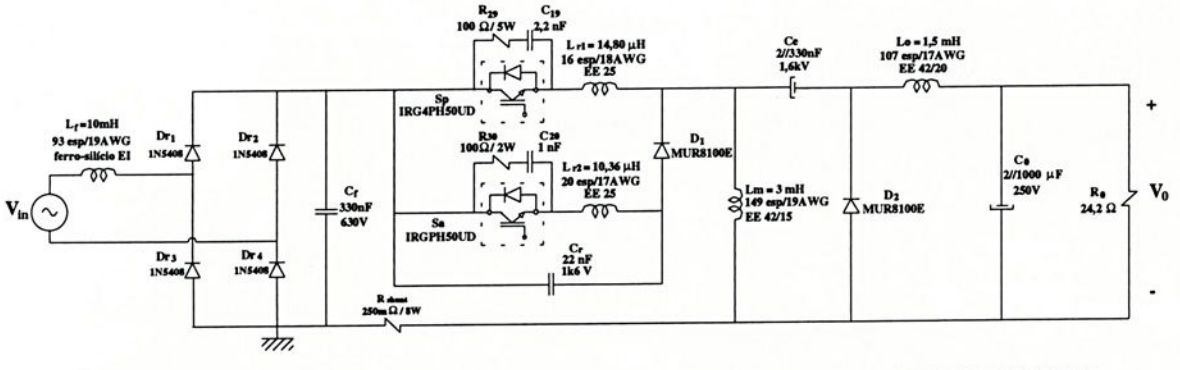



*Figura 3.19 – Circuito de potência projetado para o novo conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM.*

## 3.4 – Circuito de Comando

A lógica aplicada no circuito de comando para ambos os interruptores é visualizada na figura 3.20.

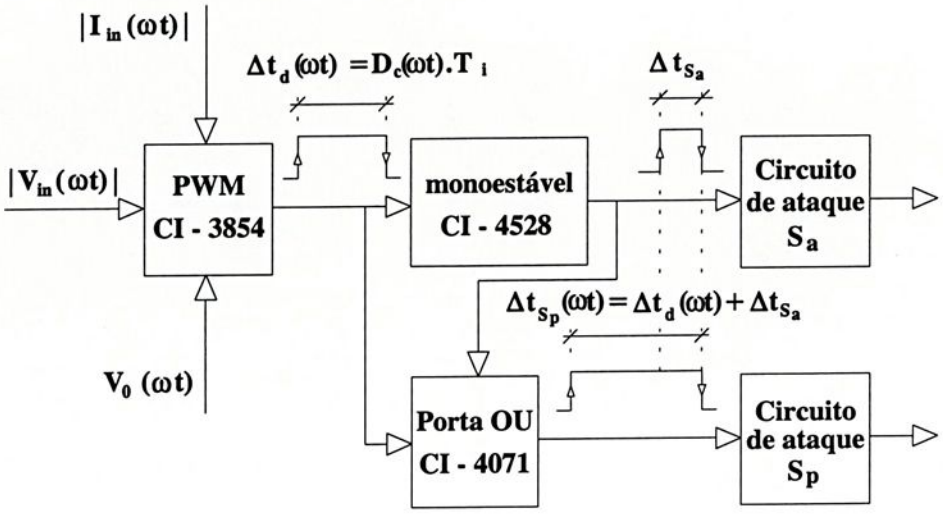



*Figura 3.20 – Lógica do circuito de comando, por valores médios de corrente.*

Aplicaremos para o novo conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM, um compensador de dois pólos e um zero, o mesmo tipo de compensador utilizado no conversor Boost [10 e 17]. De acordo com a referência [19 e 20], existem duas maneiras de se utilizar o compensador de corrente, uma forma com saída negativa (figura 3.21) e outra forma com saída positiva (figura 3.22). A diferença entre as duas formas de utilização está na referência do resistor *shunt*.

Na forma com saída negativa a referência está localizada em $R_2$, o que nos leva a seguinte equação:

$$V_3 = \frac{Z_1}{R_2} \cdot \left(V_{R_1} - V_{R_{shunt}}\right) + \left(V_{R_1} - V_{R_{shunt}}\right) \qquad (3.41)$$

Onde:

$Z_1$ = Impedância entre os terminais 3 e 4.

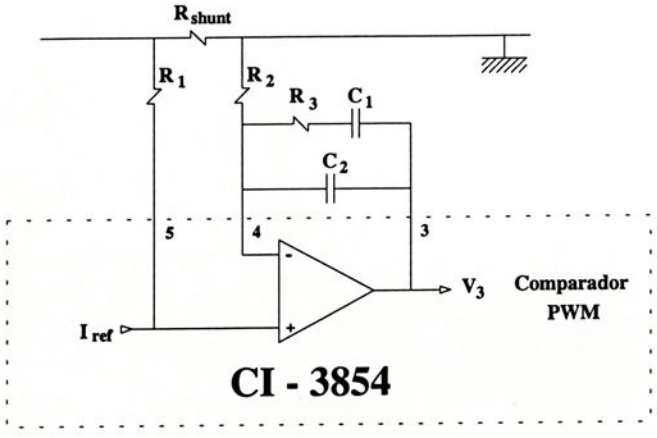



*Figura 3.21 – Forma com saída negativa.*

Na forma com saída positiva a referência está localizada em $R_1$, o que nos leva a seguinte equação:

$$V_3 = \frac{Z_1}{R_2} \cdot \left(V_{R_1} - V_{R_{shunt}}\right) + V_{R_1} \tag{3.42}$$

Onde:

$Z_1$ = Impedância entre os terminais 3 e 4.

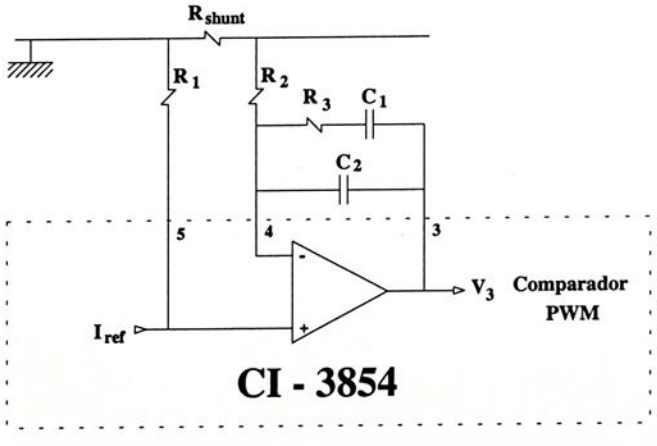



*Figura 3.22 – Forma com saída positiva.*

A partir das equações (3.41) e (3.42), podemos observar que ambas possuem uma parcela que não é compensada. Sendo essa parcela, na equação (3.41), diretamente proporcional ao erro de tensão $\left(V_{R_1} - V_{R_{shunt}}\right)$, então se a corrente no resistor *shunt* é descontínua e o interruptor for bloqueado $\left(V_{R_{shunt}} = 0\right)$, a tensão $V_3$ sofre um degrau causando um "redisparo" no interruptor. Já essa parcela, na equação (3.42), é diretamente proporcional a tensão no resistor $R_1$, que está submetido a corrente de referência ($I_{ref}$) que é

uma senóide retificada, desta maneira a tensão $V_3$ não sofre nenhum problema com a descontinuidade da corrente no resistor *shunt* e não há perigo de haver "redisparo" do interruptor.

Portanto para o caso do conversor ZETA em que a corrente no resistor *shunt* é descontínua faz-se o uso da forma com saída positiva, como mostra a figura 3.22, para que não haja disparos indevidos dos interruptores.

Uma observação se faz necessária, quando do uso da forma com saída positiva: a limitação da corrente de pico pelo CI – 3854 é feita inserindo-se um nível de tensão negativo através de um divisor de tensão e proporcional à corrente do conversor, no pino 2. Pelo fato de optarmos pela forma de controle com saída positiva, não é possível gerarmos essa tensão negativa que inibe a saída do CI – 3854 no caso de sobrecorrente, ficando desta forma esta proteção inoperante.

Portanto, nos casos em que se usa a forma com saída positiva, deve-se prover uma limitação da corrente de pico de forma alternativa. Por exemplo, neste caso em que fazemos o uso do conversor ZETA, aplicável em sistemas carregadores de baterias, obrigatoriamente devemos monitorar a corrente através do indutor de saída ($L_0$) para um ripple máximo determinado pelo tipo de bateria a ser carregada. Então esta ondulação determina a corrente máxima a partir da qual faz-se uma redução gradativa da razão cíclica através de um circuito auxiliar.

Para o dimensionamento dos elementos externos para a lógica de composição dos pulsos para ambos os interruptores foi utilizado a referência [10 e 17], a menos do circuito de ataque para ambos os interruptores e a realimentação da tensão de saída que necessitaram de isolação. Na figura 3.23 apresentamos o circuito projetado para o comando PWM e a lógica de controle com a composição dos pulsos de gate para os interruptores principal ($S_p$) e auxiliar ($S_a$). Nas figuras 3.24 e 3.25 apresentamamos o circuito de ataque para o interruptor principal ($S_p$) e para o interruptor auxiliar ($S_a$), respectivamente.

Os circuitos de ataque são isolados opto-acopladores ($0 \leq D \geq 1$) e podem aplicar pulsos de tensão gate-emissor, para a condução de 15V e para o bloqueio de 0V. A diferença básica entre eles é o resistor de gate ($R_6$ e $R_7$ na figura 3.24 e $R_4$ na figura 3.25) que é utilizado para controlar as derivadas de tensão e corrente sobre o IGBT, desta maneira foi utilizado para o interruptor principal ($S_p$) uma derivada mais suave na entrada em condução (22Ω) do que no bloqueio (10Ω), e para o interruptor auxiliar ($S_a$) as derivadas são as mesmas na entrada em condução e no bloqueio (10Ω).



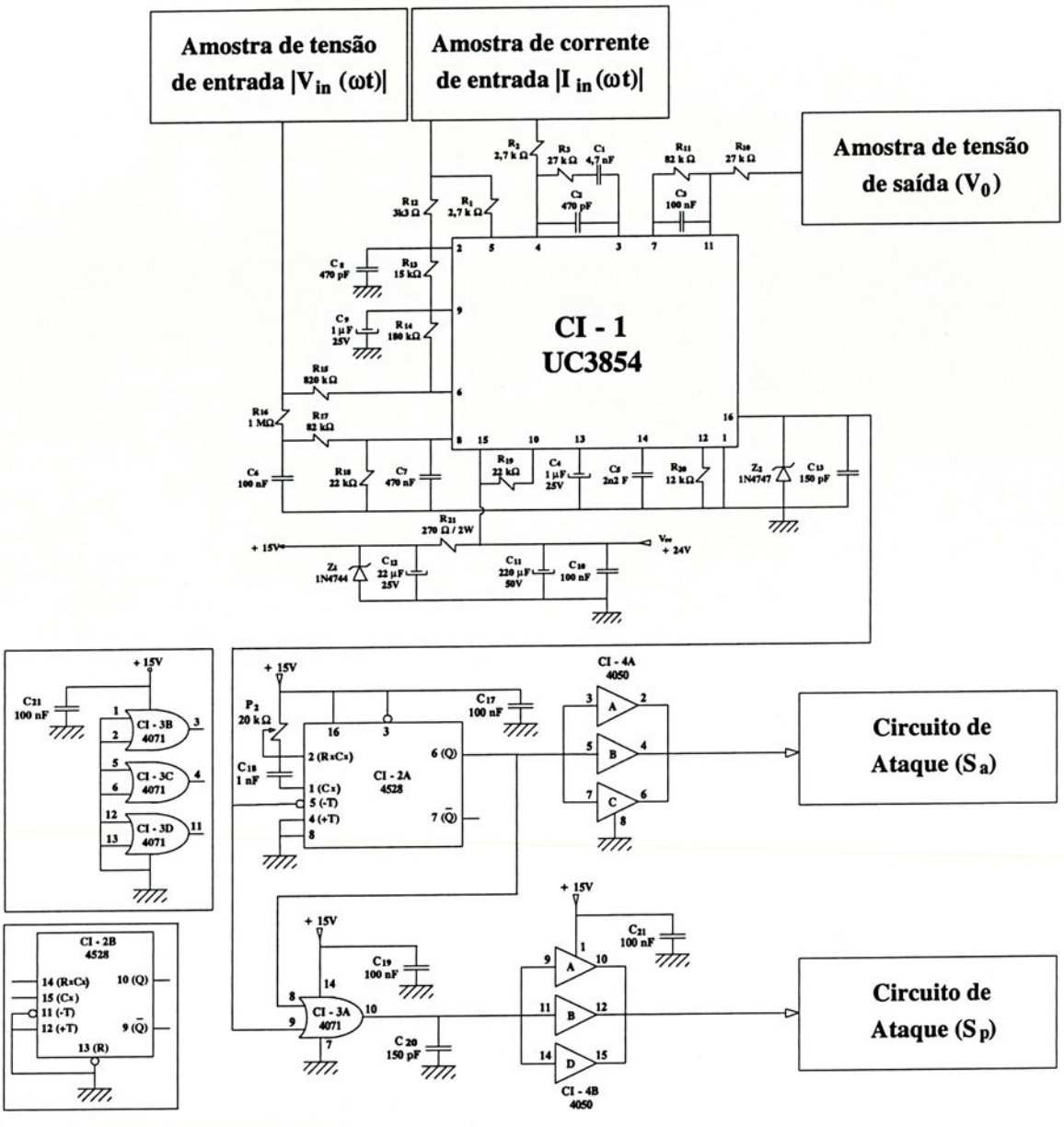



*Figura 3.23 – Circuito de comando para o novo conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM.*

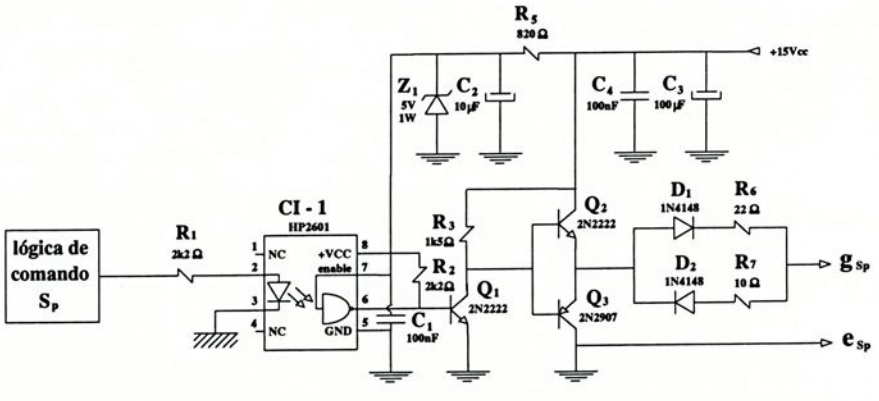



*Figura 3.24 – Circuito de ataque isolado ($0 \leq D \geq 1$) para o interruptor principal ($S_p$).*

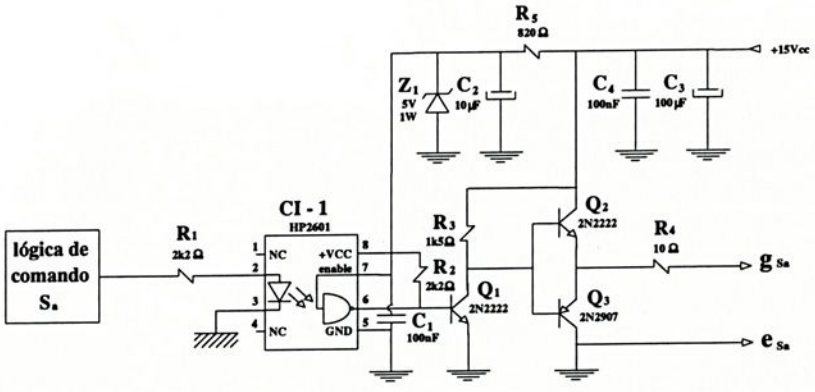



*Figura 3.25 – Circuito de ataque isolado ($0 \leq D \geq 1$) para o interruptor auxiliar ($S_a$).*

O circuito de realimentação da tensão de saída também foi isolado com opto-acoplador, como mostra a figura 3.26.

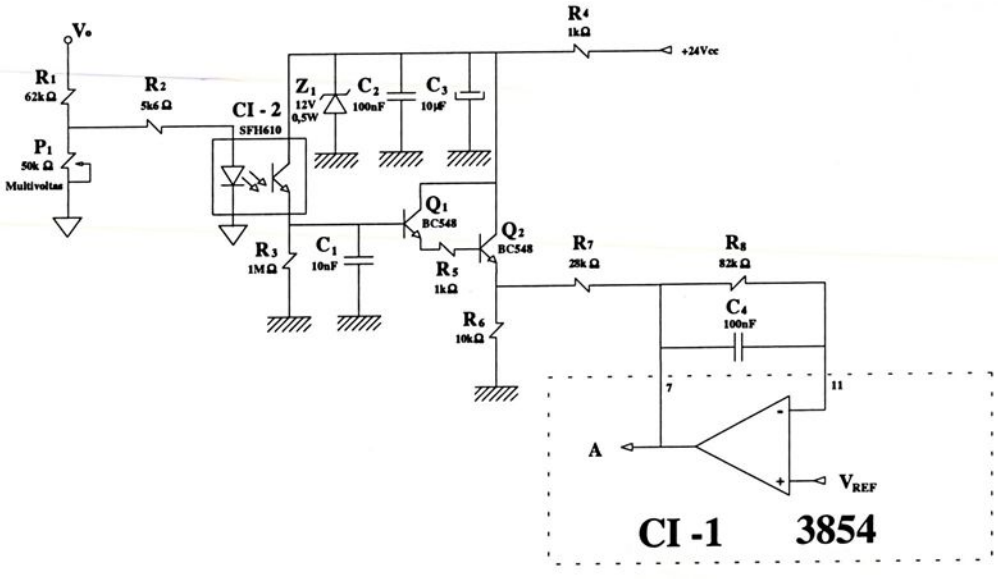



*Figura 3.26 – Malha de realimentação da tensão de saída.*

Com todos esses dados, o novo conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM foi implementado em malha fechada de tensão e de corrente, conforme se analisará nos itens seguintes.

## 3.5 - Resultados Experimentais

A figura 3.27 apresenta o desenho esquemático completo do novo conversor CA/CC ZETA-ZCS com o comando PWM empregado.

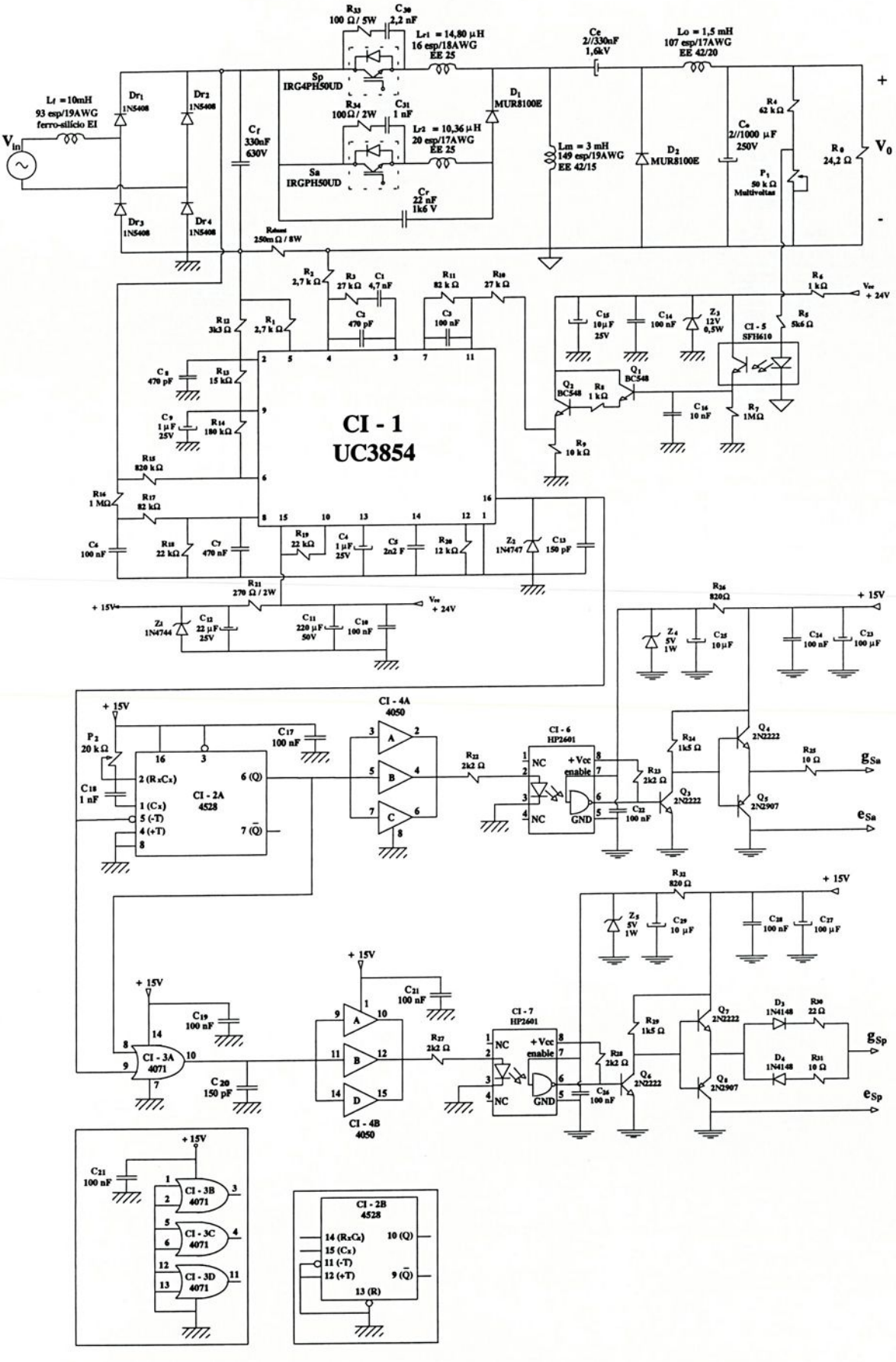
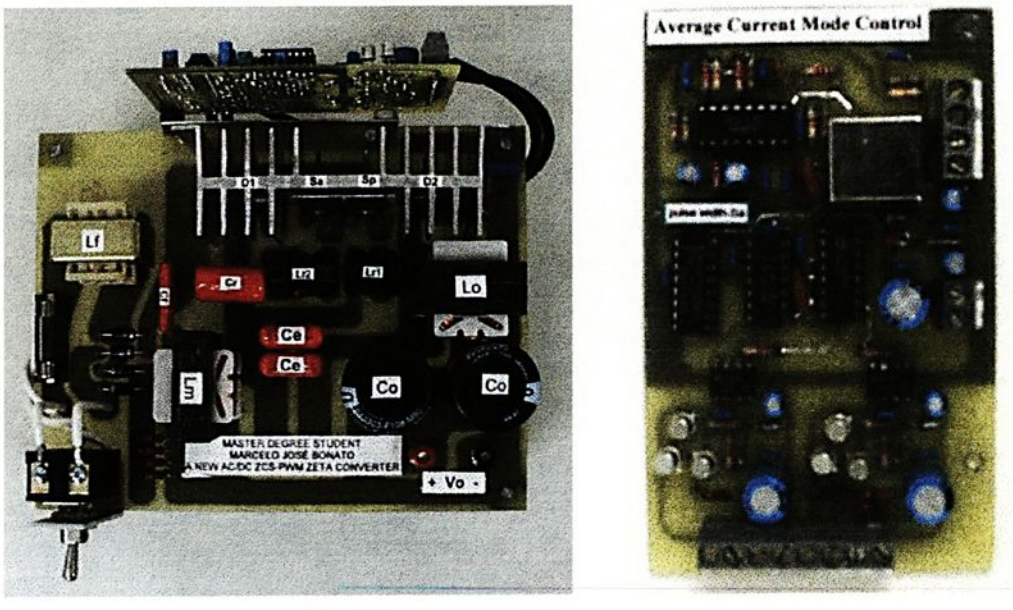



*Figura 3.27 – Circuito esquemático completo do novo conversor CA/CC ZETA-ZCS e o comando PWM proposto.*

A figura 3.28 apresenta o protótipo implementado para o novo conversor CA/CC ZETA-ZCS com o comando PWM.

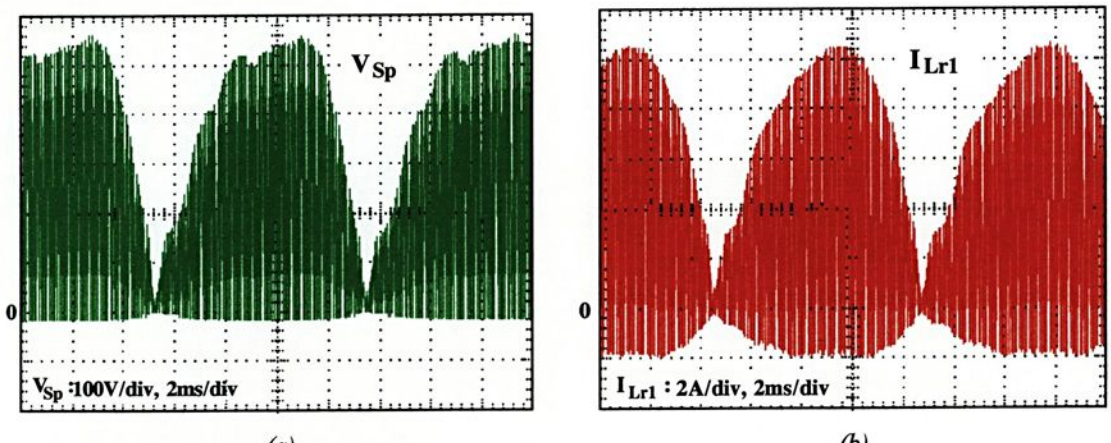



*(a)* *(b)*

*Figura 3.28 – Protótipo de teste do novo conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM controlado por valores médios de corrente: (a) Visão geral e (b) Detalhe do circuito de comando isolado.*

A seguir são apresentadas as principais formas de onda obtidas através de aquisições experimentais, considerando-se carga nominal. O equipamento utilizado para a aquisição foi um osciloscópio digital de 200MHz da Tektronix modelo TDS 420A.

Na figura 3.29 (a) apresenta-se os resultados para a tensão sobre $S_p$, verificando-se que a máxima tensão aplicada está em torno de 550V.




*(a)* *(b)*

*Figura 3.29 – (a) Tensão sobre o interruptor principal ($S_p$) e (b) Corrente através do indutor $Lr_1$.*

Na figura 3.30 apresentam-se os detalhes para as comutações de $S_p$.

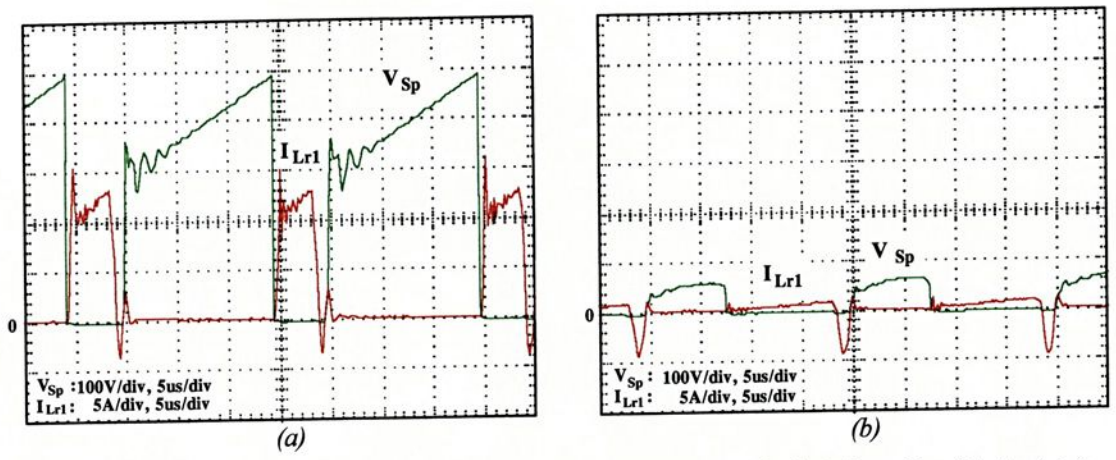



*Figura 3.30 – Tensão sobre o interruptor principal ($S_p$) e corrente através do indutor $Lr_1$: (a) Aquisição em torno no pico da senóide da tensão de alimentação e (b) Próximo à passagem por zero.*

Na figura 3.31 (a) apresenta-se os resultados para a tensão sobre $S_a$, verificando-se que o seu valor máximo encontra-se em torno também de 550V.

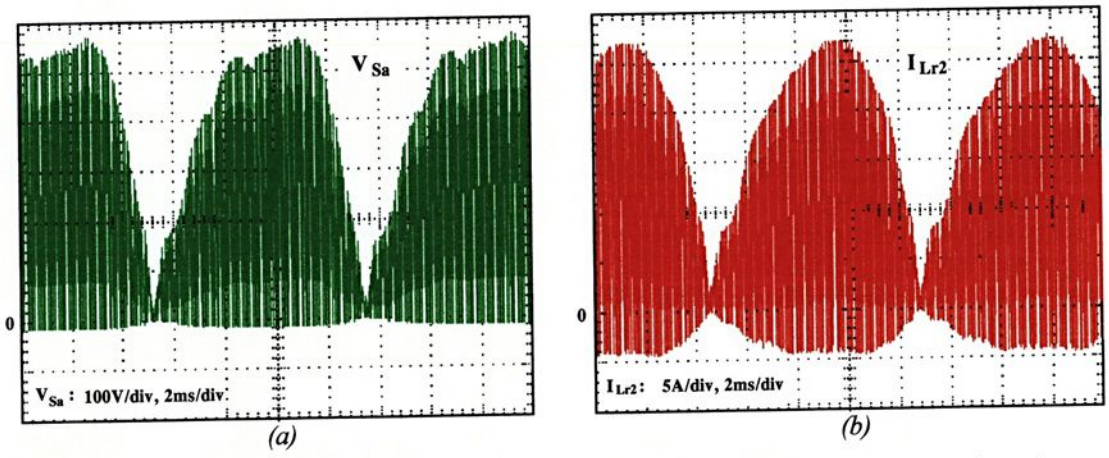



*Figura 3.31 – (a) Tensão sobre o interruptor auxiliar ($S_a$) e (b) Corrente através do indutor $Lr_2$.*

Na figura 3.32 apresentam-se os resultados para as comutações do interruptor auxiliar $S_a$.

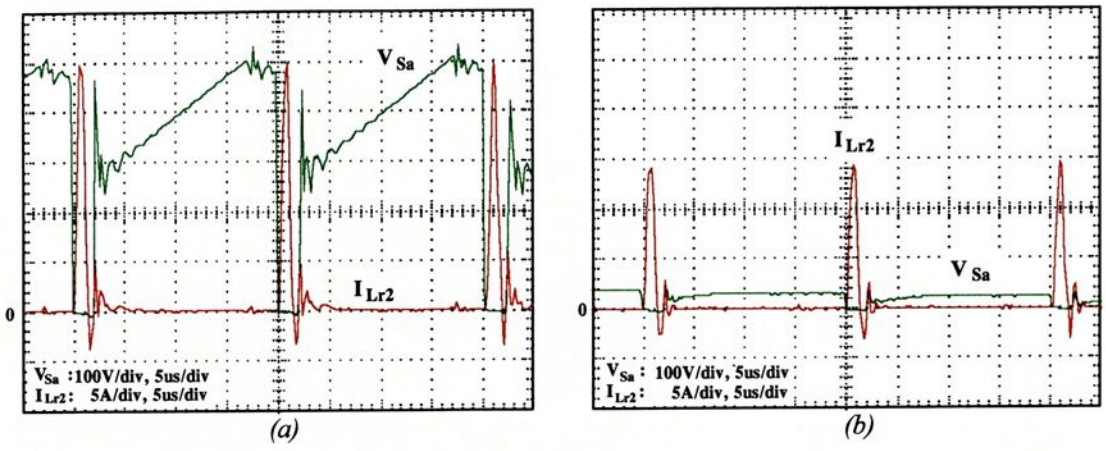



*Figura 3.32 – Tensão sobre o interruptor auxiliar ($S_a$) e corrente através do indutor $Lr_2$: (a) Aquisição em torno do pico da senóide da tensão de alimentação e (b) Próximo à passagem por zero.*

Na figura 3.33 apresenta-se o "ripple" da tensão de saída, para carga nominal.

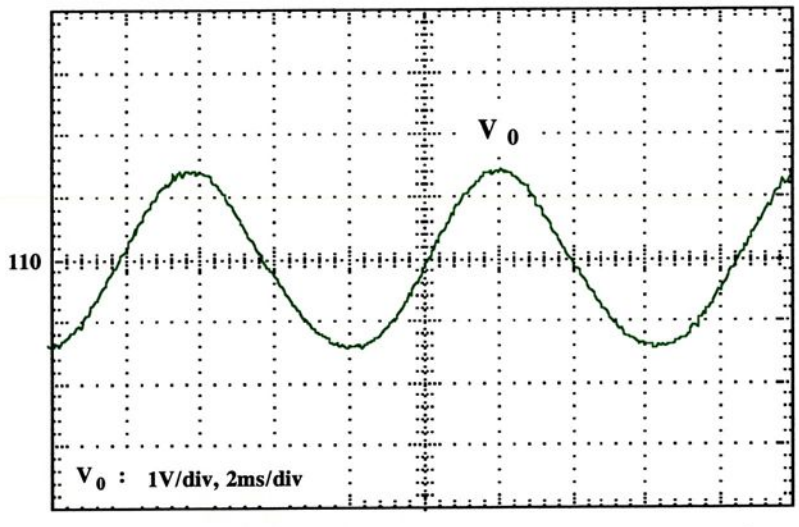



*Figura 3.33 – Ripple na tensão de saída ($V_0$), para carga nominal.*

Com esses resultados experimentais, pode-se constatar que a comutação não dissipativa do interruptor principal ($S_p$), foi preservada durante todo o ciclo da rede, conforme figura 3.30. O mesmo acontece com o interruptor auxiliar ($S_a$), conforme figura 3.32, sendo as comutações do tipo ZCS, na entrada em condução e do tipo ZCZVS no bloqueio. Também podemos observar o comportamento das tensões e correntes, que acompanham a forma de onda senoidal imposta, em ambos os interruptores (figuras 3.29(b) e 3.31(b)).

Com o resultado obtido na figura 3.33, podemos confirmar que o ripple da tensão de saída está dentro dos limites pré-estabelecidos no projeto.

Vamos agora analisar a forma de onda da tensão e corrente de entrada, figura 3.34. Podemos visualizar o bom comportamento da corrente de entrada drenada pelo novo conversor, portanto espera-se que o fator de potência seja elevado. Para tanto faz-se a análise harmônica, através de software (Wave Star-Tektronix), das formas de onda obtidas na entrada, sendo que os resultados estão indicados nas figuras 3.35 e 3.36, para corrente e tensão de entrada, respectivamente.

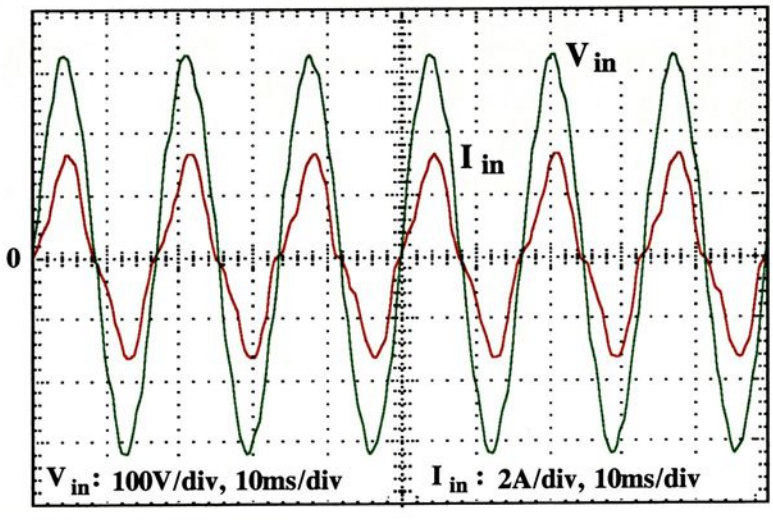



*Figura 3.34 – Corrente ($I_{in}$) e tensão ($V_{in}$) de entrada para carga nominal.*

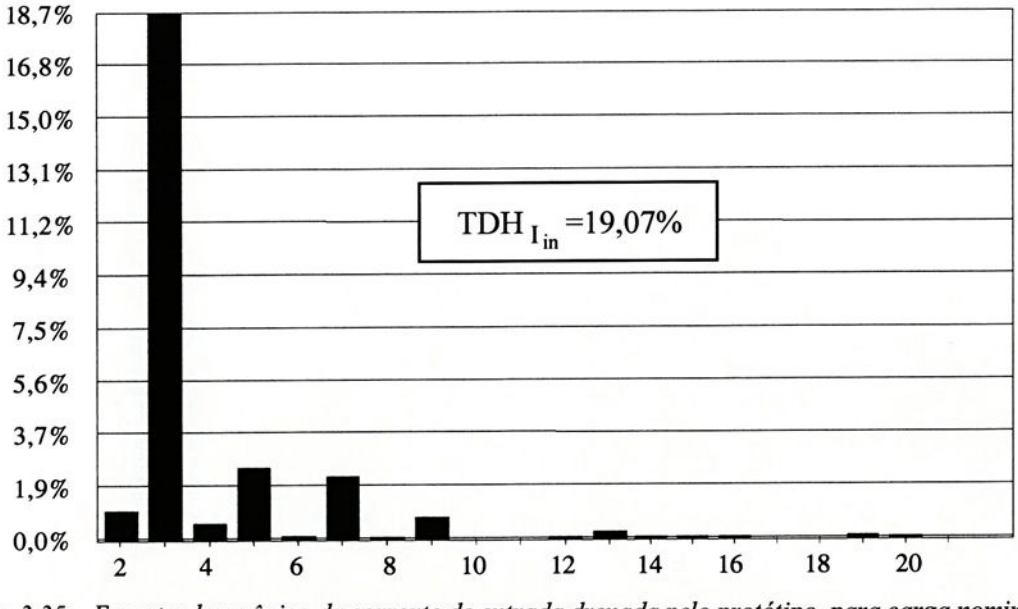



*Fig. 3.35 – Espectro harmônico da corrente de entrada drenada pelo protótipo, para carga nominal.*

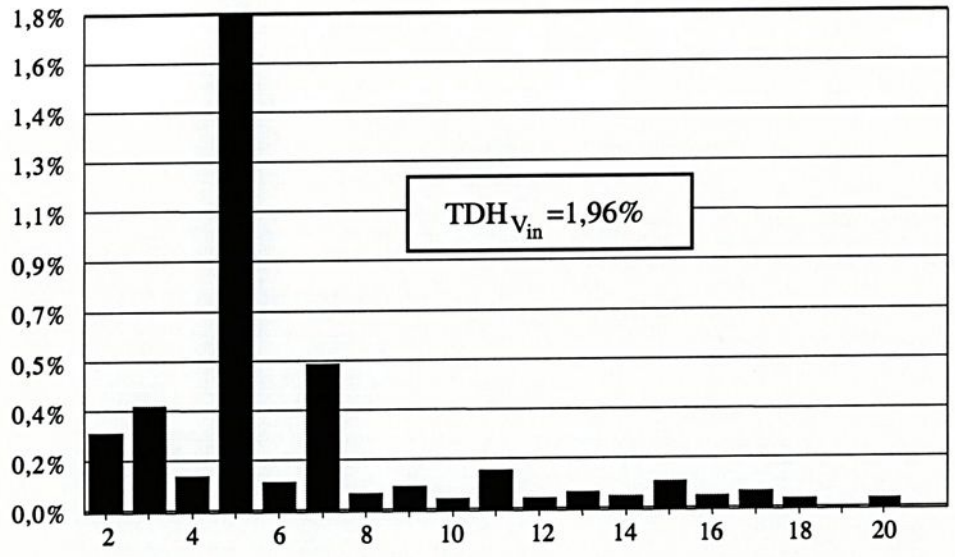



*Fig. 3.36 – Espectro harmônico da tensão de alimentação, para tensão de entrada e carga nominais.*

Podemos observar, através da figura 3.35, que no espectro, as harmônicas de maiores influências são: a terceira (18,71%), a quinta (2,58%) e a sétima (2,24%). A taxa de distorção harmônica total da corrente é de 19,07%, contra uma taxa de distorção harmônica total da tensão de 1,96%; com um ângulo de deslocamento entre as componentes fundamentais de tensão e corrente de 4,07°. Assim sendo, chegamos a um fator de potência calculado de 0,98, para carga nominal.

Na tabela 1, é realizada uma comparação dos harmônicos obtidos com o protótipo utilizando-se as normas IEC 555-2 e IEC 1000-3-2, enquadrando-se o conversor na classe D.

*Tabela 1 – Valores eficazes do conteúdo harmônico estabelecido pelas normas IEC e os resultados obtidos experimentalmente da corrente de entrada para carga nominal.*

| **IEC – Classe D** | | | |
|---|---|---|---|
| **$V_{in}$ = 220V e $P_0$ = 500W** | | | |
| **Ordem Harmônica** | **Corrente por componente harmônica (valores eficazes)** | | |
| | **Absoluta 1000-3-2 (A)** | **Absoluta 555-2 (A)** | **ZETA – Resultados Experimentais (A)** |
| **2** | **-** | **0,30** | **0,02100** |
| **3** | **1,02** | **1,08** | **0,37800** |
| **4** | **-** | **0,15** | **0,01164** |
| **5** | **0,57** | **0,60** | **0,05200** |
| **7** | **0,3** | **0,45** | **0,04520** |
| **9** | **0,15** | **0,30** | **0,01602** |
| **11** | **0,105** | **0,18** | **0,00045** |
| **13** | **0,0888** | **0,15** | **0,00548** |
| **15** | **0,0468** | **0,13** | **0,00242** |

Como podemos verificar na tabela 1, o conversor atende a todos os requisitos de ambas as normas com uma folga considerável.

Na figura 3.37 apresentamos o rendimento experimental para o protótipo ensaiado, em função da potência de saída.

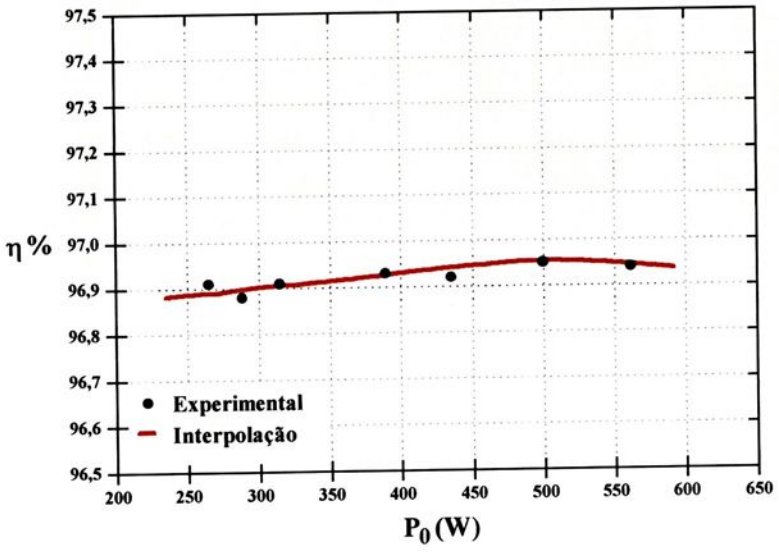



*Figura 3.37 – Rendimento experimental para o novo conversor CA/CC ZETA-ZCS-PWM, em função da potência de saída, com tensão nominal de entrada.*

Através da figura 3.37 podemos observar o elevado rendimento, obtido experimentalmente em larga faixa de variação de carga. Para carga nominal é de aproximadamente 96,95% com o protótipo do novo conversor CA/CC ZETA ZCS-PWM proposto.

## 3.6 - Conclusões

Em função dos resultados experimentais e de simulação obtidos, pode-se apresentar as seguintes conclusões:

- Obteve-se elevado fator de potência devido a corrente de entrada ser praticamente senoidal com reduzida defasagem angular e baixa distorção harmônica;
- Tem-se uma conversão direta CA/CC com um único estágio de processamento e tensão de saída menor do que a de entrada (abaixador de tensão);
- A operação é com freqüência constante PWM;
- As comutações são não-dissipativas e do tipo ZCS na entrada em condução e do tipo ZCZVS no bloqueio dos interruptores principal ($S_p$) e auxiliar ($S_a$), mantidas durante todo o ciclo da rede de corrente alternada;

- As comutações são não-dissipativas e do tipo ZVS na entrada em condução dos diodos $D_1$ e $D_2$, mantidas durante todo ciclo da rede CA;
- Eliminou-se os problemas de recuperação reversa dos diodos $D_1$ e $D_2$ sobre os interruptores $S_p$ e $S_a$;
- Obteve-se um elevado rendimento devido à eliminação das perdas durante as comutações, o que nos leva a um conseqüente aumento da densidade de potência;
- Pode-se esperar uma menor interferência eletromagnética devido à redução das derivadas de tensão e corrente nos semicondutores;
- O conversor apresenta possibilidade de isolação natural entre a carga e a fonte CA, através do indutor de acumulação $L_m$;
- A saída do conversor tem característica de fonte de corrente, ideal para aplicações em sistemas carregadores de baterias;
- Existe a possibilidade de utilização com múltiplas saídas com grandes facilidades;
- O conversor apresenta proteção intrínseca contra sobrecarga e curto-circuito;
- A estrutura pode operar tanto como elevador quanto como abaixador de tensão.

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

# CAPÍTULO 4

## 4 – Conclusões Gerais

Apresentou-se neste trabalho a análise, metodologia de projeto, os resultados de simulação e os principais resultados experimentais para um novo conversor ZETA com comutação não dissipativa do tipo com corrente nula (ZCS), com modulação por largura de pulso (PWM) e elevado fator de potência, através do controle por corrente média imposta, empregando-se IGBTs.

As principais características do conversor são:

- A operação é com freqüência constante PWM;
- Obteve-se elevado fator de potência devido a corrente de entrada ser praticamente senoidal com reduzida defasagem angular e baixa distorção harmônica;
- Tem-se uma conversão direta CA/CC com um único estágio de processamento e tensão de saída menor do que a de entrada (abaixador de tensão);
- As comutações são não-dissipativas e do tipo ZCS na entrada em condução e do tipo ZCZVS no bloqueio dos interruptores principal ($S_p$) e auxiliar ($S_a$), mantidas durante todo o ciclo da rede de corrente alternada;
- As comutações são não-dissipativas e do tipo ZVS na entrada em condução dos diodos $D_1$ e $D_2$, mantidas durante todo ciclo da rede CA;
- Eliminou-se os problemas de recuperação reversa dos diodos $D_1$ e $D_2$ sobre os interruptores $S_p$ e $S_a$;
- O rendimento obtido é elevado devido à eliminação das perdas durante as comutações e redução das perdas em condução com o emprego de IGBTs, o que possibilita um conseqüente aumento da densidade de potência para o conversor proposto;
- Pode-se esperar uma menor interferência eletromagnética devido à redução das derivadas de tensão e corrente nos semicondutores;
- O conversor proposto opera tanto como elevador quanto como abaixador de tensão;
- O conversor apresenta possibilidade de isolação natural entre a carga e a fonte CA, através do indutor de acumulação $L_m$;



- A saída do conversor tem característica de fonte de corrente, ideal para aplicações em sistemas carregadores de baterias;
- Existe a possibilidade de utilização com múltiplas saídas com grandes facilidades;
- O conversor apresenta proteção intrínseca contra sobrecarga e curto-circuito, em função da presença de $S_p$ em série com a corrente de carga e presença do capacitor $C_e$.

Para a verificação das características citadas anteriormente, inicialmente realizou-se a análise para a conversão CC/CC, obtendo-se os primeiros resultados experimentais [21], e, logo após a análise como retificador, ou seja, conversão CA/CC com controle por valores médios, validando-se toda a análise teórica desenvolvida.

Como continuidade dos trabalhos aqui apresentados, propomos a implementação da estrutura isolada e a inserção do controle da corrente de carga, através do filtro de saída ($L_0$), tornando a estrutura complementamente apta à aplicação como carregador de baterias.

unesp

# REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1]A. Péres, D. C. Martins e Ivo Barbi, "Zeta Converter Applied in Power Factor Correction", IEEE PESC RECORDS, Junho - 1994, pp. 1152-1157;

[2]D. C. Martins, F. de S. Campos e I. Barbi, "Analysis and Design of the Zeta Converter Operating in Continuous Conduction Mode for Power Factor Correction", Anais do COBEP, 1997, pp. 170-175;

[3]C. A. Canesin e I. Barbi, "Novel Zero-Current-Switching PWM Converters", IEEE Transactions on Industrial Eletronics, Vol: 44, nº 3, Junho - 1997, pp. 372-381;

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

[5]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;

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

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

[8]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;

[9]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;

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

[10] 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;

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

[12] R. P. T. Bascopé e A. J. Perin, "O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência", Sagra Luzzatto Editores, Porto Alegre (RS), 1997, 259 pp.;

[13] C. A. Canesin, "Fonte Chaveada com Múltiplas Saídas Isoladas e Fator de Potência Unitário com um Único Interruptor", Dissertação de Mestrado, INEP – UFSC, Florianópolis (SC), Setembro – 1990;

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

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

[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;

[18] I. Barbi e A. F. de Souza, "Correção de Fator de Potência de Fontes de Alimentação", Apostila de professores da UFSC, Florianópolis (SC), 1993, 145 pp.;

[19] P. C. Todd, "UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design", Application Note U-134, Unitrode Databook 1995/96;

unesp

[20] F. S. Campos, "Estudo do Conversor Zeta Operando em Condução Contínua Aplicado à Correção do Fator de Potência Utilizando o Método de Controle de Corrente por Valores Médios Instantâneos", Dissertação de Mestrado, INEP – UFSC, Florianópolis (SC), Dezembro – 1995;

[21] M. J. Bonato, F. T. Wakabayashi e C. A. Canesin, "A New Family of Zero-Current-Switching PWM Converter", IEEE PESC RECORDS, Charleston - USA, a ser publicado em junho - 1999.

BCDIS - FEIS 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