

# unesp

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

*DISSERTAÇÃO DE MESTRADO*  
*EM*  
*ENGENHARIA ELÉTRICA*

1210001091



Nº 29

CONVERSOR CA/CC ABAIXADOR DE TENSÃO COM  
COMUTAÇÃO NÃO-DISSIPATIVA E FATOR DE  
POTÊNCIA ELEVADO, ATRAVÉS DA TÉCNICA DE  
CONTROLE POR CORRENTE DE PICO  
ALUNO: LOURIVAL TEIXEIRA DOS SANTOS SOBRINHO  
ORIENTADOR: CARLOS ALBERTO CANESIN

Te.1091

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

**Conversor CA/CC Abaixador de Tensão com Comutação  
Não-Dissipativa e Fator de Potência Elevado, Através da  
Técnica de Controle por Corrente de Pico**

1210001091



Lourival Teixeira dos Santos Sobrinho

Orientador:

Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin

Proc. 054/99. NAD 101

UNESP - "CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA" SERVIÇO DE BIBLIOTECA E DOCUMENTAÇÃO	
DATA DE CHEGADA 13.09.99	DATA DE TOMBO 30.09.99
REGISTRO Lelia	TOMBO 1091
AQUISIÇÃO Wacop-autos R\$ 10,00	CLASSIFICAÇÃO 6237c

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

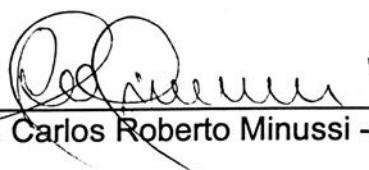
Ilha Solteira(SP), Dezembro de 1998.



**“CONVERSOR CA/CC ABAIXADOR DE TENSÃO COM COMUTAÇÃO NÃO-DISSIPATIVA E FATOR DE POTÊNCIA ELEVADO, ATRAVÉS DA TÉCNICA DE CONTROLE POR CORRENTE DE PICO”**

**LOURIVAL TEIXEIRA DOS SANTOS SOBRINHO**

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

Alexandre Ferrari de Souza

Prof. Dr. Alexandre Ferrari de Souza



Prof. Dr. Luis Carlos Origa de Oliveira

Ilha Solteira – SP, dezembro de 1998



A Deus e a minha família...



## AGRADECIMENTOS

Ao Professor Carlos Alberto Canesin, pelo ensinamentos recebidos, por sua orientação competente durante a elaboração deste trabalho e por sua amizade.

À todos colegas do curso de pós-graduação, em especial, ao Fábio Toshiaki Wakabaiashi, Marcelo José Bonato e Roger Akio Kitamura, pela amizade, espírito de colaboração e incentivos sempre demonstrados.

Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica, pela amizade e disposição para colaborar na realização deste trabalho.

Aos Professores, Dalgerti Lelis Milanez, José Carlos Rossi, José Paulo Fernandes Garcia e Luiz Carlos de Oliveira, pelas sugestões e incentivo dados quando na participação das bancas de estudo especial e do exame geral de qualificação.

À todos funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica e aos técnicos de laboratório.

Ao Prof. Carlos Roberto Minussi, pela colaboração da pós-graduação, principalmente, pelo seu bom humor e amizade.

Aos funcionários da secretária de pós-graduação, Arlindo Avanso Urzulim e a Maria de Fátima Sabino, sempre atenciosos e gentis.

À Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo – FAPESP, pelo apoio financeiro concedido para realização deste trabalho.

À minha namorada Jaqueline Barros Lopes, pelos incentivos e pela compreensão nos momentos de ausência.

Aos amigos, que fiz na minha permanência em Ilha Solteira e que sempre ajudaram a suportar a ausência do lar.

À minha família, pelo estímulo e compreensão que sempre demonstraram em todos os passos de minha vida.



## Índice

Simbologia.....	vii
Resumo .....	xii
Abstract .....	xiii
1. - Introdução Geral .....	1
2. – Técnica de Comutação Não-Dissipativa.....	3
2.1 – Técnica ZCS – “Zero-Current Switching” .....	3
2.2 – Técnica ZVS – “Zero-Voltage Switching” .....	4
2.3 – Uma Nova Técnica de Comutação Não-Dissipativa .....	5
3. - Um Novo Conversor CC/CC ZCS-PWM Sepic no Modo de Controle por Valores de Pico. ..	8
3.1 – Formas de Onda.....	9
3.2 - Análise e Funcionamento .....	10
3.2.1 - Determinação de $V_{ce}$ .....	20
3.2.2 - Ganho Estático .....	20
3.2.3 – Condições para Operação com Comutação ZCS.....	22
3.3 - Conversor CC/CC Sepic ZCS-PWM Controlado no Modo Corrente de Pico com Compensação de Rampa.....	23
3.3.1 - Análise do Novo Conversor CC/CC ZCS-PWM Sepic com Controle por Corrente de Pico e Compensação de Rampa.....	23
3.3.2 - Análise da Instabilidade em Malha Aberta.....	25
3.3.3 - Análise da Estabilidade Empregando Compensação de Rampa para Operação com Razão Cíclica Maior do que 50% .....	27
3.3.4 - A Lei de Controle e a Indutância de Entrada L.....	30
3.4 – Exemplo de Projeto e Simulação .....	31
3.4.1 – Exemplo de Projeto.....	31
3.4.2 – Resultados de Simulação .....	33
3.5 – Conclusões. ....	36
4. – Técnicas de Correção Ativa do Fator de Potência de Fontes de Alimentação. ....	37
4.1 - Introdução.....	37



4.2 – Um Novo Conversor Retificador ZCS-PWM Sepic com Elevado Fator de Potência e Controle por Corrente de Pico. ....	43
4.2.1 – Adaptação do Equacionamento para o Conversor CA/CC .....	44
4.2.2 – Etapas de Funcionamento .....	44
4.2.3 – Análise Quantitativa das Etapas de Funcionamento.....	45
4.2.4 – Ganho Estático.....	46
4.2.5 - Condição de Operação com Comutação ZCS.....	48
4.3 – Análise da Técnica de Controle por Valores de Pico da Corrente e Compensação de Rampa, Aplicada ao Conversor Retificador Sepic ZCS-PWM. ....	48
4.3.1 - Corrente Média Instantânea Através de L em Condução Descontínua.....	51
4.3.2 - Corrente Média Instantânea Através de L em Condução Contínua .....	52
4.3.3 - Corrente Média Normalizada Através de L e Lei de Controle Normalizada .....	54
4.3.4 - Determinação da Indutância de Entrada (L) e da Constante de Compensação de Rampa (Kr) .....	55
4.4 - Fator de Potência e Taxa de Distorção Harmônica.....	56
4.5. - Demais Parâmetros para o Circuito de Potência do Conversor CA/CC PWM Sepic.....	57
4.6 -. Metodologia e Exemplo de Projeto.....	58
4.6.1 - Exemplo de Projeto, Operação como Abaixador de Tensão .....	58
4.6.2 – Resultados de Simulação .....	61
4.6.3 - Listagem do Programa Utilizado para Simulação no Pspice 4.02 .....	64
4.6.4 – Resultados Experimentais .....	65
4.7 - Conclusões.....	71
5. – Conclusão Geral.....	72
Referências Bibliográficas.....	74



## Simbologia

### 1. Símbolos usados em expressões matemáticas

Símbolo	Significado	Unidade
$\alpha_x$	Parâmetro de normalização utilizado para comutação ZCS	
$\beta$	Parâmetro de normalização de indutâncias	
$\eta$	Rendimento mínimo adotado	
$\phi$	Ângulo de deslocamento entre a tensão de entrada, isenta de distorção harmônica, e a componente fundamental da corrente de entrada	
$\eta\%$	Rendimento percentual	
$\omega_{0x}$	Frequência angular de ressonância	rad/s
$\delta$	Razão cíclica máxima em condução descontínua	
$\Delta I_x$	Varição máxima da corrente	A
$\overline{\Delta I}_{Lm\acute{a}x}$	Máxima ondulação normalizada de corrente através de L	
$\Delta T$	Intervalo de tempo máximo de controle do interruptor $S_p$	s
$\Delta t$	Intervalo de tempo	s
$\Delta t_{off}$	Intervalo de tempo destinado ao bloqueio dos interruptores $S_p$ e $S_a$	s
$\Delta V_x$	Varição máxima da tensão	V
$C_e$	Capacitância de acumulação	F
$C_0$	Capacitância do filtro de saída	F
$D$	Razão cíclica eficaz efetiva do conversor Sepic convencional PWM	
$D_c$	Razão cíclica de comando	
$D_{cd}$	Razão cíclica efetiva em condução descontínua	
$D_{ef}$	Razão cíclica eficaz	
$D_{min}$	Razão cíclica efetiva mínima em condução contínua	
$d(t)$	Razão cíclica complementar, para um período de chaveamento genérico	
$\overline{FP}$	Fator de Potência normalizado	
$f_{0x}$	Frequência de ressonância	Hz
$f_s$	Frequência de chaveamento	Hz
$f_{rede}$	Frequência da rede de corrente alternada	Hz
$I_0$	Corrente média na carga	A

$\bar{I}_0$	Corrente normalizada média na carga	
$I_b$	Corrente de Base	A
$I_{in}$	Corrente média de entrada	A
$I_{L(K)}$	Corrente através de L no instante genérico de amostragem K	A
$I_{in\ ef}$	Corrente eficaz de entrada	A
$\overline{I_{in(ef)l}}$	Corrente eficaz normalizado da corrente fundamental de entrada	
$\overline{I_{in\ ef}}(\omega t)$	Corrente média normalizada instantânea de entrada	
$i_L(0)$	Valor inicial de $i_L(K)$	A
$I_L$	Corrente média através do indutor L	A
$I_{Lcd}(\omega t)$	Corrente média instantânea de L em condução descontínua	A
$\overline{I_{Lcd}}(\omega t)$	Corrente normalizada média instantânea de L em condução descontínua	
$\overline{I_{Lef}}$	Corrente normalizada eficaz através de L	
$i_L(K)$	Varição da corrente através de L, em torno do ponto de operação, no instante de amostragem K	A
$I_L(K)$	Corrente média através de L no período genérico K de amostragem	A
$I_{LL}(t)$	Corrente residual no indutor L, num período de chaveamento genérico	A
$i_{Lr1}(t)$	Corrente instantânea no indutor $L_{r1}$	A
$i_{Lr2}(t)$	Corrente instantânea no indutor $L_{r2}$	A
$i_{Lr2\ máx}$	Corrente máxima no indutor $L_{r2}$	A
$I_L(\omega t)$	Corrente média instantânea através de L em condução contínua	A
$\overline{I_L}(\omega t)$	Corrente normalizada média instantânea através de L em condução contínua	
$I_M$	Corrente média no indutor $L_M$	A
$I_p$	Corrente pico de entrada	A
$\overline{I_p}$	Corrente normalizada de pico de entrada	
$I_{ref}$	Corrente de pico de referência	A
$\overline{I_{ref}}$	Corrente normalizada de pico de referência	

$I_{ref\ máx}$	Corrente máxima de pico de referência	A
$\overline{I_{ref\ máx}}$	Corrente normalizada máxima de pico de referência	
$I_{Sa}(t)$	Corrente instantânea no interruptor $S_a$	A
$I_{Sp}(t)$	Corrente instantânea no interruptor $S_p$	A
$K_r$	Constante de compensação de rampa	
$L$	Indância do filtro Boost de entrada	H
$L_M$	Indância de acumulação	H
$m_c$	Inclinação da rampa de compensação	A/ $\mu$ s
$\overline{P_{in}}$	Potência média normalizada de entrada	
$P_O$	Potência média na carga	W
$P_{O\ nom}$	Potência média nominal na carga	W
$P_{O\ mín}$	Potência média mínima na carga	W
$q$	Ganho estático	
$R_{carga}$	Resistência de carga	$\Omega$
$R_{mín}$	Resistência de carga mínima	$\Omega$
$R_{ds\ con}$	Resistência dreno-source em condução (Mosfets)	$\Omega$
RSBOA	Região de segurança de polarização reversa	
$T$	Período de chaveamento	s
$t$	Símbolo da unidade de base de tempo	s
$\overline{TDH}$	Taxa de distorção harmônica normalizada	
$V_b$	Tensão de base	V
$V_{Ce}$	Tensão média no capacitor $C_e$	V
$V_{Cr}(t)$	Tensão instantânea no capacitor $C_r$	V
$\overline{V_{in(ef)}}$	Tensão normalizada eficaz de entrada	
$V_{in(ef)-mín}$	Tensão eficaz mínima de entrada	V
$V_p$	Tensão de pico de entrada	V
$V_{Sp}$	Tensão sobre o interruptor principal	V
$V_{Sa}$	Tensão sobre o interruptor auxiliar	V

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

Símbolo      Significado

---

<b>C</b>	Capacitor
<b>D</b>	Diodo
<b>I</b>	Fonte de corrente
<b>L</b>	Indutor
<b>R</b>	Resistor
<b>S</b>	Interruptor ativo (controlado por comando)
$V_{in}$	Fonte de tensão de corrente contínua
$V_{in}(\omega t)$	Fonte de tensão de corrente alternada
$V_o$	Tensão média na carga

## 3. Acrônimos e Abreviaturas

Significado

---

<b>BPT</b>	<i>Bipolar Power Transistors</i>
<b>CA</b>	Corrente alternada
<b>CC</b>	Corrente contínua
<b>CC/CC</b>	Corrente contínua/Corrente contínua
<b>CC/CA</b>	Corrente contínua/Corrente alternada
<b>EMI</b>	<i>Electromagnetic interference</i>
<b>FAPESP</b>	Fundação de Ampara à Pesquisa do Estado de São Paulo
<b>IGBT</b>	<i>Isolated-Gate Bipolar Transistor</i>
<b>MCT</b>	<i>Metal-Oxide-Semiconductor-Controlled Thyristor</i>
<b>MOSFET</b>	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
<b>PWM</b>	<i>pulse width modulation</i>
<b>RMS</b>	<i>root mean square</i> (valor eficaz)
<b>UNESP</b>	Universidade Estadual Paulista
<b>ZCS</b>	<i>Zero current switching</i>
<b>ZVS</b>	<i>Zero voltage switching</i>

#### 4. Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas do SI (Sistema Internacional de Unidades)

Símbolo	Nome da Unidade
A	ampère
F	farad
H	henry
Hz	hertz
rad/s	radianos por segundo
s	segundo
V	volt
$\Omega$	ohm



## RESUMO

Este trabalho apresenta um novo conversor retificador Sepic (Single Endend Primary Inductance Converter) abaixador de tensão, com elevado fator de potência, controlado por corrente de pico imposta com compensação com rampa. Este conversor emprega uma nova célula de comutação suave do tipo sob corrente nula e frequência de chaveamento constante (ZCS-“zero-current switching”/ PWM-“pulse-width modulated”). As principais características deste novo conversor são fator de potência próximo à unidade e reduzida taxa de distorção harmônica da corrente de entrada. São apresentadas uma revisão das técnicas de comutação não-dissipativas e das técnicas de correção ativa de fator do potência para fontes de alimentação, analisando-se algumas das principais alternativas. As análises para os conversores Sepic CC/CC e CA/CC são apresentadas, bem como, exemplos de projeto e resultados de simulação. Adicionalmente apresentam-se os principais resultados experimentais para o novo conversor Sepic CA/CC com elevado fator de potência, através da técnica de controle por valores de pico com compensação de rampa, para validação da análise desenvolvida.



## ABSTRACT

This work presents a new step down Sepic (Single Ended Primary Inductance Converter) rectifier featuring high power factor, using peak current control technique with slope compensation. This converter employs a new soft-commutation cell that provides zero-current switching (ZCS) and pulse-width modulation (PWM). The main characteristics of this new converter are power factor almost the unity with low total harmonic distortion (THD), and practically zero switching losses. A review of soft commutation and active power factor correction techniques are also presented, analysing some of the most important alternatives. The applications of the new ZCS-PWM cell in a DC to DC and also in an AC to DC Sepic converter are presented. Design examples and simulation results are presented to these two applications. In addition, the main experimental results to the new high-power-factor step down Sepic rectifier using peak current control and slope compensation are presented to validate the developed analysis.



## 1. - INTRODUÇÃO GERAL

Com a diversificação das aplicações dos conversores estáticos, principalmente em aplicações “embarcadas”, houve a necessidade de reduzir suas dimensões e buscar uma maximização na densidade de potência, desta forma, uma das alternativas encontradas foi o aumento da frequência de operação dos mesmos.

Contudo, com o aumento da frequência de chaveamento tem-se aumento linear das perdas de potência durante as comutações dos elementos semicondutores, aumento dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores e do aumento das interferências (por condução e irradiação) de origem eletromagnética, devidos as elevadas variações de corrente ( $di/dt$ ) e de tensão ( $dv/dt$ ).

Desta forma, como proposta para a redução dos problemas das perdas em comutação surgiram as técnicas de comutação não-dissipativas, proporcionando conversores com menores perdas, conseqüentemente, maior densidade de potência e menores volumes (compactação).

Devido a grande difusão das cargas eletrônicas não lineares, como por exemplo aquelas alimentadas por fontes chaveadas, uma vez que estas cargas são alimentadas por tensões e correntes contínuas, sua conexão ao sistema elétrico supridor em corrente alternada se dá por meio da conversão CA/CC (Corrente alternada/Corrente contínua) com diversas configurações. No caso mais simples o conversor CA/CC é um simples retificador a diodos com filtro capacitivo de saída. Portanto, tais cargas drenam da rede elétrica de alimentação correntes não-senoidais, injetando elevados níveis de conteúdo harmônico de corrente no sistema de distribuição em corrente alternada, ocasionando uma série de problemas. Entre eles, cita-se:

- Distorção da tensão de alimentação, podendo ocasionar problemas em outros equipamentos conectados ao mesmo sistema, no próprio usuário ou em usuários vizinhos;
- Erros introduzidos em equipamentos de medição e proteção;
- Interferência em sistemas de comunicação e de processamento de dados;
- Deslocamento excessivo de correntes e tensões;

- Redução do fator de potência, conseqüentemente, elevação dos investimentos necessários em geração e transmissão.

Devido aos vários problemas citados, tem havido ultimamente bastante atenção à limitação do conteúdo harmônico na corrente solicitada à rede de corrente alternada por equipamentos eletrônicos. Desta forma, muitas técnicas de correção de fator de potência, tanto de maneira ativa como passiva têm surgido nos último anos para a possibilidade de atendimento às várias restrições impostas por normatizações quanto ao conteúdo harmônico que tais equipamentos podem injetar no sistema de CA.

Observa-se que no Brasil ainda não existe o estabelecimento formal de tais restrições, contudo, estas normatizações haverão de ocorrer em curto espaço de tempo.



## 2. – TÉCNICA DE COMUTAÇÃO NÃO-DISSIPATIVA

Os conversores PWM com comutação dissipativa, mesmo com o surgimento dos MOSFETs de potência, para potências elevadas, apresentam uma baixa densidade de potência, devido ao fato de que os filtros indutivos e capacitivos necessários são volumosos. Mesmo com a possibilidade de operação dos MOSFETs em frequências elevadas (dezenas de MHz), torna-se impossível a operação nesta faixa de potência, pois, com o aumento da frequência de chaveamento, aumentam-se também as perdas em comutação, deteriorando-se o rendimento e submetendo-se os interruptores à fadiga.

Ainda, com a elevação da frequência de chaveamento, na tentativa de aumento da densidade de potência, as indutâncias parasitas das trilhas do circuito e dos transformadores, assim como, as capacitâncias de junção dos semicondutores, afetam de maneira significativa o desempenho do conversor.

O efeito das indutâncias parasitas são evidenciados no bloqueio (indutivo), ocorrendo picos elevados de tensão. As capacitâncias parasitas afetam a entrada em condução dos semicondutores, uma vez que a energia armazenada na junção é toda dissipada no componente.

Os fatos descritos anteriormente, limitam a elevação da frequência de chaveamento nos conversores PWM, com comutação dissipativa.

Com o objetivo de reduzir as perdas, elevar o rendimento e reduzir o volume dos dissipadores (compactação), surgem técnicas de comutação suave, ou, não-dissipativas, denominadas: ZCS (zero-current switching) e ZVS (zero-voltage switching).

### 2.1 – Técnica ZCS – “Zero-Current Switching”

A técnica de comutação ZCS consiste na obtenção de uma forma de onda de corrente que ofereça condições de corrente nula no instante do bloqueio do interruptor S. Esta forma de onda é obtida pela inclusão no circuito de potência de um circuito ressonante LC, conforme figura 2.1.



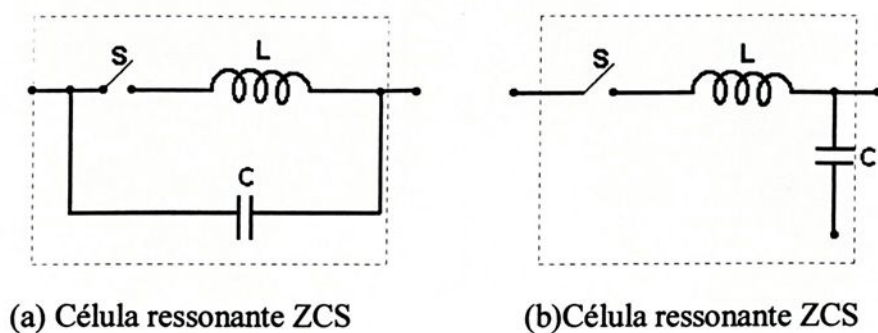


Figura 2.1 – Células de comutação ZCS.

Com a introdução desta técnica surgem os conversores quase-ressonantes, onde a variável de controle é a frequência de chaveamento, e os conversores semi-ressonantes, cuja variável de controle é a corrente na chave, substituindo-se nos conversores PWM com comutação dissipativa, a chave original, pela célula ressonante da figura 2.1.

Esta técnica possui limitação quanto à elevação da frequência de chaveamento, pois, não elimina os efeitos das capacitâncias parasitas de junção.

Uma grande desvantagem desta técnica em relação à PWM convencional, é o elevado valor da corrente eficaz no interruptor, devido à forma de corrente resultante, limitando sua aplicação para baixas potências, tipicamente inferiores a 300W, nos conversores quase-ressonantes e semi-ressonantes.

## 2.2 – Técnica ZVS – “Zero-Voltage Switching”

A técnica de comutação ZVS é dual da ZCS descrita anteriormente, possibilitando uma forma de tensão que ofereça condições de tensão nula sobre o interruptor S, durante a entrada em condução do mesmo.

Na figura 2.2 tem-se as células básicas de comutação ZVS.

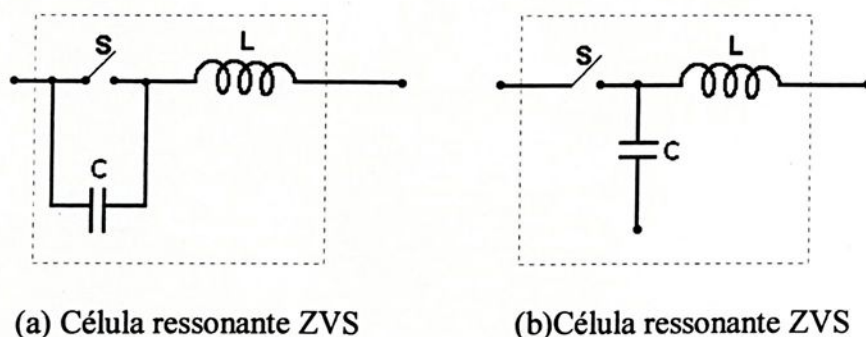


Figura 2.2 – Células de comutação ZVS.

Esta técnica elimina os efeitos da capacitância parasita de junção, na entrada em condução, possibilitando a operação em frequências superiores à da técnica ZCS.

### 2.3 – Uma Nova Técnica de Comutação Não-Dissipativa

Em conversores com potências em torno de 1kW e acima, para correntes elevadas nos interruptores ativos (comandados), os interruptores do tipo IGBTs são preferidos (1998), quando comparados aos MOSFETs de potência. Isto devido possuírem perdas em condução muito menores (quanto maior a tensão suportável pelos MOSFETs, maior será sua resistência em condução ( $R_{ds_{con}}$ ), portanto maiores perdas em condução)[1]. Entretanto, para elevadas potências os IGBTs operam com frequências inferiores aos MOSFETs. Portanto, algumas técnicas de comutação não-dissipativa tem sido estudadas, possibilitando a aplicação dos IGBTs em frequências mais elevadas, favorecendo o aumento da densidade de potência e a conseqüente redução de peso e volume.

Os IGBTs de quarta geração podem operar com frequências de até 200kHz em condições de comutação não-dissipativa [2]. Em condições de comutação dissipativa o IGBT opera tipicamente com frequência de até 25kHz.

Devido às perdas de comutação pela presença da corrente de cauda (“tail current”), que ocorre durante o processo de bloqueio, a escolha da frequência de operação do transistor IGBT dependerá das condições da comutação dissipativa ou não-dissipativa (“Hard Commutation ou Soft Commutation”) e da potência processada.

Por natureza, os IGBTs apresentam menores tempos de comutação do que os transistores bipolares de potência (BPT–Bipolar Power Transistors), porém, maiores do que aqueles apresentados pelos MOSFETs de potência.

Devidos os diversos fatores citados acima, para os IGBTs, recomenda-se a comutação do tipo ZCS [3].

A comutação ZCS elimina as perdas no bloqueio, assim como os problemas com o redisparo do IGBT durante a presença ainda da corrente de cauda, principalmente para aplicações em elevadas potências e elevadas frequências de operação, aliviando portanto os

esforços que poderiam levar o componente a violar a região de segurança de polarização reversa (RSBOA-reverse safe bias operation area), com conseqüente ruptura do mesmo [3].

Uma nova célula de comutação não-dissipativa do tipo ZCS e modulação com frequência constante (PWM), foi desenvolvida e apresentada por [4], com o objetivo de eliminar os problemas referentes à técnica convencional ZCS [5], quais sejam: modulação em frequência, elevado nível de energia reativa em circulação e elevadas perdas em condução.

A nova célula de comutação ZCS-PWM apresentada em [4] e reproduzida na Figura 2.3, proporciona aplicações em potências em torno de 1kW e acima, com elevado rendimento, comutações totalmente não-dissipativas e modulação com frequência constante, sem os problemas de recuperação reversa de diodos na entrada em condução do interruptor principal.

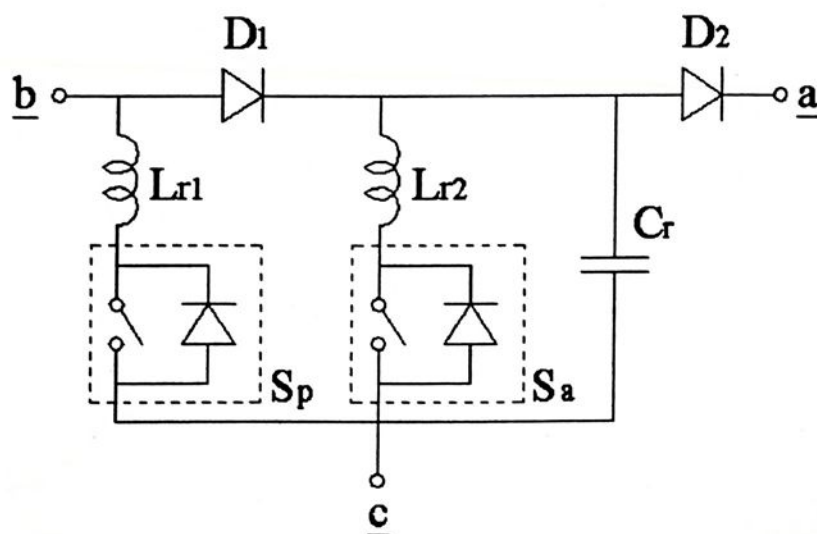


Figura 2.3 - Nova célula de comutação ZCS-PWM proposta em [4].

A célula acima é formada por dois interruptores bidirecionais em corrente  $S_p$  e  $S_a$ , dois diodos  $D_1$  e  $D_2$ , dois indutores ressonantes  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$  e um capacitor ressonante  $C_r$ .  $S_p$  é o interruptor principal e  $S_a$  o auxiliar, de reduzido valor de corrente média, empregado para oferecer condições de comutação não-dissipativa com frequência constante para o interruptor principal.

Assim é obtida a síntese dos conversores CC/CC básicos (Buck, Boost, Buck-Boost, Cuk, Sepic e Zeta) em função de se associar entre os nós a e c um elemento com características

de fonte de tensão, entre os nós **b** e **c** com características de fonte de corrente e ao nó **b** um elemento com características de fonte de corrente.

Para operação como abaixador de tensão poderiam ser aplicados os conversores Buck-boost,  $\text{Cuk}$ , Sepic, e Zeta. Dentre estes, os conversores  $\text{Cuk}$  [9] e Sepic [8] por possuírem características de fonte de corrente na entrada, são melhores adaptados para a aplicação CA/CC quando da aplicação de técnicas para emulação de elevado fator de potência e operação no modo de condução contínua.

Entretanto, o conversor  $\text{Cuk}$  além de apresentar maior complexidade para implementação, possui característica de inversão instantânea de polaridade de tensão na carga. Desta forma, este trabalho analisa o conversor Sepic, operando em condução contínua e aplicado à correção ativa do fator de potência na conversão CA/CC.



### 3. - UM NOVO CONVERSOR CC/CC ZCS-PWM SEPIC NO MODO DE CONTROLE POR VALORES DE PICO.

Com o objetivo de verificar as características atribuídas a esta nova família de conversores com comutação do tipo ZCS e modulação com frequência constante (PWM), citada no item 2.3, apresenta-se neste item um novo conversor Sepic abaixador de tensão CC/CC, com comutação não-dissipativa do tipo ZCS-PWM, obtido através de síntese da célula de comutação proposta, conforme figura 3.1.

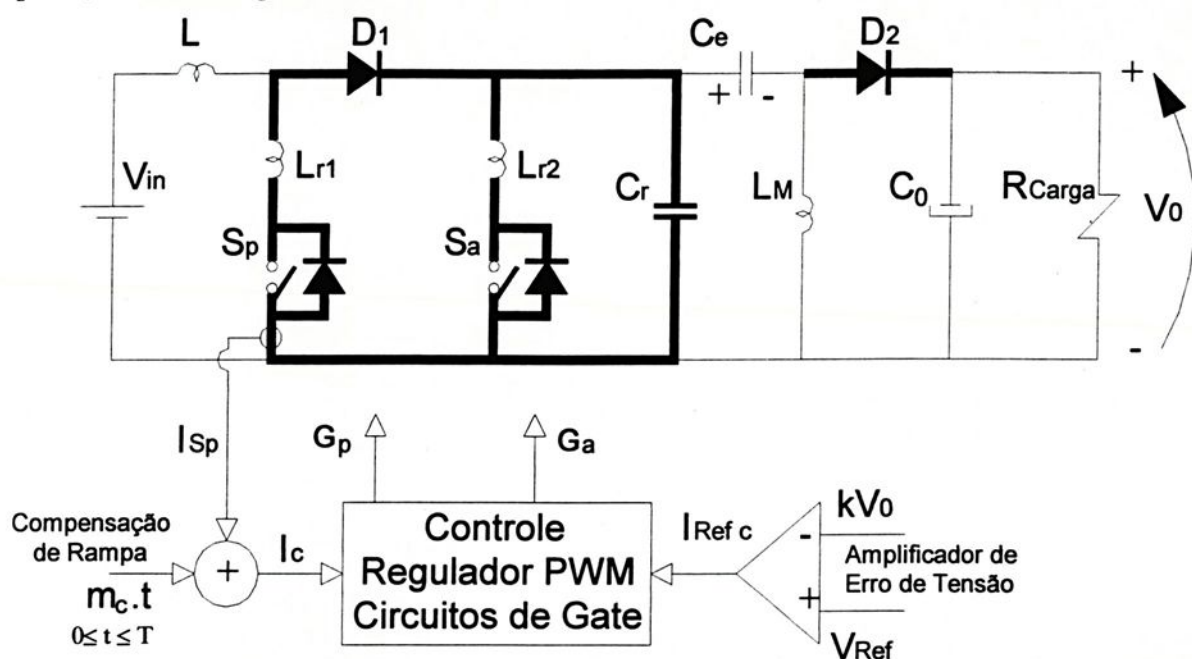


Figura 3.1 - Um novo conversor abaixador de tensão CC/CC ZCS-PWM Sepic, controlado por corrente de pico.

De acordo com [13], para o conversor Sepic operando como abaixador de tensão, não há necessidade da compensação de rampa para operação estável do conversor e o controle torna-se mais simples, impondo-se apenas a corrente de pico através de  $S_p$ .

Verifica-se ainda que o novo conversor proposto na Figura 3.1, apresenta condições para isolação a partir de  $L_M$ , sendo esta uma importante característica deste conversor.

### 3.1 – Formas De Onda.

Para simplificar a análise, considera-se a ausência de ripple (ondulação) na corrente através do indutor, ou seja, a fonte de tensão  $V_{in}$  associada à  $L$  podem ser analisadas como uma fonte de corrente constante  $I_{in}$ , durante um período genérico de funcionamento.

Além disso, considera-se que  $C_o$  é tal que a saída possa ser considerada como numa fonte de tensão constante  $V_o$ .

Observa-se entretanto que para análise da técnica de controle por corrente de pico, deveremos considerar a ondulação de corrente através de  $L$ , para as análises da estabilidade[12,17].

Considera-se ainda que o capacitor de acumulação seja representado por uma fonte de tensão constante igual à  $V_{Ce}$ , assim como,  $L_M$  representada por uma fonte de corrente constante e igual à  $I_M$ .

Na Figura 3.2 estão representadas as formas de onda relevantes, obtidas pela análise do conversor em estudo.

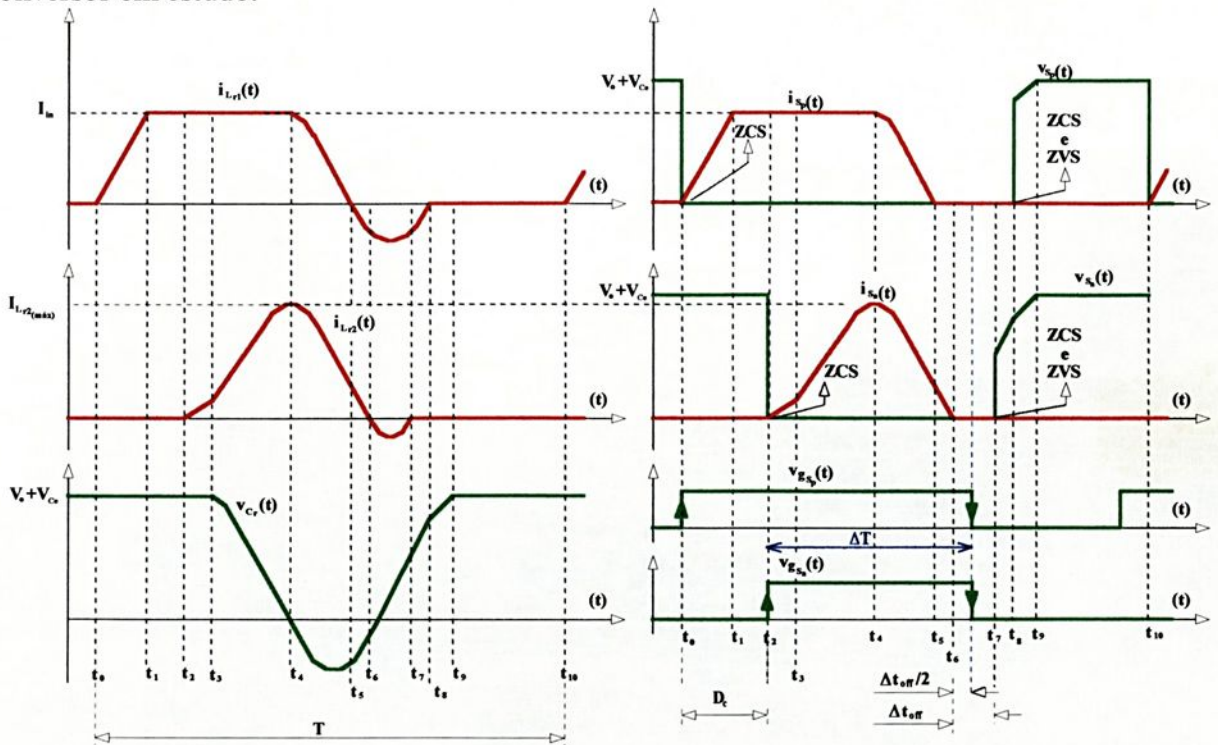


Figura 3.2 – Principais formas de onda teóricas obtidas.

Verifica-se na Figura 3.2 que as comutações tanto para  $S_p$  quanto para  $S_a$  são não dissipativas e do tipo sob corrente nula (ZCS) tanto na entrada em condução quanto durante o bloqueio. Observa-se ainda que a figura encontra-se estilizada e que portanto, o intervalo de ressonância, é apenas uma pequena fração do período de funcionamento  $T$ .

Adicionalmente, observa-se que a corrente através de  $S_p$  ( $I_{in}$ ) é menor do que aquela no conversor Sepic convencional ( $I_{in}+I_M$ ), propiciando a redução das perdas em condução e operação com elevado rendimento em larga faixa de variação de carga, como se verificará nos resultados experimentais deste trabalho.

Portanto, com comutações não dissipativas e menores perdas em condução, este conversor poderá resultar mais compacto e com maior densidade de potência, para as mesmas condições de projeto, do que o conversor Sepic convencional com comutação dissipativa.

### 3.2 - Análise e Funcionamento

#### (a) 1ª Etapa, intervalo ( $t_0, t_1$ )

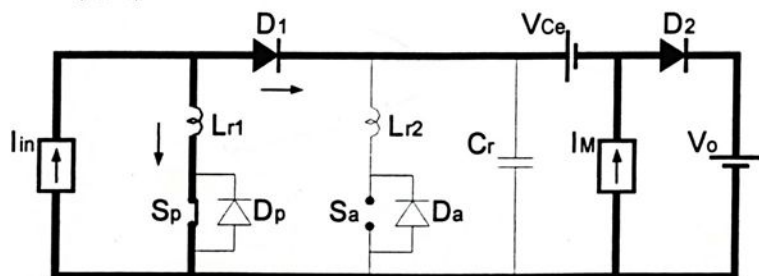


Figura 3.3 - Intervalo ( $t_0, t_1$ ).

Condições iniciais:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t_0) &= 0 \\ i_{Lr2}(t_0) &= 0 \\ V_{Cr}(t_0) &= V_0 + V_{Ce} \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

Em  $t=t_0$ ,  $S_p$  é comandado para a condução com corrente nula (ZCS) devido a presença de  $L_{r1}$ . A corrente em  $L_{r1}$  evolui linearmente até  $I_{in}$ , logo temos que:

$$i_{Lr1}(t) = \frac{V_0 + V_{Ce}}{L_{r1}} \cdot t \quad (3.2)$$

Sendo que:

$$\Delta t_1 = (t_1 - t_0) \quad (3.3)$$

Logo:

$$\Delta t_1 = \frac{I_{in}}{V_0 + V_{Ce}} \cdot L_{r1} \quad (3.4)$$

Define-se, para normalização do estudo, as seguintes variáveis:

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_{r1} \cdot C_r}} = \sqrt{\beta} \cdot \omega_{02} \quad (3.5)$$

$$\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_{r2} \cdot C_r}} \quad (3.6)$$

$$\beta = \frac{L_{r2}}{L_{r1}} \quad (3.7)$$

$$\alpha_1 = \frac{I_{in}}{(V_0 + V_{Ce})} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (3.8)$$

$$\alpha_2 = \frac{I_0}{(V_0 + V_{Ce})} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (3.9)$$

Onde:

$I_0$  = corrente média na carga

$$L_{r2} \leq L_{r1}$$

Portanto, pode-se reescrever (3.4) da seguinte forma:

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha_1}{\beta \cdot \omega_{02}} \quad (3.10)$$

Sendo que em  $t_1$ ,  $D_1$  é levado à condição de bloqueio com corrente nula, encerrando-se a primeira etapa de funcionamento.

(b) 2ª Etapa, intervalo  $(t_1, t_2)$

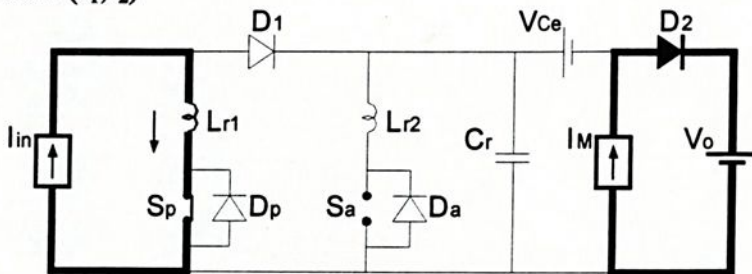


Figura 3.4 - Intervalo  $(t_1, t_2)$ .

Condições iniciais:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t_1) &= I_{in} \\ i_{Lr2}(t_1) &= 0 \\ i_{D2}(t_1) &= I_M \\ V_{Cr}(t_1) &= V_0 + V_{Ce} \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

Nesta etapa  $S_p$  permanece conduzindo, portanto, em  $t=t_2$  tem-se que:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t_1) &= I_{in} \\ i_{Lr2}(t_1) &= 0 \\ i_{D2}(t_1) &= I_M \\ V_{Cr}(t_1) &= V_0 + V_{Ce} \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

Durante este intervalo não ocorrem mudanças nas variáveis de estado do conversor. O intervalo de tempo desta etapa é definido por:

$$\Delta t_2 = D_c \cdot T - \Delta t_1 \quad (3.13)$$

$$\text{Sendo:} \quad T = \frac{1}{f_s} \quad (3.14)$$

$D_c$ : razão cíclica de comando;

$T$ : período de chaveamento;

$f_s$ : frequência de chaveamento.

O intervalo de tempo da segunda etapa,  $\Delta t_2 = t_2 - t_1$ , será uma variável de controle para o conversor.

No final da etapa, ou seja,  $t=t_2$   $S_a$  é comandado para a condução com corrente nula (ZCS), graças mais uma vez à presença de  $L_{r2}$ .

### (c) 3ª Etapa, intervalo $(t_2, t_3)$

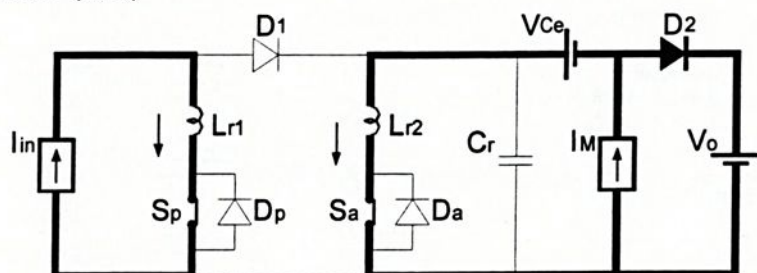


Figura 3.5 - Intervalo  $(t_2, t_3)$ .

Inicia-se quando em  $t = t_2$ , o interruptor  $S_a$  é comandado para a condução com corrente nula (ZCS). Desta forma ocorre a carga linear do indutor  $L_{r2}$ , dada por:

$$i_{Lr2}(t) = \frac{V_0 + V_{ce}}{L_{r2}} \cdot t \quad (3.15)$$

A corrente em  $L_{r2}$  evolui de forma linear até que em  $t = t_3$ :

$$i_{Lr2}(t_3) = I_M \quad (3.16)$$

Partindo das equações (3.15) e (3.16), tem-se o intervalo de tempo desta etapa:

$$\Delta t_3 = (t_3 - t_2) \quad (3.17)$$

$$\Delta t_3 = \frac{I_M}{V_0 + V_{ce}} \cdot L_{r2} \quad (3.18)$$

Sendo que para o conversor Sepic, pode-se considerar que:  $I_M = I_0$  [8]. Assim,

$$\Delta t_3 = \frac{\alpha_2}{\omega_{02}} \quad (3.19)$$

Em  $t = t_3$ , o indutor  $L_{r2}$  assumirá toda a corrente da fonte  $I_M$  e o diodo  $D_2$  é então bloqueado.

Em  $t = t_3$ , a corrente através de  $D_2$  é nula, ocorrendo seu bloqueio. Temos as seguintes condições finais para esta etapa:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t_3) &= I_{in} \\ i_{Lr2}(t_3) &= I_M \\ i_{D1}(t_3) &= 0 \\ i_{D2}(t_3) &= 0 \\ V_{cr}(t_3) &= V_0 + V_{ce} \end{aligned} \right\} \quad (3.20)$$

(d) 4ª Etapa, intervalo  $(t_3, t_4)$

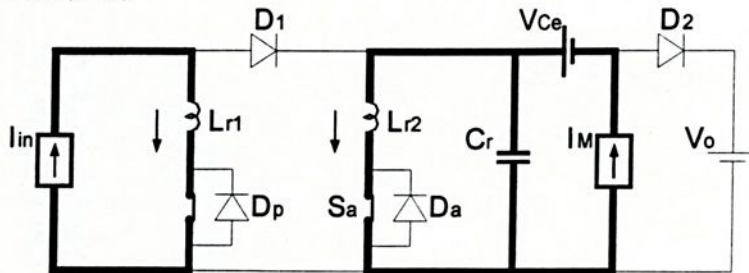


Figura 3.6 - Intervalo  $(t_3, t_4)$ .

Com o bloqueio de  $D_2$  a tensão em  $C_r$  evolui de forma ressonante com  $L_{r2}$ , seguindo as seguintes equações:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t) &= I_{in} \\ i_{Lr2}(t) &= (V_0 + V_{Ce}) \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_{r2}}} \cdot \text{sen}(\omega_{02} \cdot t) + I_M \\ v_{Cr}(t) &= (V_0 + V_{Ce}) \cdot \text{cos}(\omega_{02} \cdot t) \end{aligned} \right\} \quad (3.21)$$

Em  $t = t_4$  tem-se a descarga total de  $C_r$  e  $D_1$  entra em condução com tensão nula (ZVS).

Logo:

$$\Delta t_4 = \frac{\pi}{2 \cdot \omega_{02}} \quad (3.22)$$

A corrente através de  $L_{r2}$  em  $t = t_4$  será:

$$i_{Lr2}(t_4) = I_{Lr2 \text{ máx}} = I_4 = (V_0 + V_{Ce}) \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_{r2}}} + I_M \quad (3.23)$$

ou: 
$$I_4 = I_0 \left( 1 + \frac{1}{\alpha_2} \right) \quad (3.24)$$

Logo teremos as seguintes condições finais para esta etapa:

$$\left. \begin{aligned} v_{Cr}(t_4) &= 0 \\ i_{Lr1}(t_4) &= I_{in} \\ i_{Lr2}(t_4) &= i_{Lr2 \text{ máx}} = I_4 \end{aligned} \right\} \quad (3.25)$$

(e) 5ª Etapa, intervalo  $(t_4, t_5)$

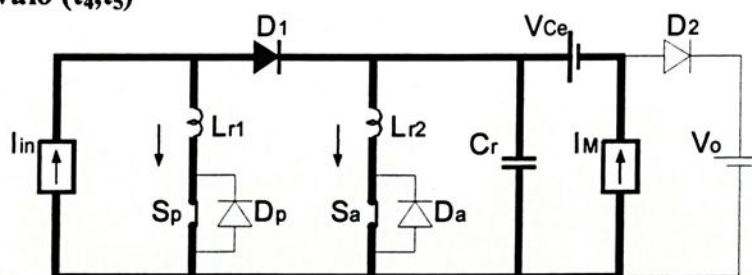


Figura 3.7 - Intervalo  $(t_4, t_5)$ .

As correntes em  $L_{r2}$  e  $L_{r1}$  evoluem de forma ressonante com  $C_r$ , começam a decrescer de forma ressonante, com  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$  associados em paralelo.

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t) &= I_{in} \left[ 1 + \frac{\beta}{\alpha_1 \cdot (1 + \beta)} \cdot (\text{cos}(\omega_{0eq} \cdot t) - 1) \right] \\ i_{Lr2}(t) &= \frac{I_M}{\alpha_2} \left[ \frac{1}{(1 + \beta)} \cdot (\text{cos}(\omega_{0eq} \cdot t) - 1) + 1 + \alpha_2 \right] \\ v_{Cr}(t) &= -\frac{I_M}{\alpha_2} \cdot \sqrt{\frac{L_{req}}{C_r}} \cdot \text{sen}(\omega_{0eq} \cdot t) \end{aligned} \right\} \quad (3.26)$$

Assim, a ressonância se dá com a seguinte frequência angular equivalente:

$$\omega_{0eq} = \frac{1}{\sqrt{L_{req} \cdot C_r}} = \sqrt{1 + \beta} \cdot \omega_{02} \quad (3.27)$$

Sendo: 
$$L_{req} = \frac{L_{r1} L_{r2}}{L_{r1} + L_{r2}} \quad (3.28)$$

Ao final da etapa, em  $t = t_5$ , tem-se que a corrente em  $L_{r1}$  se anula e então, pode-se calcular o intervalo de tempo da quinta etapa:

$$i_{Lr1}(t_5) = 0 \quad (3.29)$$

$$\Delta t_5 = \frac{1}{\omega_{0eq}} \cdot \arccos\left(1 - \frac{\alpha_1 \cdot (1 + \beta)}{\beta}\right) \quad (3.30)$$

$$i_{Lr2}(t_5) = I_5 = \frac{I_M}{\alpha_2 \beta} \cdot [\beta \cdot (1 + \alpha_2) - \alpha_1] \quad (3.31)$$

$$v_{Cr}(t_5) = V_5 = -\frac{(V_0 + V_{Ce})}{\beta} \cdot \sqrt{\alpha_1 \cdot (2\beta - \alpha_1 \cdot (1 + \beta))} \quad (3.32)$$

De (3.30) e (3.31), tem-se as seguintes restrições para os parâmetros utilizados:

$$\alpha_1 < \frac{2\beta}{(1 + \beta)} \quad (3.33)$$

e,

$$\alpha_1 < \beta \cdot (1 + \alpha_2) \quad (3.34)$$

#### (f) 6ª Etapa, intervalo $(t_5, t_6)$

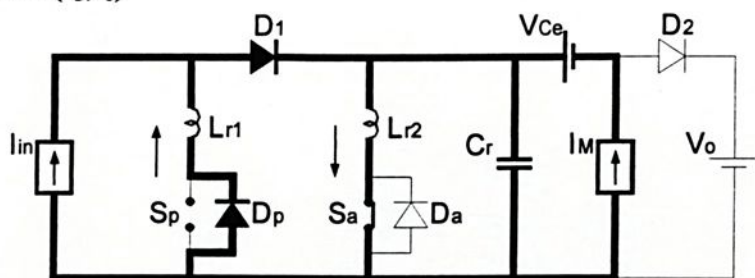


Figura 3.8 - Intervalo  $(t_5, t_6)$ .

As correntes em  $L_{r2}$  e  $L_{r1}$  continuam evoluindo de forma ressonante com  $C_r$ .

A corrente no ramo de  $L_{r1}$  flui agora pelo diodo em anti-paralelo com  $S_p$ . As equações que descrevem a evolução das variáveis de estado continuam sendo as mesmas do estágio anterior, ou sejam, as equações (3.26).

Em  $t = t_6$ , ao fim da etapa, tem-se a seguinte condição para determinação do intervalo de tempo da mesma:

$$i_{Lr2}(t_6) = 0$$

Logo, observando a equação de  $i_{Lr2}$  em (3.26), tem-se que:

$$t_6 = \frac{1}{\omega_{0eq}} \cdot \arccos[-\beta - \alpha_2 \cdot (1 + \beta)] \quad (3.35)$$

De (3.35), tem-se que:  $\alpha_2 < \frac{1 - \beta}{1 + \beta}$  (3.36)

Sendo por definição:

$$\Delta t_6 = t_6 - t_5 \quad (3.37)$$

Com (3.30) e (3.35) em (3.37), tem-se:

$$\Delta t_6 = \frac{1}{\omega_{0eq}} \cdot \left\{ \arccos\{-[\beta + \alpha_2 \cdot (1 + \beta)]\} - \arccos\left[1 - \alpha_1 \cdot \frac{(1 + \beta)}{\beta}\right] \right\} \quad (3.38)$$

Das equações da corrente em  $L_{r1}$  e da tensão em  $C_r$ , tem-se:

$$i_{Lr1}(t_6) = I_6 = I_{in} \left[ 1 - \frac{\beta}{\alpha_1} \cdot (\alpha_2 + 1) \right] \quad (3.39)$$

$$v_{Cr}(t_6) = V_6 = -(V_0 - V_{Ce}) \cdot \sqrt{(1 - \beta) - \alpha_2 \cdot [2 \cdot \beta + \alpha_2 \cdot (1 + \beta)]} \quad (3.40)$$

Em  $t = t_6$ , com a inversão de  $i_{Lr2}$ , o diodo em anti-paralelo com a chave auxiliar  $S_a$  ( $D_a$ ) entra em condução, tendo-se que:

$$\left. \begin{array}{l} i_{Lr2}(t_6) = 0 \\ i_{Lr1}(t_6) = I_6 \\ V_{Cr}(t_6) = V_6 \end{array} \right\} \quad (3.41)$$

(g) 7ª Etapa, intervalo ( $t_6, t_7$ )

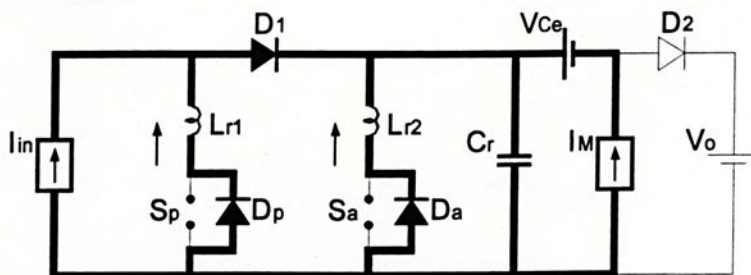


Figura 3.9 - Intervalo ( $t_6, t_7$ ).

Com a inversão das correntes em  $L_{r2}$  e  $L_{r1}$  durante este intervalo, os interruptores  $S_p$  e  $S_a$  são bloqueados de forma ZCS e ZVS. As equações que descrevem a evolução das variáveis de estado continuam sendo as mesmas da quinta etapa, ou sejam, as equações (3.26).

Em  $t = t_7$ , a corrente em  $L_{r2}$ , que oscila de forma ressonante, novamente se anula, logo:

$$\omega_{0eq} \cdot t_6 + \omega_{0eq} \cdot t_7 = 2\pi \quad (3.42)$$

$$t_7 = \frac{2\pi}{\omega_{0eq}} - t_6 \quad (3.43)$$

Sendo:  $\Delta t_7 = t_7 - t_6$

$$\text{Então: } \Delta t_7 = \frac{2}{\omega_{0eq}} \left\{ \pi - \arccos \left[ -(\beta + \alpha_2 \cdot (1 + \beta)) \right] \right\} \quad (3.44)$$

Das equações da corrente em  $L_{r1}$  e da tensão em  $C_r$  em (3.26) e com (3.44):

$$i_{Lr1}(t_7) = I_7 = I_{in} \left[ 1 - \frac{\beta}{\alpha_1} \cdot (1 + \alpha_2) \right] \quad (3.45)$$

$$v_{Cr}(t_7) = V_7 = (V_0 + V_{Ce}) \cdot \sqrt{(1 - \beta) - \alpha_2 \cdot [2\beta + \alpha_2 \cdot (1 + \beta)]} \quad (3.46)$$

Com a anulação de  $i_{Lr2}$ , o diodo  $D_a$  se bloqueia retirando o ramo de  $L_{r2}$  do circuito, encerrando-se esta etapa.

#### (h) 8ª Etapa, intervalo $(t_7, t_8)$

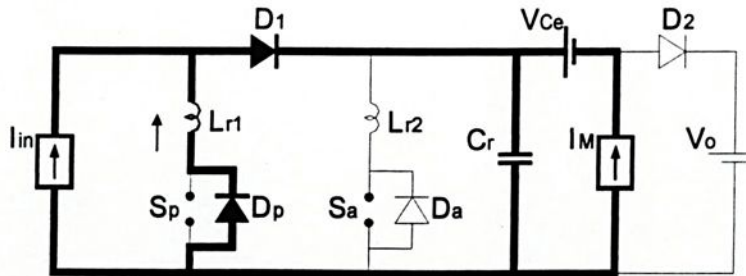


Figura 3.10 - Intervalo  $(t_7, t_8)$ .

As equações desta etapa são representadas por (3.47) e (3.49).

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(t) &= \frac{I_{in}}{\alpha_1} \left\{ \begin{aligned} &\sqrt{\beta} \cdot \sqrt{(1 - \beta) - \alpha_2 \cdot [2\beta + \alpha_2 \cdot (1 + \beta)]} \cdot \text{sen}(\omega_{01} \cdot t) \cdots \\ &- [\alpha_2 + \beta \cdot (1 + \alpha_2)] \cdot \text{cos}(\omega_{01} \cdot t) + (\alpha_1 + \alpha_2) \cdots \\ &\sqrt{\beta} \cdot V_R \cdot \text{sen}(\omega_{01} \cdot t) \end{aligned} \right\} \\ i_{Lr2}(t) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.47)$$

$$v_{Cr}(t) = (V_0 + V_{Ce}) \cdot \left\{ \begin{array}{l} \sqrt{(1-\beta) - \alpha_2 \cdot [2\beta + \alpha_2 \cdot (1+\beta)]} \cdot \cos(\omega_{01} \cdot t) \cdots \\ + \left[ \frac{\alpha_2}{\sqrt{\beta}} + \sqrt{\beta} \cdot (1 + \alpha_2) \right] \cdot \text{sen}(\omega_{01} \cdot t) \end{array} \right\} + V_{Ce} (\cos(\omega_{01} \cdot t) - 1) \quad (3.48)$$

Adotando-se que:

$$\left. \begin{array}{l} V_R = \frac{V_{Ce}}{V_{Ce} + V_0} \\ X = \sqrt{(-\alpha_2 - \alpha_2 \beta + 1 - \beta) \cdot (\alpha_2 + 1)} \end{array} \right\} \quad (3.49)$$

A corrente em  $L_{r1}$  evolui de forma ressonante com  $C_r$ , até que em  $t=t_8$  se anula, Assim:

$$\Delta t_8 = \frac{2}{\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta}} \cdot \arctan \left\{ \frac{\sqrt{2\beta \cdot X \cdot V_R + \beta(1 + V_R^2) + \alpha_2 \beta(2 + \alpha_2) - \alpha_1(\alpha_1 + 2\alpha_2)} \cdots}{2\alpha_2 + \beta \cdot [1 + \alpha_2] + \alpha_1} \right\} \quad (3.50)$$

Temos as seguintes condições finais para esta etapa:

$$\left. \begin{array}{l} i_{Lr1}(t_8) = 0 \\ i_{Lr2}(t_8) = 0 \\ V_{Cr}(t_8) = V_8 \end{array} \right\} \quad (3.51)$$

Portanto,

$$v_{Cr}(t_8) = V_8 = \left\{ \begin{array}{l} (V_0 + V_{Ce}) \cdot \left[ \begin{array}{l} \sqrt{1 - \beta - \alpha_2(2\beta + \alpha_2 \cdot (1 + \beta))} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \cdots \\ + \frac{1}{\sqrt{\beta}} (\alpha_2 + \beta \cdot (1 + \alpha_2)) \cdot \text{sen}(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \end{array} \right] + \cdots \\ V_{Ce} \cdot [\cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) - 1] \end{array} \right\} \quad (3.52)$$

Com a corrente  $i_{Lr1}$  se anulando em  $t = t_8$ , o diodo  $D_p$  se bloqueia e o ramo de  $L_{r1}$  é retirado do circuito, encerrando-se esta etapa.

(i) 9ª Etapa, intervalo  $(t_8, t_9)$

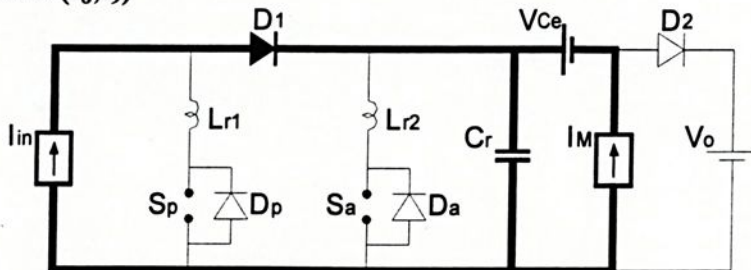


Figura 3.11 - Intervalo  $(t_8, t_9)$ .

Nesta etapa ocorre a carga linear de  $C_r$  com corrente constante  $(I_{in} + I_M)$ :

$$\left. \begin{array}{l} i_{Lr1}(t) = 0 \\ i_{Lr2}(t) = 0 \\ v_{Cr}(t) = V_8 + \frac{I_{in} + I_M}{C_r} \cdot t \end{array} \right\} \quad (3.53)$$

Em  $t = t_9$ , tem-se que  $V_{Cr}(t_9) = V_0 + V_{Ce}$ , logo:

$$\Delta t_9 = \frac{(V_0 + V_{Ce}) - V_8}{I_{in} + I_M} \cdot C_r$$

Assim,

$$\Delta t_9 = \frac{1}{\omega_{02} \cdot (\alpha_1 + \alpha_2)} \left[ \begin{array}{l} 1 - \sqrt{1 - \beta - \alpha_2(2\beta + \alpha_2(1 + \beta))} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \cdots \\ - \frac{1}{\sqrt{\beta}} (\alpha_2 + \beta(1 + \alpha_2)) \cdot \text{sen}(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \cdots \\ - V_R \cdot [\cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) - 1] \end{array} \right] \quad (3.54)$$

Desta forma, em  $t = t_9$  o diodo  $D_2$  entra em condução com tensão nula, tendo-se as seguintes condições no final desta etapa:

$$\left. \begin{array}{l} i_{Lr1}(t_9) = 0 \\ i_{Lr2}(t_9) = 0 \\ V_{Cr}(t_9) = V_0 + V_{Ce} \end{array} \right\} \quad (3.55)$$

**(j) 10ª Etapa, intervalo  $(t_9, t_{10})$**

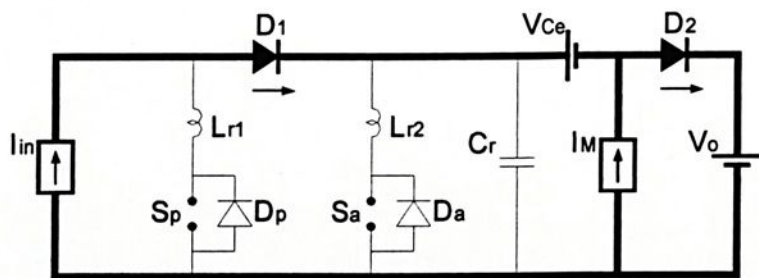


Figura 3.12 - Intervalo  $(t_9, t_{10})$ .

Esta é a principal etapa de transferência de potência para a carga, permanecendo as variáveis de estado inalteradas até que  $S_p$  novamente seja comandado para um novo período de funcionamento. Logo, em  $t = t_{10}$ , temos que:

$$\left. \begin{array}{l} V_{Cr}(t_{10}) = V_0 + V_{Ce} \\ i_{Lr1}(t_{10}) = 0 \\ i_{Lr2}(t_{10}) = 0 \\ i_{D1}(t_{10}) = I_{in} \\ i_{D2}(t_{10}) = I_{in} + I_M \end{array} \right\} \quad (3.56)$$

O intervalo de tempo da décima etapa é definido como:

$$\Delta t_{10} = T \cdot (1 - D_c) - \sum_{i=3}^9 \Delta t_i \quad (3.57)$$

Portanto, substituindo-se os  $\Delta t_i$  calculados, tem-se:

$$\Delta t_{10} = \left\{ \begin{array}{l} T(1 - D_c) \cdots \\ \left[ \begin{array}{l} \alpha_2 + \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\sqrt{1+\beta}} [2\pi - \arccos(-\beta - \alpha_2 \cdot (1 + \beta))] \cdots \\ -\frac{1}{\omega_{02}} + \frac{2}{\sqrt{\beta}} \cdot \arctan \left\{ \frac{\sqrt{2\beta X V_R + \beta(1 + V_R^2) + \alpha_2 \beta(2 + \alpha_2) - \alpha_1(\alpha_1 + 2\alpha_2)} \cdots}{-\sqrt{\beta} \cdot (X + V_R)} \right. \\ \left. \frac{2\alpha_2 + \beta[1 + \alpha_2] + \alpha_1}{2\alpha_2 + \beta[1 + \alpha_2] + \alpha_1} \right\} \cdots \\ + \frac{1}{(\alpha_1 + \alpha_2)} \left[ \begin{array}{l} 1 - \sqrt{1 - \beta - \alpha_2(2\beta + \alpha_2 \cdot (1 + \beta))} \cdot \cos(\omega_{02} \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \cdots \\ -\frac{1}{\sqrt{\beta}} (\alpha_2 + \beta \cdot (1 + \alpha_2)) \cdot \text{sen}(\omega_{02} \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \cdots \\ -V_R \cdot [\cos(\omega_{02} \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) - 1] \end{array} \right] \end{array} \right\} \cdots \quad (3.58)$$

### 3.2.1 - Determinação de $V_{ce}$

A tensão média no capacitor de acumulação  $C_e$  tem o mesmo valor da tensão média no capacitor de ressonância  $C_r$ . Desta forma, podemos determinar seu valor a partir da equação (3.59).

$$V_{ce} = V_{C_r \text{ médio}} = \frac{1}{T} \int_0^{\Delta t_i} \left( \sum_{i=1}^{10} v_{C_{ri}}(t) \right) dt \quad (3.59)$$

Sendo:

$V_{C_{ri}}(t)$  a equação da tensão em  $C_r$ , na etapa genérica  $i$ .

### 3.2.2 - Ganho Estático

O ganho estático do conversor em estudo é definido como:

$$q = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_o} \quad (3.60)$$

Sendo:

$V_{in}$ : valor médio da tensão de entrada;

$V_0$ : valor médio da tensão na carga;

$I_{in}$ : valor médio da corrente de entrada;

$I_0$ : valor médio da corrente através da carga.

A corrente média através da carga é obtida a partir da equação (3.61):

$$I_0 = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{\Delta t_1} (I_{in} + I_M - i_{Lr1}(t)) dt + \int_0^{\Delta t_2} I_M dt + \int_0^{\Delta t_3} (I_M - i_{Lr2}(t)) dt + \int_0^{\Delta t_{I_0}} (I_{in} + I_M) dt \right] \quad (3.61)$$

Portanto;

$$I_0 = I_M \left[ \frac{f}{2\pi} \left( \frac{\alpha_2}{2} - K \right) + 1 \right] + I_{in} \left[ \frac{f}{2\pi} \left( \frac{\alpha_1}{2\beta} - K + (1 - D_c) \right) \right] \quad (3.62)$$

Sendo:

$$I_{in} = I_0$$

e,

$$Z_1 = \left\{ \begin{array}{l} \alpha_2 + \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\sqrt{1+\beta}} [2\pi - \arccos(-\beta - \alpha_2(1+\beta))] \dots \\ + \frac{2}{\sqrt{\beta}} \cdot \arctan \left\{ \frac{\sqrt{2\beta X V_R + \beta(1+V_R^2) + \alpha_2\beta(2+\alpha_2) - \alpha_1(\alpha_1 + 2\alpha_2)} \dots}{-\sqrt{\beta} \cdot (X + V_R)} \right. \\ \left. \frac{2\alpha_2 + \beta[1+\alpha_2] + \alpha_1}{\dots} \right\} \dots \\ + \frac{1}{(\alpha_1 + \alpha_2)} \left[ \begin{array}{l} 1 - \sqrt{1 - \beta - \alpha_2(2\beta + \alpha_2(1+\beta))} \cdot \cos(\omega_{02} \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \dots \\ - \frac{1}{\sqrt{\beta}} (\alpha_2 + \beta(1 + \alpha_2)) \cdot \text{sen}(\omega_{02} \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \dots \\ - V_R [\cos(\omega_{02} \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) - 1] \end{array} \right] \end{array} \right\} \dots \quad (3.63)$$

Onde:

$$f = \frac{f_s}{f_0} \quad (3.64)$$

$$\omega_{02} = 2\pi \cdot f_{02} \quad (3.65)$$

Dessa forma, a partir de (3.59) e (3.62), obtém-se:

$$q = \frac{\left[ 1 - \frac{f}{2\pi} \left( \frac{\alpha_2}{2} - Z_1 \right) \right]}{1 - \left[ D_c - \frac{f}{2\pi} \left( \frac{\alpha_1}{2\beta} - Z_1 \right) \right]} \quad (3.66)$$

Na figura 3.13 apresentam-se alguns resultados teóricos para o ganho estático  $q$  em função da corrente de carga normalizada ( $\alpha_2$ ), tomando-se  $D_c$  e  $V_{Ce}$  como parâmetros, para determinados valores de  $\alpha_1$ ,  $f$  e  $\beta$ .

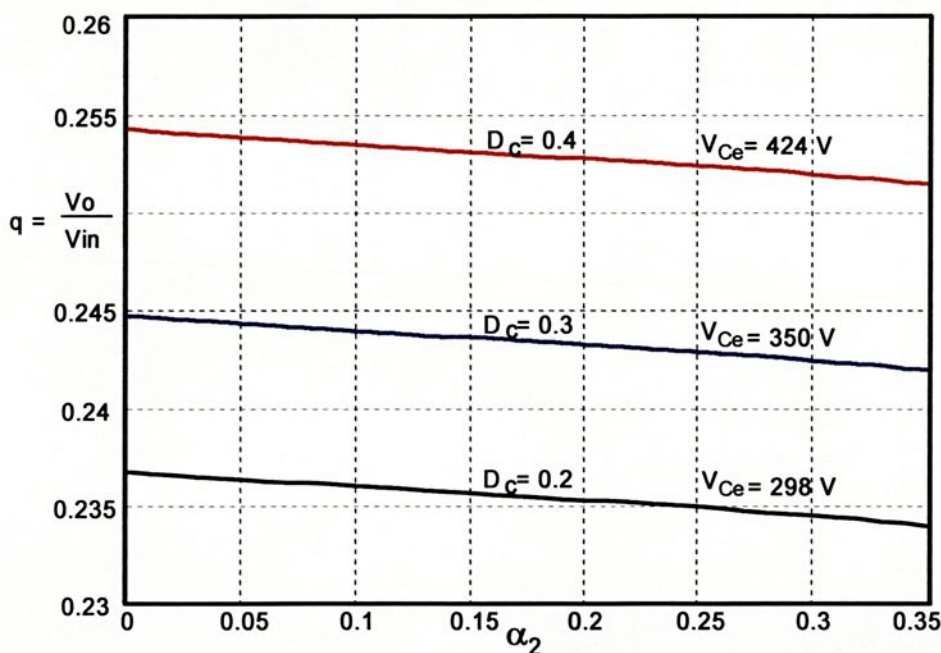


Figura 3.13 – Ganho estático teórico, considerando  $\alpha_1=0,101$ ,  $\beta=0,4$  e  $f=0,15$ .

Como se verifica na figura 3.13, quanto maior a relação de  $q$ , maior o valor para  $V_{Ce}$  e conseqüentemente maiores esforços de tensão nos semicondutores. Portanto, da análise, recomenda-se a operação como abaixador de tensão para  $q \leq \frac{1}{3}$ .

### 3.2.3 – Condições Para Operação com Comutação ZCS

Para que o conversor em estudo opere com comutação do tipo ZCS em ambos os interruptores, é importante que as restrições impostas pelas inequações (3.33), (3.34) e (3.36) sejam atendidas. Desta formas teremos o funcionamento da célula de comutação como descrito no item 3.2.

O intervalo de tempo destinado à comutação (bloqueio) de ambos os interruptores,  $\Delta t_{\text{off}}$ , é dado pela equação (3.68). Portanto, temos que o intervalo de tempo ( $\Delta T$ ), destinado ao controle do interruptor auxiliar  $S_a$  é dado pela equação (3.68).

$$\Delta t_{\text{off}} = \Delta t_7 = \frac{2}{\omega_{02} \cdot \sqrt{1+\beta}} \left\{ \pi - \arccos[-(\beta + \alpha_2 \cdot (1+\beta))] \right\} \quad (3.67)$$

Sendo,

$$\Delta T = \left\{ \sum_3^{i=7} \Delta t_i - \frac{\Delta t_7}{2} \right\} \quad (3.68)$$

Portanto,

$$\Delta T = \frac{1}{\omega_{02}} \cdot \left\{ \alpha_2 + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{\sqrt{1+\beta}} \right\} \quad (3.69)$$

Com o objetivo de minimizar a influência dos parâmetros ressonantes, e para que as etapas descritas anteriormente se sucedam, é necessário que  $\Delta t_{10} > 0$ . Logo, a inequação (3.70) deve ser atendida através da metodologia de projeto.

$$f < \frac{(1 - D_c) \cdot 2\pi}{\{Z_1\}} \quad (3.70)$$

Observa-se que para relações de  $f$  maiores, a influência da ressonância na características de ganho estático do conversor será também maior.

### 3.3 - Conversor CC/CC Sepic ZCS-PWM Controlado no Modo Corrente de Pico com Compensação de Rampa

O conversor Sepic em análise possui uma característica de ganho estático que permite sua operação como “elevador” ou “abaixador” de tensão, que em condução contínua é dada pela Equação (3.66).

#### 3.3.1 - Análise do Novo Conversor CC/CC ZCS-PWM Sepic com Controle por Corrente de Pico e Compensação de Rampa

Na Figura 3.1 apresenta-se o conversor CC/CC ZCS-PWM SEPIC controlado por corrente de pico imposta com compensação de rampa e frequência de chaveamento constante em análise, e na Figura 3.14 apresenta-se o circuito equivalente para análise da técnica de controle.

Portanto, para análise da técnica de controle, desconsidera-se os elementos ressonantes, uma vez que a ressonância será admitida, através de projeto, como uma perturbação mínima nas características estáticas e dinâmicas do conversor.

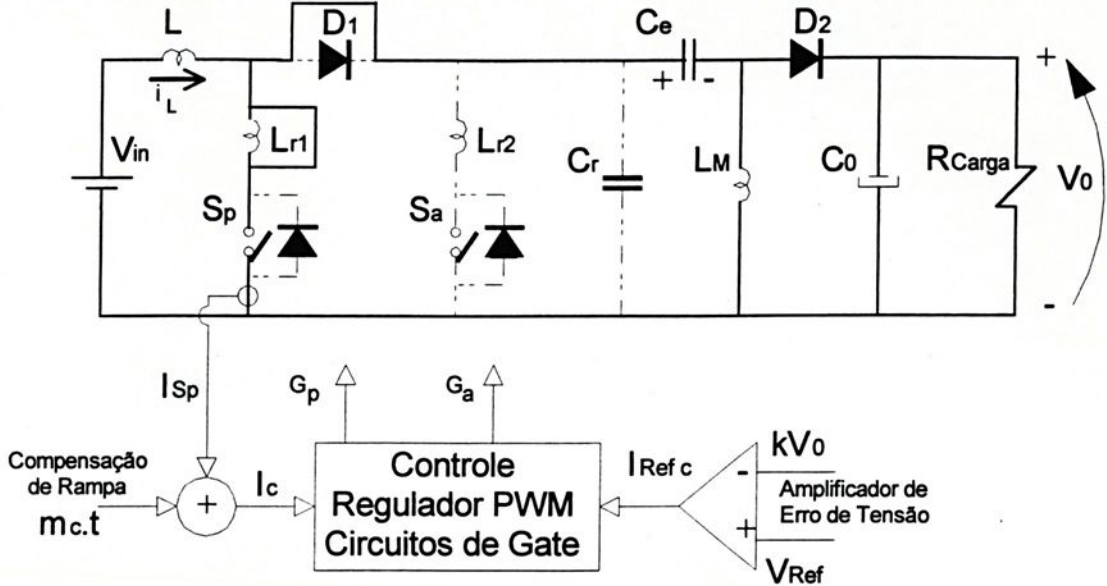


Figura 3.14 - Estrutura básica do conversor CC/CC PWM SEPIC com controle no modo corrente de pico e compensação de rampa, desconsiderando-se os elementos ressonantes.

Para simplificação da análise do conversor SEPIC, conforme Figura 3.14, operando com controle por corrente de pico, admi-ti-se que:

- todos os componentes são ideais;
- a ondulação de corrente através de  $L$  é não nula;
- o conversor opera em regime permanente, em condução contínua, com frequência de chaveamento ( $f_s$ ) constante;
- as tensões de entrada ( $V_{in}$ ) e de saída ( $V_o$ ) são constantes;
- o capacitor  $C_e$  pode ser substituído por uma fonte de tensão constante  $V_{ce}$ , com polaridade indicada na Figura 3.14;
- a corrente de pico de referência ( $I_{ref}$ ) é constante durante um período de funcionamento;
- os parâmetros ressonantes são ignorados, ou seja,  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$  admitidos curto-circuitados,  $C_r$  admitido aberto,  $S_a$  aberta e  $D_1$  curto-circuitado.

### 3.3.2 - Análise da Instabilidade em Malha Aberta

Analisando-se a corrente no indutor de entrada ( $i_L$ ), conforme Figura 3.14, admitindo-se uma perturbação inicial ( $\Delta I_1$ ), num determinado período de chaveamento ( $T$ ), para o conversor Sepic operando com razão cíclica superior a 50% (“modo elevador”), sem a devida compensação de rampa, verifica-se que a perturbação inicial tende a se amplificar nos próximos períodos de chaveamento, levando o conversor à instabilidade, conforme Figura 3.15.

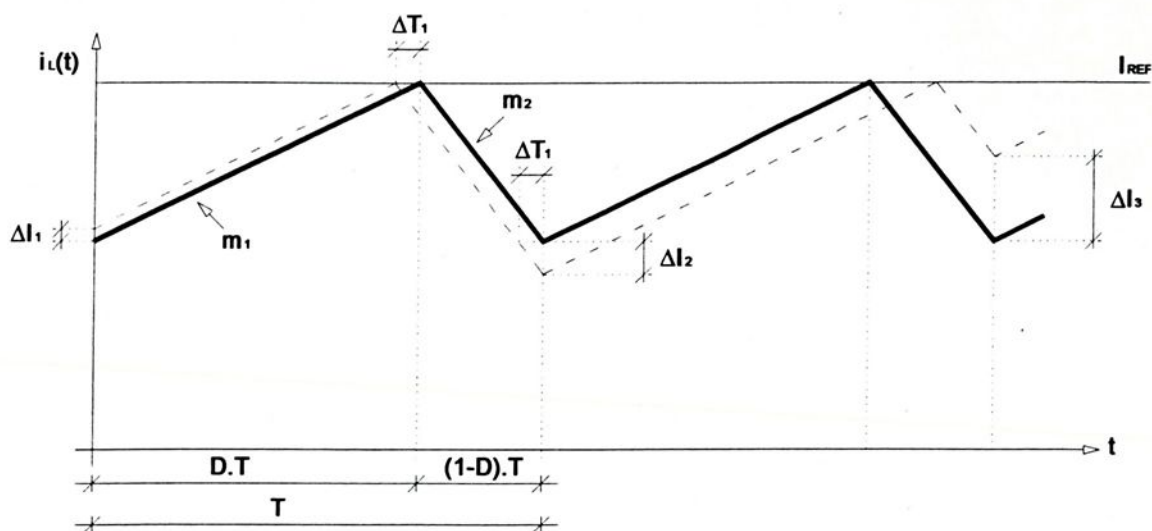


Figura 3.15- Instabilidade da operação do conversor CC/CC SEPIC com razão cíclica maior do que 50%.

Onde:

$$m_1 = \left. \frac{di_L(t)}{dt} \right|_{D.T} = \frac{V_{in}}{L} > 0 \quad (3.71)$$

$$m_2 = \left. \frac{di_L(t)}{dt} \right|_{(1-D).T} = \frac{V_o}{L} > 0 \quad (3.72)$$

$D$  = razão cíclica efetiva do conversor Sepic convencional PWM, com comutação dissipativa.

Admite-se que as perturbações possam ser definidas pelas Equações (3.73) e (3.74), onde:

$$m_1 = \frac{\Delta I_1}{\Delta T_1} \quad (3.73)$$

$$m_2 = \frac{\Delta I_2}{\Delta T_1} \quad (3.74)$$

Logo,

$$\Delta I_2 = \frac{m_2}{m_1} \cdot \Delta I_1 = \frac{V_o}{V_{in}} \cdot \Delta I_1 \quad (3.75)$$

Desta forma, da análise da equação (3.75) conclui-se que:

(a) Para o conversor Sepic operando no “modo abaixador” ( $V_o < V_{in}$ ), ou seja, razão cíclica efetiva menor do que 0,5 (50%), não ocorre amplificação da perturbação inicial, sendo possível a operação estável do conversor para este modo de operação, sem a necessidade de compensação de rampa. A ação de controle é tão somente a imposição do valor de pico da corrente através de L (ou da chave  $S_p$ ), em função da carga.

(b) Para o conversor Sepic operando no “modo elevador” ( $V_o > V_{in}$ ), ou seja, razão cíclica efetiva maior do que 0,5 (50%), a perturbação inicial é amplificada a cada período de chaveamento, levando o conversor para a instabilidade.

Portanto, para “operação estável”, neste modo de controle sem compensação de rampa, a Inequação (3.76) deve ser obedecida.

$$\frac{m_2}{m_1} < 1 \quad (3.76)$$

Assim,

$$\frac{m_2}{m_1} = \frac{V_o}{V_{in}} = M = \frac{D}{(1-D)} < 1 \quad (3.77)$$

Ou seja, a operação estável é somente garantida como “abaixador”, ou seja:

$$\begin{cases} M < 1 & \text{ou,} \\ D < 0,5 \end{cases} \quad (3.78)$$

Como o trabalho se propõe a utilizar o conversor Sepic como retificador com correção do fator de potência através de técnica de controle por corrente de pico, mesmo para a aplicação como abaixador, durante os instantes em que a tensão de entrada passa por zero, a razão cíclica efetiva tenderá a ser unitária para que haja transferência de potência que assegure tensão de saída ( $V_o$ ) regulada.

Portanto, no item a seguir analisa-se a estabilidade do conversor Sepic para operação com razão cíclica efetiva maior do que 0,5, obtendo-se as “Leis de Controle” que serão adaptadas quando da aplicação na conversão CA/CC do Capítulo 4.

### 3.3.3 - Análise da Estabilidade Empregando Compensação de Rampa para Operação com Razão Cíclica Maior do que 50%

Sejam as formas de ondas da Figura 3.16, para o conversor CC/CC SEPIC da Figura 3.14 operando com razão cíclica efetiva maior do que 50% e compensação de rampa, no modo de controle por corrente de pico com frequência de chaveamento constante.

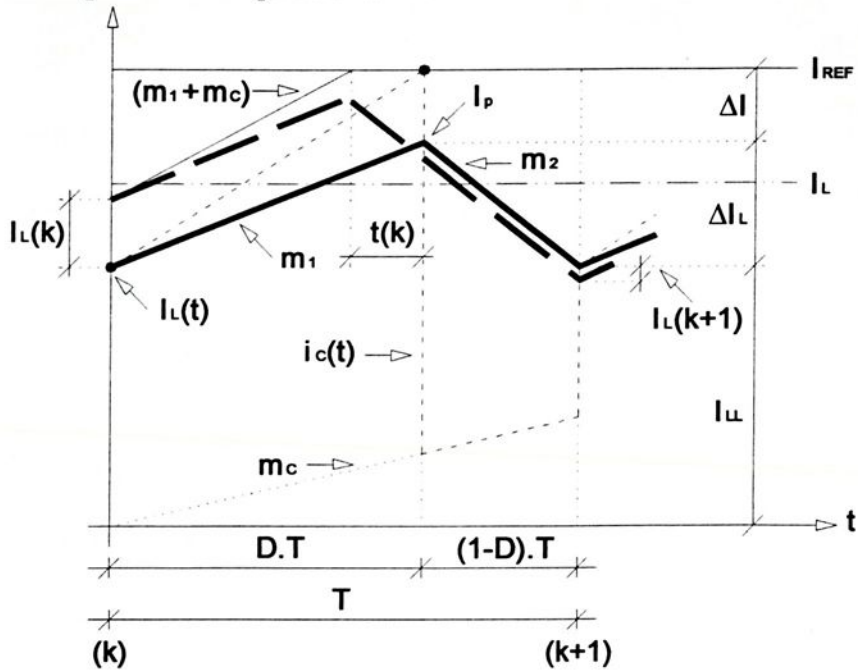


Figura 3.16 - Principais formas de ondas envolvidas no controle do conversor CC/CC SEPIC, controlado por corrente de pico com compensação de rampa, operando com razão cíclica efetiva maior do que 50%.

A corrente média no indutor L é dada pela Equação (3.79).

$$I_L = I_p - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.79)$$

Onde:

$I_p$  = Valor de pico da corrente através do indutor L;

$\Delta I_L$  = Ondulação de corrente através indutor L.

Sendo que,

$$I_p = I_{ref} - \Delta I \quad (3.80)$$

Onde:

$$\Delta I = m_c \cdot D \cdot T, \quad (3.81)$$

$m_c$  = Inclinação da rampa de compensação.

Assim, a corrente de pico de referência ( $I_{ref}$ ) pode ser dada pela Equação (3.82).

$$I_{ref} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} + m_c \cdot D \cdot T \quad (3.82)$$

Onde:

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{L}$$

Logo, rescrevendo a Equação (3.82) tem-se que:

$$I_{ref} = I_L + \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{L} - m_1 \cdot D \cdot T + (m_1 + m_c) \cdot D \cdot T \quad (3.83)$$

Onde:

$$m_1 = \frac{V_{in}}{L}$$

Assim,

$$I_{ref} = I_L - \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{2 \cdot L} + (m_1 + m_c) \cdot D \cdot T \quad (3.84)$$

Discretizando o intervalo  $T$  em intervalos de amostragem ( $K, K+1, \dots, K+n$ ), conforme Figura 3.16, pode-se reescrever a Equação (3.84) conforme a Equação (3.85).

$$I_{ref} = \Pi_L(K) + (m_1 + m_c) \cdot D \cdot T(K) \quad (3.85)$$

Onde:

$\Pi_L(K)$  = Corrente através de  $L$  no instante genérico de amostragem  $K$ ;

$D \cdot T(K)$  = Intervalo de condução da chave  $S$  no período genérico de amostragem.

Com,

$$\Pi_L(K) = I_L(K) - \frac{V_{in}}{2 \cdot L} \cdot D \cdot T(K) \quad (3.86)$$

Onde:

$I_L(K)$  = Corrente média através de  $L$  no período genérico  $K$  de amostragem.

Da mesma forma, para o instante de amostragem ( $K+1$ ), tem-se que:

$$\Pi_L(K+1) = \Pi_L(K) + m_1 \cdot D \cdot T(K) - m_2 \cdot (1-D) \cdot T(K) \quad (3.87)$$

Assim, admitindo-se uma variação em torno do ponto de operação em regime permanente, para as Equações (3.85) e (3.87), sendo o período de amostragem constante (frequência de chaveamento constante), tem-se que:

$$0 = i_L(K) + (m_1 + m_c) \cdot t(K) \quad (3.88)$$

Onde:

$i_L(K)$  = Variação da corrente em  $L$  no instante genérico de amostragem  $K$ , devido perturbação;

$t(K)$  = Variação do intervalo de condução  $D \cdot T(K)$ , devido perturbação.

Logo,

$$i_L(K+1) = i_L(K) + (m_1 + m_2) \cdot t(K) \quad (3.89)$$

Onde:

$i_L(K+1)$  = Variação da corrente em  $L$  no instante genérico de amostragem  $(K+1)$ , devido perturbação no intervalo de condução.

Com a Equação (3.88) em (3.89), tem-se que:

$$i_L(K+1) = (m_2 - m_c) \cdot t(K) \quad (3.90)$$

Logo, relacionando-se os módulos das variações de corrente através de  $L$ , nos instantes de amostragem  $(K)$  e  $(K+1)$ , tem-se que:

$$\left| \frac{i_L(K+1)}{i_L(K)} \right| = \frac{(m_2 - m_c)}{(m_1 + m_c)} \quad (3.91)$$

Ou seja,

$$i_L(K+1) = \frac{(m_2 - m_c)}{(m_1 + m_c)} \cdot i_L(K) \quad (3.92)$$

Aplicando as propriedades da transformação  $Z$ , tendo-se que:

$$\begin{cases} Z[i_L(K)] = A(z) \\ Z[i_L(K+1)] = z \cdot A(z) - z \cdot i_L(0) \end{cases} \quad (3.93)$$

Onde:

$i_L(0)$  = Valor inicial de  $i_L(K)$ .

Então, pode-se escrever que:

$$A(z) = \frac{z}{(z - \gamma)} \cdot i_L(0) \quad (3.94)$$

Onde:

$$\gamma = \frac{(m_2 - m_c)}{(m_1 + m_c)} \quad (3.95)$$

Portanto, para estabilidade no plano Z, as raízes da equação característica de (3.94) devem possuir módulo menor ou igual a 1(um), ou seja:  $|\gamma| \leq 1$ .

Assim, da Equação (3.95), para a condição de estabilidade, tem-se que:

$$m_c \geq \frac{(m_2 - m_1)}{2} \quad (3.96)$$

Para o pior caso em que  $m_1 = 0$ , ou seja, ondulação nula no intervalo D.T, tem-se que:

$$m_c \geq \frac{m_2}{2} \quad (3.97)$$

Ou seja,

$$m_c \geq \frac{V_o}{2 \cdot L} \quad (3.98)$$

Devido a elementos parasitas presentes na implementação prática desta técnica, tais como: indutâncias parasitas (trilhas das placas e enrolamentos), capacitâncias parasitas (semicondutores) e recuperação reversa de diodos, uma vez que a corrente de pico na chave é a variável de controle, imposta normalmente sem o conhecimento destes elementos parasitas, recomenda-se que a compensação de rampa forneça uma inclinação ( $m_c$ ) maior do que a mínima, equação (3.99), para que a estabilidade seja garantida em toda a faixa de variação da razão cíclica (desde 0 até 1), para o conversor Sepic operando no modo de condução contínua.

$$m_c = K_r \cdot \frac{V_o}{L} \quad (3.99)$$

Onde:

$$K_r > \frac{1}{2}$$

### 3.3.4 - A Lei de Controle e a Indutância de Entrada L

A indutância de entrada L é dada pela Equação (3.100).

$$L = \frac{V_m \cdot D \cdot T}{\Delta I_L} \quad (3.100)$$



Admitindo-se que:

$$\frac{\Delta I_L}{2} = 0,2 \cdot I_L \quad (3.101)$$

Então,

$$L = \frac{V_{in} \cdot (1 - D) \cdot T}{0,4 \cdot I_o} \quad (3.102)$$

Ainda de [18], com o objetivo de se garantir condução contínua e o menor volume par o indutor L, tem-se que:

$$L > \frac{25000}{f_s \cdot P_{in}} \quad (3.103)$$

Onde:

$P_{in}$  = Potência média de entrada.

Desta forma, uma vez especificados os valores de tensão de entrada ( $V_{in}$ ), tensão de saída ( $V_o$ ), potência nominal ( $P_o$ ) e frequência de chaveamento ( $f_s$ ), pode-se determinar a indutância L de entrada e a inclinação da rampa de compensação, através da Equação (3.99).

Portanto, com L e  $m_c$  determinados, pode-se implementar a “Lei de controle”, conforme Equação (3.104).

$$I_{ref} = I_L + \left( m_c + \frac{m_1}{2} \right) \cdot D \cdot T \quad (3.104)$$

Onde:

$I_{ref}$  = Corrente de pico de referência de controle.

### 3.4 – Exemplo de Projeto e Simulação

#### 3.4.1 – Exemplo de Projeto

Como o conversor CC/CC Sepic operará no modo abaixador, não há a necessidade de compensação de rampa, desta forma, através da simulação apenas se impõe os tempos para  $S_p$  e  $S_a$ , impondo-se em consequência o valor de pico de corrente através de  $S_p$ .

- **Passo 01 → Especificações de entrada e saída;**

$V_{in} = 220V$  ;  $V_o = 51V$  ;  $f_s = 20kHz$  ;  $P_o = 300W$  ;  $\eta = 0,95$  (mínimo rendimento adotado)

- **Passo 02 → Correntes de entrada e saída ( $I_{in}$  e  $I_0$ );**

$$I_{in} = \frac{P_0}{\eta \cdot V_{in}} = 1,43A$$

Com,

$$I_p = \frac{P_0}{\eta \cdot (V_{in} - 0,15 \cdot V_{in})} = 1,68A$$

$$I_0 = \frac{P_0}{V_0} = 5,88A$$

- **Passo 03 → Cálculo dos parâmetros ressonantes;**

Tendo em vista a mínima influência desejada dos parâmetros ressonantes e que as condições de operação sejam satisfeitas, adota-se os seguintes parâmetros:

$$\alpha_1 = 0,101 ; \alpha_2 = 0,351; \beta = 0,4 \text{ e } f_s/f_{02} = f = 0,15$$

As curvas de ganho estático com estes parâmetros são apresentadas na Figura 3.13.

Portando, das equações (3.6), (3.7), (3.8) e (3.9) tem-se que:

$$L_{r1}=80\mu H ; L_{r2}=32\mu H \text{ e } C_r=44nF.$$

- **Passo 04 → Cálculo das indutâncias  $L$  e  $L_M$ ;**

Com a equação (3.103), temos que:

$$L = 5mH$$

Para operação em condução contínua tem-se que:

$$L_M \geq \frac{L_{eq} \cdot L}{L - L_{eq}} \quad (3.105).$$

Onde:

$$L_{eq} = \frac{L_M \cdot L}{L_M + L}$$

Desta forma, considerando-se o elevado valor eficaz da corrente através de  $L_M$ , adotamos que:

$$L_M = 1mH$$

- **Passo 05** → Cálculo da corrente de referência ( $I_{ref}$ );

$$I_{ref} = I_p = \frac{P_0}{\eta \cdot (V_{in} - 0,15 \cdot V_{in})} = 1,68A$$

- **Passo 06** → Cálculo da capacitância de acumulação ( $C_e$ );

A capacitância de acumulação  $C_e$  é dada pela equação (3.106)

$$C_e > \frac{1}{L_{eq} \cdot (2\pi \cdot f_s)^2} \quad (3.106)$$

Valor adotado:  $C_e = 1\mu F$ .

- **Passo 07** → Cálculo da capacitância do filtro de saída ( $C_0$ );

A capacitância do filtro de saída é dada por (3.107)

$$C_0 \geq \frac{P_0 \cdot D}{f_s \cdot V_0 \cdot \Delta V_0} \quad (3.107)$$

$$\Delta V_0 = 0,02V_0$$

Valor adotado:  $C_0 = 2,72mF$

Na figura 3.17 tem-se o circuito projetado para o novo conversor CC/CC ZCS-PWM SEPIC.

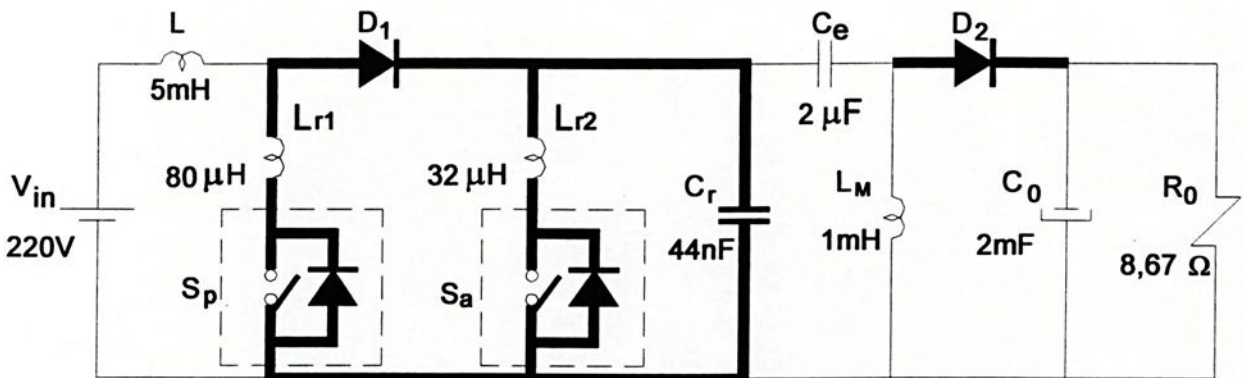


Figura 3.17 – Projeto para o novo conversor Sepic ZCS-PWM, carga nominal.

### 3.4.2 – Resultados de Simulação

A seguir são apresentadas as principais formas de onda obtidas em simulação. Da análise das mesmas verifica-se a concordância com aquelas obtidas analiticamente.

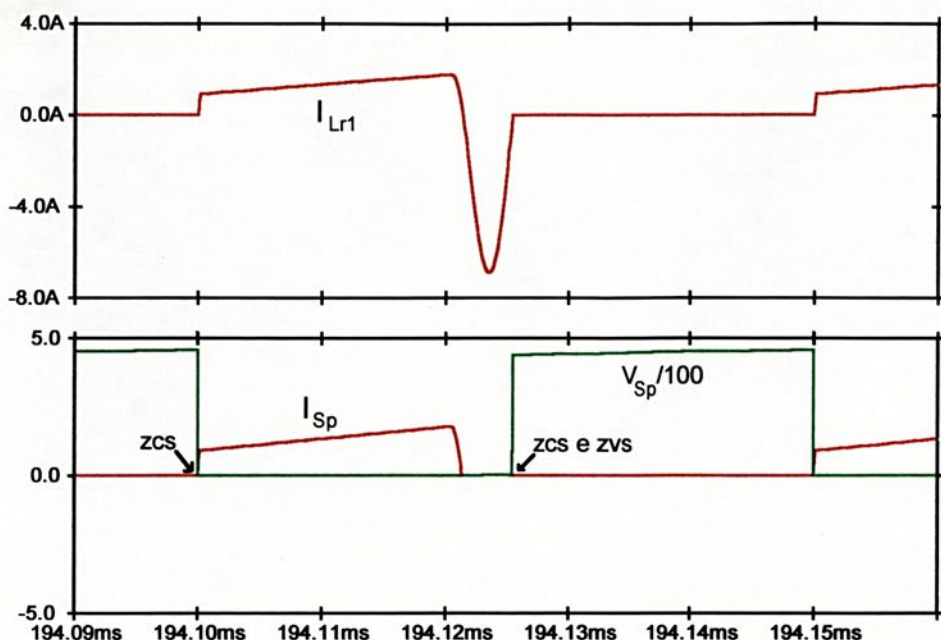


Figura 3.18 – Corrente através do indutor de ressonância  $L_{r1}$ , e tensão e corrente através do interruptor  $S_p$ , com carga nominal.

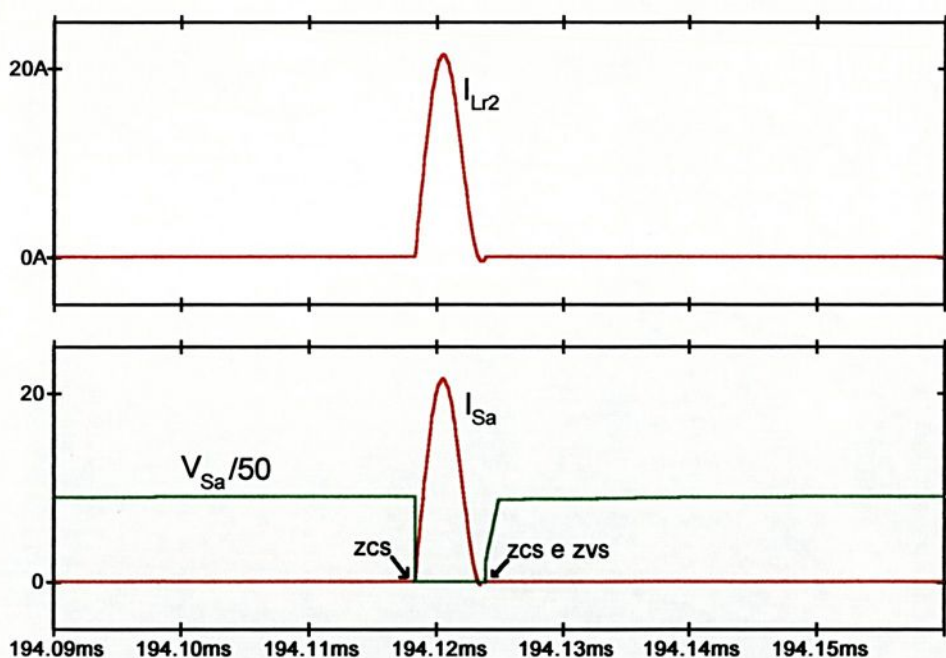


Figura 3.19 – Corrente através do indutor de ressonância  $L_{r2}$ , tensão e corrente através do interruptor  $S_a$ , com carga nominal.

Observa-se dos resultados das figuras 3.18 e 3.19 que as comutações para  $S_a$  e  $S_p$  são não dissipativas e do tipo sob corrente nula (ZCS), tanto na entrada em condução, quanto durante o bloqueio.

Na Figura 3.20 apresentam-se as correntes através de  $D_1$  e  $D_2$ , assim como, as tensões sobre os mesmos, verificando-se que os mesmos comutam com tensão nula (ZVS).

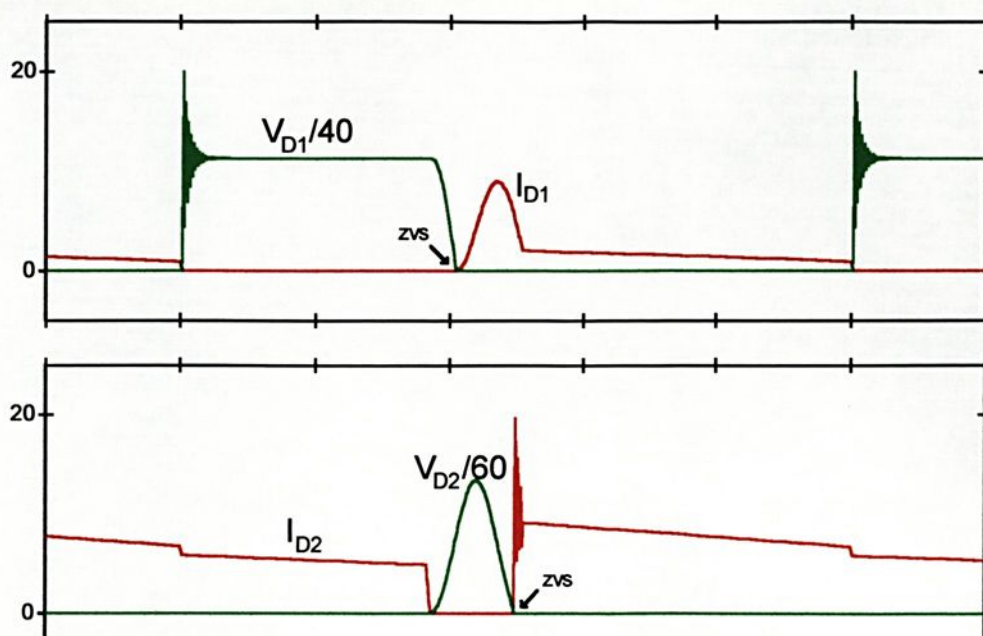


Figura 3.20 – Tensões e correntes através dos diodos  $D_1$  e  $D_2$ , respectivamente, com carga nominal.

Na figura 3.21 apresentam-se as tensões de entrada e saída para carga nominal, verificando-se a operação do conversor como abaixador de tensão.

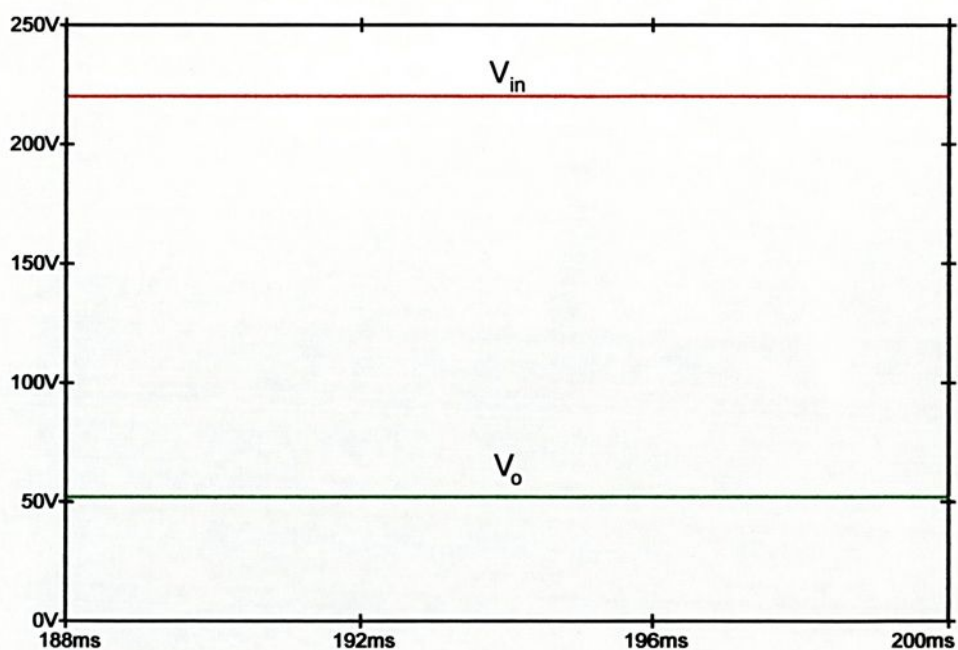


Figura 3.21 – Tensão de entrada e saída, carga nominal.

### 3.5 – Conclusões.

Da análise teórica e dos resultados de simulação, pode-se apresentar as seguintes conclusões:

- Os interruptores comandados ( $S_p$  e  $S_a$ ) operam com comutação não-dissipativa do tipo ZCS;
- Os interruptores não-comandados ( $D_1$  e  $D_2$ ) operam com comutação não-dissipativa do tipo ZVS;
- O conversor opera com com frequência de chaveamento constante (modulação PWM);
- Não ocorrência de recuperação reversa dos diodos ( $D_1$  e  $D_2$ ), inerente à técnica ZCS convencional, sobre os interruptores  $S_p$  e  $S_a$ ;
- Quando o conversor opera como abaixador, não necessita de compensação de rampa para operar com estabilidade.



## 4. – TÉCNICAS DE CORREÇÃO ATIVA DO FATOR DE POTÊNCIA DE FONTES DE ALIMENTAÇÃO.

### 4.1 - Introdução

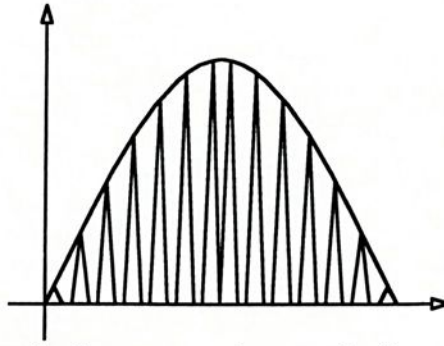
Juntamente com as normatizações impostas para os conversores estáticos de energia, em relação à taxa de distorção harmônica e ao fator de potência, na última década várias técnicas de controle foram propostas com o intuito de solucionar tais problemas.

Em [7] tem-se um resumo da evolução das técnicas ativas de correção do fator de potência, onde se observa que as mesmas incorporaram vantagens em relação as técnicas passivas (isenção de filtros L-C) . As técnicas ativas propiciam a redução de peso e volume, propiciando elevado fator de potência e reduzido nível de distorção harmônica [6].

As técnicas ativas emulam elevado fator de potência através da imposição da forma de onda da corrente de entrada do conversor, de forma direta, ou, indiretamente.

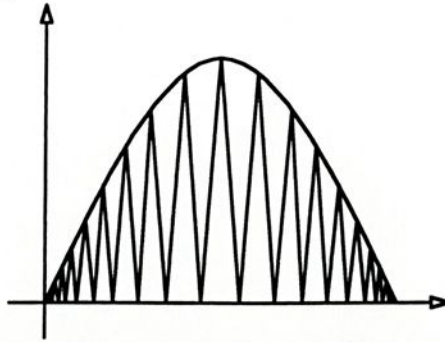
Como forma de controle por corrente, dentre as técnicas ativas, podemos citar: Condução descontínua, condução crítica, grampeamento por corrente, histerese, corrente média e corrente de pico.

O modo descontínuo de controle, apresentado na Figura 4.1, consiste na operação com limitação da razão cíclica do interruptor, evitando-se assim o modo de continuidade da corrente. Desta forma, possibilita uma operação com frequência constante, sendo o tempo de condução do interruptor controlado diretamente pelo sinal de erro da tensão de saída, facilitando-se assim o circuito de controle e o dimensionamento dos filtros de entrada. Como desvantagem temos grandes esforços nos elementos semicondutores, ou seja, elevados valores de corrente eficaz e de pico. Também necessita-se de filtros de entrada mais volumosos, devido ao elevado ripple de corrente, pois a corrente de entrada varia de zero, até um valor máximo, proporcional à amplitude da senoide da tensão de entrada.



*Figura 4.1 – Forma de onda da corrente de entrada de um conversor Boost CA/CC operando no modo de condução descontínua.*

No modo de condução crítica apresentado na Figura 4.2, tem-se que o tempo de condução do interruptor é constante, fazendo com que a corrente de entrada siga naturalmente a forma da tensão de entrada, dispensando a malha de imposição da forma da corrente em relação à tensão, como no caso descontínuo [14]. Nesta técnica devido o tempo de condução da chave ser constante, temos que a frequência de chaveamento é variável (circuito comando deve sensorar a passagem por zero da corrente), além de ter-se elevados esforços nos semicondutores devido aos elevados valores de pico da corrente de entrada, conseqüentemente volumosos filtros de entrada e elevadas perdas em condução.



*Figura 4.2 – Forma de onda da corrente de entrada de um conversor Boost CA/CC operando no modo de condução crítica.*

A técnica apresentada em [15], consiste no grampeamento da corrente em um determinado nível, e, limitação da razão cíclica em 0,5, conforme Figura 4.3.

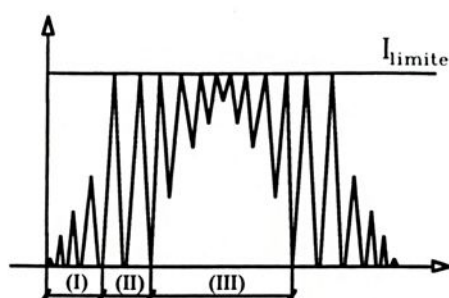


Figura 4.3 – Forma de onda da corrente de entrada de um conversor Boost CA/CC operando com controle por grampeamento de corrente.

Com esta técnica tem-se as seguintes regiões de funcionamento:

- I – limitação da razão cíclica, operando desta forma em condução descontinua;
- II – Grampeamento da corrente em relação à  $I_{limite}$ , porém, ainda operando em condução descontinua;
- III – Grampeamento da corrente e operação condução contínua.

Portanto, temos nesta técnica operação com frequência constante e emulação de corrente com um baixo conteúdo harmônico. Entretanto, apresenta esforços adicionais devidos aos estágios I e II e conseqüentemente aumento nas perdas em condução.

Com o objetivo de minimizar os esforços de corrente e volume dos filtros de entrada, tem-se as técnicas de controle no modo contínuo de corrente. Dentre estas técnicas podemos citar: Histerese [13], corrente média [10] e corrente de pico [11] e [12].

No controle por histerese variável tem-se que a frequência de operação também é variável. Para o controle, amostra-se a tensão de alimentação retificada obtendo-se as referências de controle, a partir destas faz-se com que a corrente de entrada siga as referências de controle (limite superior e inferior), conforme Figura 4.4. Esta técnica propicia um elevado fator de potência e um reduzido conteúdo harmônico na corrente de entrada.

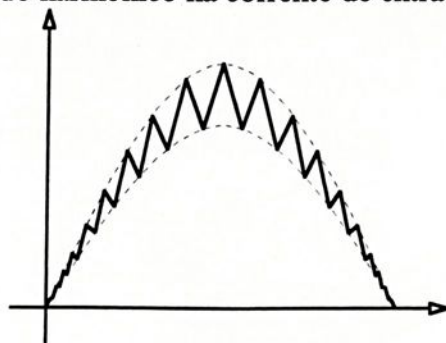
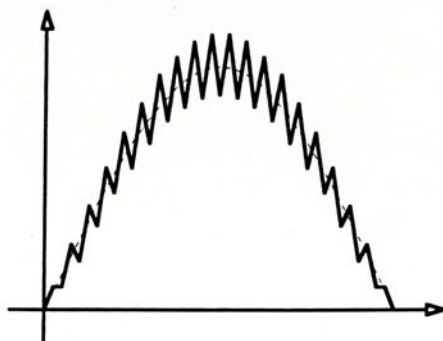


Figura 4.4 – Forma de onda da corrente de entrada de um conversor Boost CA/CC operando com controle por histerese variável.

O controle por corrente média é obtido da seguinte forma: amostra-se a tensão de alimentação retificada de entrada, considerando-a como uma corrente de referência. Faz-se com que a corrente de entrada siga esta forma de onda amostrada, proporcional ao erro da tensão de saída (variação de carga) e às variações da tensão de entrada, conforme apresentado na Figura 4.5.



*Figura 4.5 – Forma de onda da corrente de entrada de um conversor Boost CA/CC operando com controle por valores médios instantâneos de corrente.*

Esta técnica apresenta as seguintes características básicas: Operação com frequência constante, obtenção de corrente com reduzida taxa de distorção harmônica e elevado fator de potência, sensoramento da corrente no indutor de entrada, operação no modo contínuo o que proporciona menores perdas, necessidade de menores filtros de entrada, necessidade de equalização de corrente quando da colocação em paralelo com outras estruturas utilizando a mesma técnica e circuito compensador principal de corrente e auxiliar de tensão.

A técnica de controle por valores de pico consiste na limitação da corrente de entrada através do interruptor, onde os valores de pico variam de forma proporcional à tensão de entrada. Conseguindo-se assim, após filtragem, uma corrente próxima à uma senoide, o que possibilita um elevado fator de potência. Esta técnica é apresentada em [12], fazendo uso de um multiplicador para gerar a corrente de referência, proporcional ao erro de tensão de saída e formato igual a tensão senoidal retificada, conforme Figura 4.6a. Já em [15] a corrente passa a ser sensorada através do interruptor, eliminando-se o circuito multiplicador, Figura 4.6b, ocorrendo-se assim o grampeamento da corrente (técnica descrita anteriormente). Porém, com o inconveniente da operação, em duas regiões do ciclo da tensão senoidal retificada, em condução descontínua, aumentando os esforços e as perdas nos semicondutores.

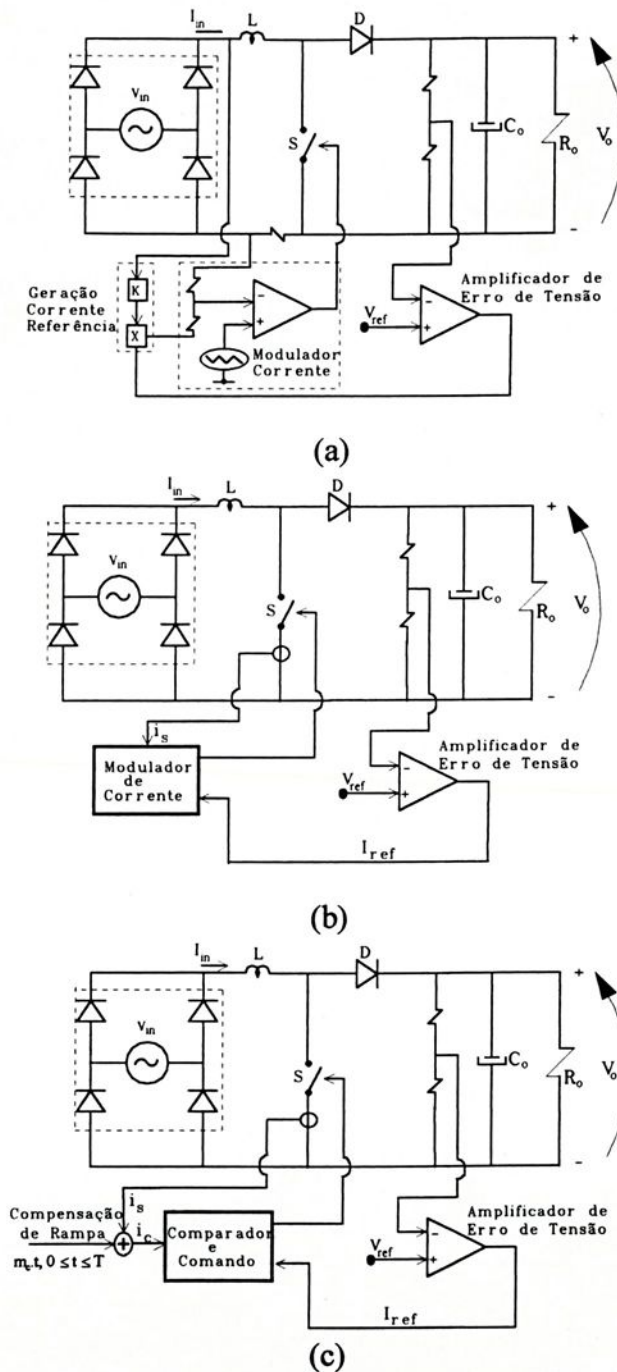


Figura 4.6 – Conversor Boost aplicado na correção do fator de potência: (a) Controle por corrente de pico e referência senoidal; (b) Controle por grampeamento da corrente e (c) Controle por corrente de pico e referência constante.

A técnica apresentada na Figura 4.6c é proposta em [16] e analisada em [17]. Esta técnica propõe uma referência constante, eliminando-se o uso de multiplicador e a necessidade de referência senoidal de tensão retificada. A emulação de corrente é obtida conforme Figura 4.7, onde a corrente sensorada através do interruptor S se adiciona uma compensação de rampa para que o circuito possa operar com estabilidade e razão cíclica maior que 0,5.

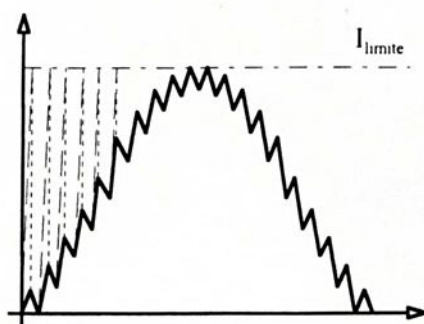


Figura 4.7 – Forma de onda da corrente de entrada de um conversor Boost CA/CC operando com controle por corrente de pico imposta e compensação de rampa.

As principais características do controle por corrente de pico com compensação de rampa são:

- Operação com frequência constante;
- Modo de condução contínuo na corrente de entrada, o que diminui os esforços nos semicondutores e conseqüentemente as perdas em condução;
- A corrente é sensorada através do interruptor, reduzindo-se as perdas deste sensor;
- Proteção intrínseca de sobrecorrente, pois a corrente é instantaneamente limitada a cada período de chaveamento, o que aumenta a confiabilidade da estrutura;
- Não existência de compensador de corrente, simplificando o projeto;
- Possibilidade de operação estável com razão cíclica maior que 0,5.

Porém, nesta técnica tem-se o aumento da taxa de distorção harmônica, quando comparada com a apresentada em [12], além de uma limitação na variação da tensão de entrada. Este fato impossibilita sua aplicação numa variação universal de tensão de alimentação (95V – 260V, rede CA).

Este capítulo apresenta os estudos e análises desenvolvidas para o controle no modo corrente de pico com compensação de rampa e frequência de operação constante, apresentando-se uma metodologia de projeto e aplicando-a na conversão CA/CC para obtenção de um retificador com elevado fator de potência, utilizando-se os resultados apresentados no capítulo 3 (conversão CC/CC), para o novo conversor abaixador Sepic.

## 4.2 – UM NOVO CONVERSOR RETIFICADOR ZCS-PWM SEPIC COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA E CONTROLE POR CORRENTE DE PICO.

Na Figura 4.8 apresenta-se o novo conversor Sepic ZCS-PWM, aplicado à conversão CA/CC com elevado fator de potência e baixa taxa de distorção harmônica na corrente de entrada, através da técnica de controle por corrente de pico imposta com compensação de rampa e frequência de chaveamento constante.

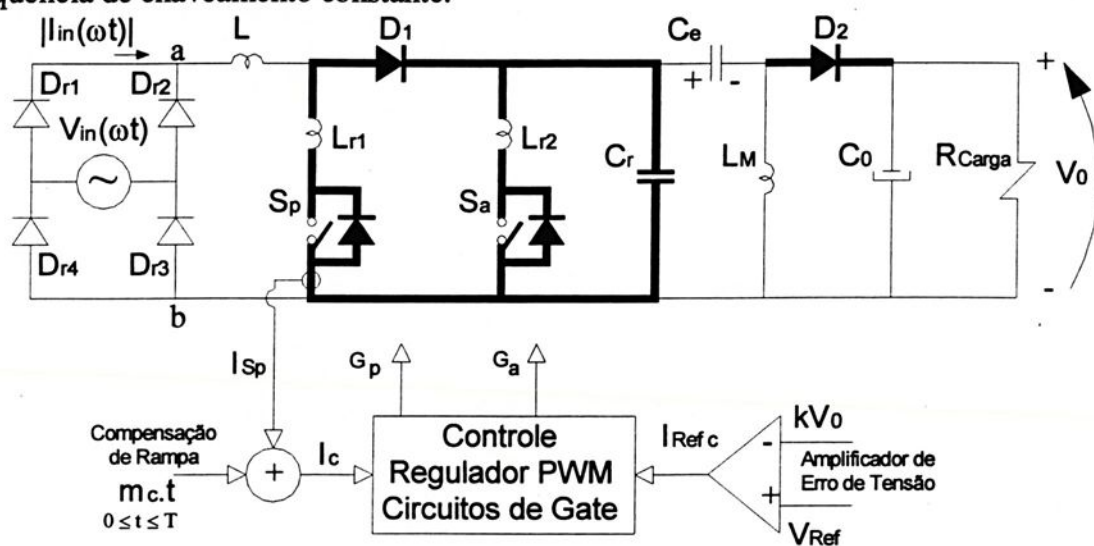


Figura 4.8 – Conversor CA/CC Sepic ZCS-PWM, com elevado fator de potência, controle por corrente de pico e compensação de rampa.

Para simplificar a análise admite-se que:

- todos os componentes são ideais;
- o conversor encontra-se operando em regime permanente, com frequência de chaveamento ( $f_s$ ) constante (período  $T$  de chaveamento constante);
- a frequência de chaveamento é muito maior do que a frequência da rede ( $f_{rede}$ ) de corrente alternada (CA);
- a fonte de tensão de entrada ( $V_{in}(\omega t)$ ) é considerada senoidal e associada ao retificador de entrada e a indutância  $L$ , podem ser consideradas como uma fonte de corrente senoidal retificada. Para um período de chaveamento, o valor da fonte de corrente equivalente será considerada constante;
- a tensão de saída ( $V_0$ ) é considerada constante;

- a corrente de pico de referência ( $I_{ref}$ ) é considerada constante durante um período da rede ( $T_{rede}$ ) de corrente alternada;
- $C_e$  é admitido como fonte de tensão constante  $V_{Ce}$ ;
- $L_M$  é admitida como fonte de corrente constante  $I_M$ .

#### 4.2.1 – Adaptação do Equacionamento para o Conversor CA/CC

De acordo com as simplificações do item 4.2 considera-se o indutor de entrada  $L$ , associado a fonte de tensão  $V_{in}(\omega t)$  e retificador, como uma fonte de corrente retificada  $|I_{in}(\omega t)| = |I_p \cdot \text{sen}(\omega t)|$ , sendo  $I_p$  a corrente máxima através do indutor  $L$ . Desta forma, admite-se que o comportamento do conversor CA/CC é idêntico ao comportamento do conversor CC/CC em cada período de chaveamento, conforme etapas apresentadas na Figura 4.9.

#### 4.2.2 – Etapas de Funcionamento

A Figura 4.9 mostra as etapas de funcionamento do novo conversor retificador Sepic ZCS-PWM, em um período de chaveamento genérico.

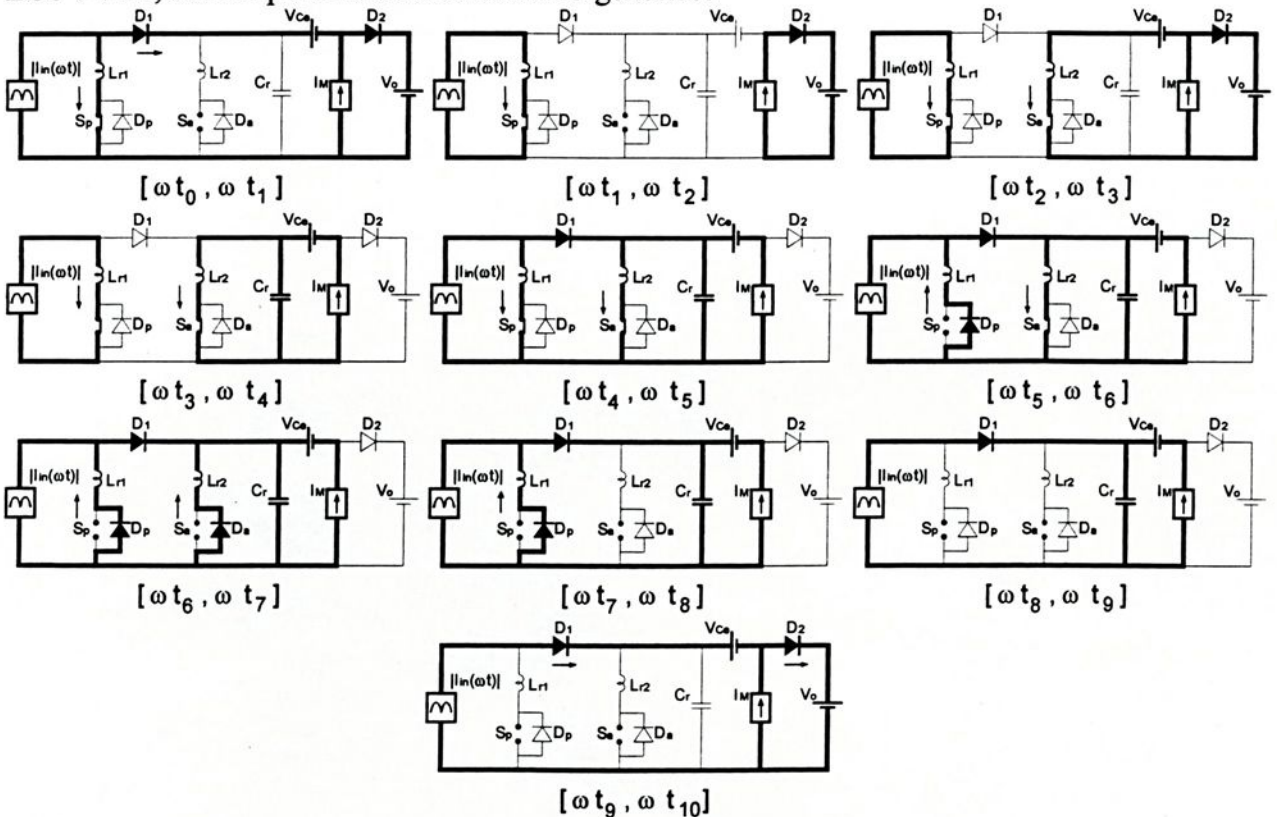


Figura 4.9 – Etapas de funcionamento do novo conversor retificador Sepic ZCS-PWM, durante um período de chaveamento.

Na Figura 4.10 tem-se as principais formas de onda idealizadas para o novo conversor

proposto.

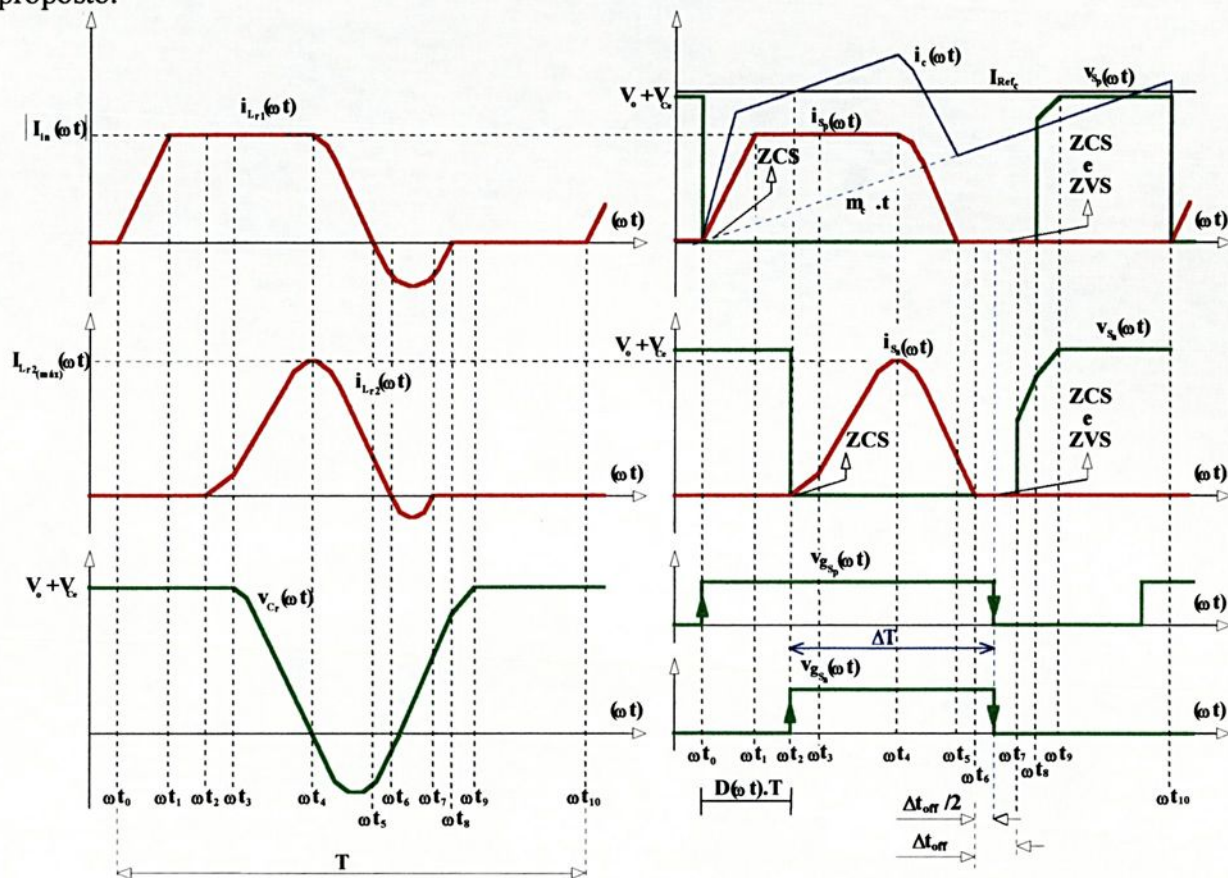


Figura 4.10 - Principais formas de onda idealizadas durante um período genérico de chaveamento.

Observa-se na Figura 4.10 que a ação de controle que propicia a entrada do interruptor auxiliar ( $t=t_2$ ) ocorre quando  $I_c(\omega t) = I_{ref}$ . Desta forma, os interruptores principal e auxiliar serão comandados para o bloqueio somente após o intervalo de ressonância  $\Delta T$ , assegurando-se comutações não dissipativas tanto para  $S_p$  quanto para  $S_a$ .

#### 4.2.3 – Análise Quantitativa das Etapas de Funcionamento

Conforme considerações assumidas anteriormente, a modificação a ser realizada com relação ao conversor CC/CC, é a substituição da fonte de corrente de entrada  $I_{in}$ , por um fonte de corrente senoidal retificada.

Logo, as equações (3.5), (3.6), (3.7), (3.9) e (3.27), são válidas para o conversor CA/CC. As adaptações necessárias são a seguir desenvolvidas.

$$\alpha_1(\omega t) = \frac{|I_{in}(\omega t)|}{(V_0 + V_{Ce})} \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (4.1)$$

Onde,

$$\alpha_{1m\acute{a}x} < \beta \cdot (1 + \alpha_{2m\acute{a}x}) \quad (4.2)$$

$$\alpha_{2m\acute{a}x} < \frac{(1 - \beta)}{(1 + \beta)} \quad (4.3)$$

Com:

$$\alpha_{1max} = \frac{I_p}{(V_0 + V_{Ce})} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (4.4)$$

$$\alpha_{2max} = \frac{I_{0nom}}{(V_0 + V_{Ce})} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (4.5)$$

Onde:

$I_p$  = Corrente de pico de entrada

$I_{0nom}$  = Corrente média nominal da carga.

#### 4.2.4 – Ganho Estático

De acordo com as considerações do item 4.2.1, temos que:

$$q = \frac{V_0}{V_{in\text{ef}}} = \frac{I_{in\text{ef}}}{I_0} \quad (4.6)$$

Sendo:  $V_{in\text{ef}}$ , o valor eficaz do módulo da tensão de entrada;

$V_0$ , o valor da tensão média sobre a carga;

$I_{in\text{ef}}$ , o valor eficaz do módulo da corrente de entrada;

$I_0$ , o valor médio da corrente através da carga;

Onde,

$$\alpha_{1\text{ef}} = \frac{I_{in\text{ef}}}{(V_0 + V_{Ce})} \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (4.7)$$

Portanto,

$$q = \frac{\left[ 1 - \frac{f}{2\pi} \left( \frac{\alpha_2}{2} - Z_2 \right) \right]}{1 - \left[ D_{\text{ef}} - \frac{f}{2\pi} \left( \frac{\alpha_{1\text{ef}}}{2\beta} - Z_2 \right) \right]} \quad (4.8)$$

Sendo que:

$$Z_2 = \left\{ \begin{array}{l} \alpha_2 + \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\sqrt{1+\beta}} [2\pi - \arccos(-\beta - \alpha_2 \cdot (1+\beta))] \cdots \\ + \frac{2}{\sqrt{\beta}} \cdot \arctan \left[ \frac{\sqrt{2\beta X V_R + \beta(1+V_R^2) + \alpha_2 \beta(2+\alpha_2) - \alpha_{1ef}(\alpha_{1ef} + 2\alpha_{2ef}) \cdots}}{-\sqrt{\beta} \cdot (X + V_R)} \right] \cdots \\ + \frac{1}{(\alpha_{1ef} + \alpha_2)} \left[ \begin{array}{l} 1 - \sqrt{1 - \beta - \alpha_2(2\beta + \alpha_2(1+\beta))} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \cdots \\ - \frac{1}{\sqrt{\beta}} (\alpha_2 + \beta \cdot (1 + \alpha_2)) \cdot \text{sen}(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \cdots \\ - V_R [\cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) - 1] \end{array} \right] \end{array} \right\} \quad (4.9)$$

Onde:

$D_{ef}$  = Razão cíclica eficaz

Portanto, na Figura 4.11 apresentam-se algumas curvas para o ganho estático do novo conversor CA/CC Sepic ZCS-PWM, em função da corrente de carga normalizada ( $\alpha_2$ ), tomando-se  $D_c$  e  $V_{C_c}$  como parâmetros para especificados valores de  $\alpha_{1ef}$ ,  $\alpha_{1m\acute{a}x}$ ,  $\beta$  e  $f$ .

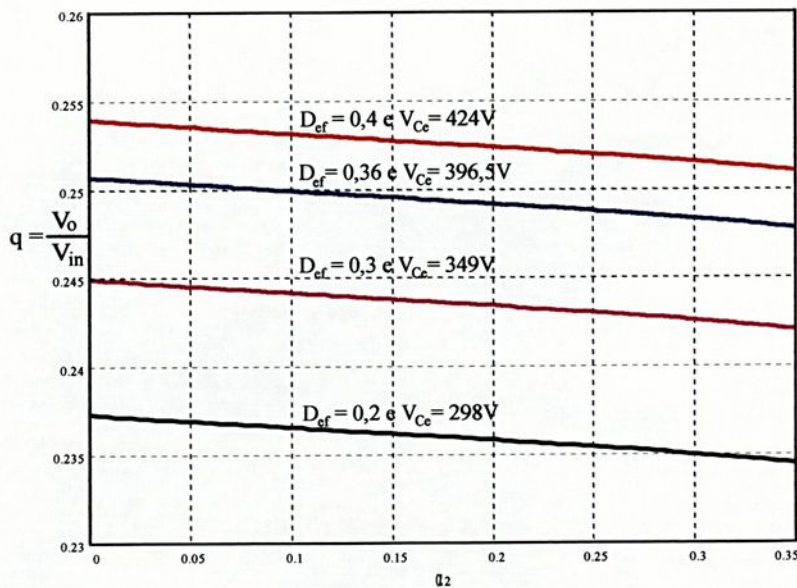


Figura 4.11 – Ganho estático teórico, considerando  $\alpha_{1ef}=0,101$ ,  $\alpha_{1m\acute{a}x}=0,144$ ,  $\beta=0,4$  e  $f=0,15$ .

#### 4.2.5 - Condição de Operação com Comutação ZCS

A seguinte condição também é válida para o conversor CA/CC:

$$\beta < \frac{L_{r1}}{L_{r2}} \quad (4.10)$$

As restrições impostas pelas inequações (4.2) e (4.3), devem ser atendidas, sendo que:

$$I_p = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{0nom}}{\eta \cdot (V_{in} - 0,15 \cdot V_{in})} \quad (4.11)$$

$$I_{0nom} = \frac{P_{0nom}}{V_0} \quad (4.12)$$

Onde:

$P_{0nom}$  = Potência média nominal na carga.

#### 4.3 – Análise da Técnica de Controle por Valores de Pico da Corrente e Compensação de Rampa, Aplicada ao Conversor Retificador Sepic ZCS-PWM.

Conforme item 3.3.1, para análise da técnica de controle admite-se que os parâmetros ressonantes sejam tais que o conversor possa ser considerado como um conversor PWM convencional, ou seja, a ressonância ocorre apenas durante os instantes de comutação e pode ser desconsiderada para a análise da técnica de controle.

Logo, na Figura 4.8 desconsidera-se os parâmetros ressonantes, sendo que:

$$V_{ab}(\omega t) = V_p \cdot |\text{sen}(\omega t)| \quad (4.13)$$

Onde:

$V_p$  = Tensão de pico de entrada,

$\omega = 2\pi \cdot f_{rede}$ .

De acordo com a análise desenvolvida por [17] verificou-se que, dependendo da carga ( $I_{ref}$ ) e da tensão de entrada, uma vez especificada uma determinada rampa de compensação ( $m_c$ ), o conversor boost poderia operar em condução descontínua, numa certa região durante um ciclo da tensão  $V_{ab}(\omega t)$ . Para o conversor Sepic, o conceito de condução descontínua de corrente não implica em descontinuidade de corrente no indutor de entrada  $L$ . Ou seja, mesmo em condução descontínua, a “corrente residual”  $I_{LL}(\omega t)$ , conforme Figura 4.12, não é nula.

Portanto, em condução descontínua, a razão cíclica efetiva para o conversor Sepic é dada pela Equação (4.14).

$$D_{cd}(\omega t) = \frac{I_{ref} - I_{LL}(\omega t)}{(m_1 + m_c) \cdot T} \quad (4.14)$$

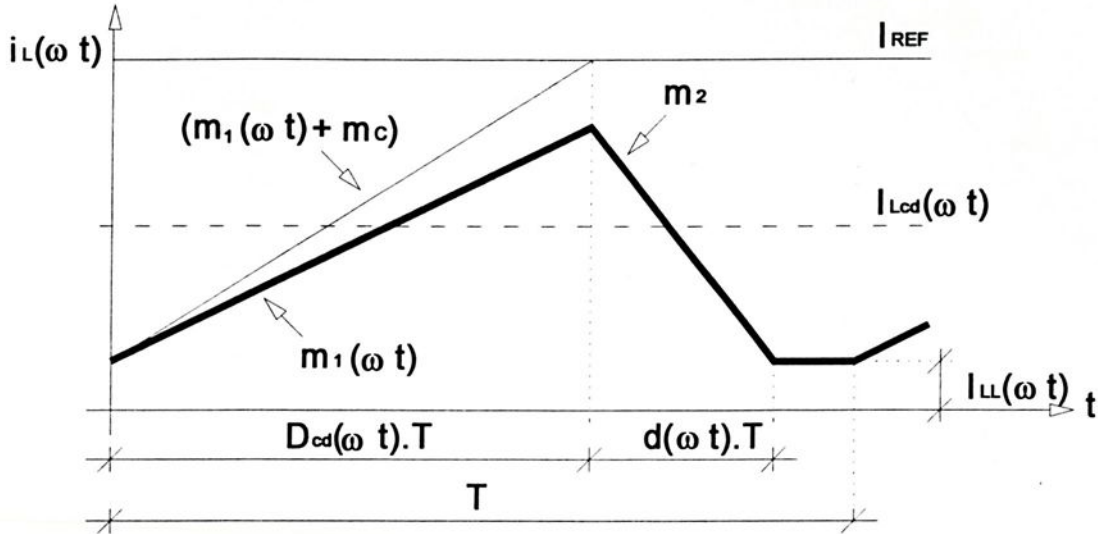


Figura 4.12 - Corrente através do indutor de entrada L em condução descontínua.

Onde:

$$\begin{cases} m_1(\omega t) = \frac{V_{ab}(\omega t)}{L} = \frac{V_p}{L} \cdot |\text{sen}(\omega t)| \\ m_c = \frac{K_r \cdot V_o}{L} \end{cases} \quad (4.15)$$

Sendo que a “corrente residual”  $I_{LL}(\omega t)$  é dada pela Equação (4.16).

$$I_{LL}(\omega t) = I_{Lcd}(\omega t) - \frac{m_1(\omega t)}{2} \cdot D_{cd}(\omega t) \cdot T [D_{cd}(\omega t) + d(\omega t)] \quad (4.16)$$

Onde:

$I_{Lcd}(\omega t)$  = Corrente média em condução descontínua, para o período de chaveamento T genérico considerado.

A razão cíclica ( $d(\omega t)$ ) complementar, conforme Figura 4.12, para operação em condução descontínua, é dada pela Equação (4.17).

$$d(\omega t) = D_{cd}(\omega t) \cdot \frac{V_{ab}(\omega t)}{V_o} \quad (4.17)$$

Para condução crítica, ou seja, para o limite da operação entre os modos de condução descontínua e contínua, tem-se que:

$$d(\omega t) + D_{cd}(\omega t) = 1 \quad (4.18)$$

Então,

$$I_{Lcd}(\omega t) = I_{ref} - \left( m_c + \frac{m_1(\omega t)}{2} \right) \cdot D_{cd}(\omega t) \cdot T$$

(4.19)

Assim, uma vez especificados os parâmetros  $m_c$  e  $I_{ref}$ , pode-se estabelecer a tensão limite de operação entre os modos descontínuo e contínuo ( $V_{abl}$ ), conforme Equação (4.20).

$$V_{abl} = \frac{V_o}{D_{cd\max}} + V_o - \frac{2 \cdot I_{ref} \cdot K_r \cdot V_o^2}{m_c \cdot T(V_{abl} + K_r \cdot V_o) \cdot D_{cd\max}} \quad (4.20)$$

Onde:

$D_{cd\max}$  = Razão cíclica efetiva máxima em condução descontínua;

$$m_1(\omega t) = \frac{V_{abl}}{L};$$

$K_r$  = Constante de compensação de rampa (Equação 3.99).

Sendo que,

$$I_{ref} \leq m_c \cdot T \quad (4.21)$$

O ângulo limite entre condução descontínua e contínua ( $\omega t_L$ ), correspondente à tensão limite  $V_{abl}$ , é dado pela Equação (4.22).

$$\omega t_L = \arcsen\left(\frac{V_{abl}}{V_p}\right) \quad (4.22)$$

Admitindo-se que,

$$L_{eq} = \frac{L \cdot L_M}{L + L_M} = \frac{L}{2} \quad (4.23)$$

Ou seja:

$$L = L_M.$$

Com os parâmetros de normalização definidos em (4.24), é possível introduzir uma sistemática de projeto de forma genérica.

$$\begin{cases} \lambda = \frac{V_o}{V_p} \\ V_b = V_o \\ I_b = \frac{V_o \cdot T}{2 \cdot L} \end{cases} \quad (4.24)$$

Onde:

$V_b$  = Tensão de base,

$I_b$  = Corrente de base.

A razão cíclica máxima ( $D_{od\max}$ ) em condução descontínua é dada também pela Equação

(4.25).

$$D_{od\max} = \delta = \frac{I_{ref} \cdot L}{K_r \cdot V_o \cdot T} \leq 1 \quad (4.25)$$

Portanto,

$$\delta = \frac{\overline{I_{ref}}}{2 \cdot K_r} \quad (4.26)$$

Onde:

$$\overline{I_{ref}} = \frac{I_{ref}}{I_b}$$

Logo, a tensão limite normalizada ( $\overline{V_{abl}}$ ) de condução contínua/descontínua, assim como, o ângulo limite normalizado ( $\overline{\omega t_L}$ ), são dados pela Equações (4.27) e (4.28), respectivamente.

$$\overline{V_{abl}} = \frac{2 + 2 \cdot \delta - \overline{I_{ref}} + \sqrt{\overline{I_{ref}}^2 - 4 \cdot \delta \cdot \overline{I_{ref}} - 12 \cdot \overline{I_{ref}} + (2 \cdot \delta + 2)^2 + 8 \cdot \overline{I_{ref}} / \delta}}{4} \quad (4.27)$$

$$\overline{\omega t_L} = \arcsen(\lambda \cdot \overline{V_{abl}}) \quad (4.28)$$

Assim, com o objetivo de organizar a análise, desenvolve-se o estudo dos modos de funcionamento de maneira separada, ou seja: Modo de condução descontínua ( $V_{ab}(\omega t) < V_{abl}$ ), e, Modo de condução contínua ( $V_{ab}(\omega t) \geq V_{abl}$ ).

#### 4.3.1 - Corrente Média Instantânea Através de $L$ em Condução Descontínua

Uma vantagem do conversor Sepic em relação ao conversor Boost é que, mesmo em condução descontínua, a corrente de entrada através do indutor  $L$  pode não ser descontínua (devido “corrente residual”), conforme Figura 4.12. Entretanto, a condução descontínua ocorre em apenas uma pequena fração do período de  $V_{ab}(\omega t)$ , assim, a contribuição ao valor eficaz na corrente de entrada, ou valor médio da corrente de entrada retificada através de  $L$ , devido à esta parcela de corrente ( $I_{LL}(\omega t)$ ), é muito pequena. Portanto, para simplificar a análise, a “corrente residual” será desconsiderada.

Assim, na região de condução descontínua, a corrente média instantânea através de  $L$ , para um período de chaveamento ( $T$ ), é dada pela Equação (4.29).

$$I_{Lcd}(\omega t) = \left\{ \left[ \frac{D_{cd}(\omega t) \cdot T \cdot V_p \cdot |\text{sen}(\omega t)|}{2 \cdot L} \right] \cdot [D_{cd}(\omega t) + d(\omega t)] \right\} \quad (4.29)$$

Onde:

$I_{Lcd}(\omega t)$  = Corrente média instantânea através de L em condução descontínua, durante um período de chaveamento genérico.

Logo, com as considerações simplificadoras adotadas e Equações (4.14) e (4.18), obtém-se que:

$$I_{Lcd}(\omega t) = \frac{I_{ref}^2 \cdot L}{2 \cdot V_o \cdot T} \left\{ \frac{V_o \cdot |\text{sen}(\omega t)| + V_p \cdot |\text{sen}(\omega t)|^2}{(V_p + 2 \cdot K_r \cdot V_o) \cdot |\text{sen}(\omega t)|^2 + \frac{(K_r \cdot V_o)^2}{V_p}} \right\} \quad (4.30)$$

Normalizando-se a Equação (4.30), de acordo com os parâmetros de normalização pré-estabelecidos, tem-se a corrente normalizada média instantânea ( $\overline{I_{Lcd}(\omega t)}$ ) através do indutor L, em condução descontínua, dada pela Equação (4.31).

$$\overline{I_{Lcd}(\omega t)} = \overline{I_{ref}}^2 \left\{ \frac{\lambda \cdot |\text{sen}(\omega t)| + |\text{sen}(\omega t)|^2}{4 \left( 1 + \frac{\lambda \cdot \overline{I_{ref}}}{\delta} \right) \cdot |\text{sen}(\omega t)|^2 + \left( \frac{\lambda}{\delta} \right)^2 \cdot \overline{I_{ref}}^2} \right\} \quad (4.31)$$

A Equação (4.31) é válida para todo intervalo em que:

$$\begin{cases} 0 \leq \omega t < \overline{\omega t_L} \\ \pi - \overline{\omega t_L} < \omega t \leq \pi \end{cases} \quad (4.32)$$

### 4.3.2 - Corrente Média Instantânea Através de L em Condução Contínua

A corrente média instantânea através de L em condução contínua ( $I_L(\omega t)$ ), para um período de chaveamento genérico, conforme Figura 4.13, é dada pela Equação (4.33).

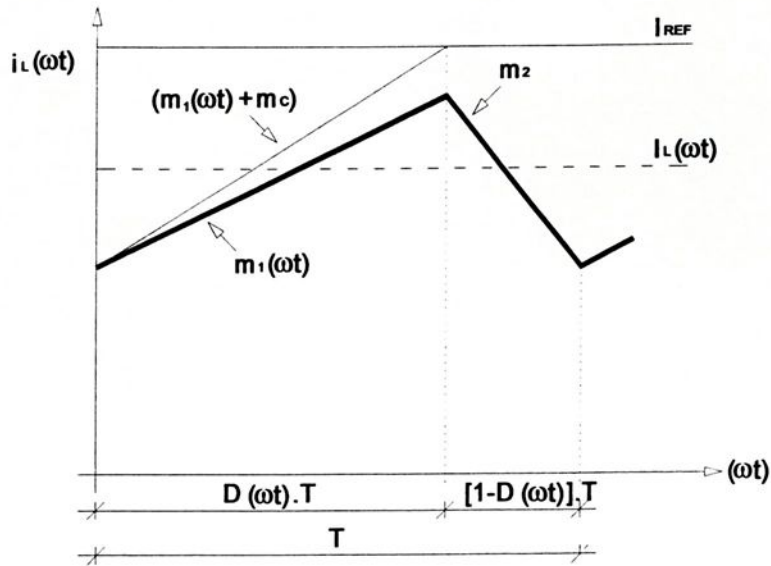


Figura 4.13 - Corrente através do indutor de entrada L em condução contínua.

$$I_L(\omega t) = I_{ref} + \frac{V_p \cdot |\text{sen}(\omega t)|}{2 \cdot L} \cdot D(\omega t) \cdot T - (m_1(\omega t) + m_c) \cdot D(\omega t) \cdot T \quad (4.33)$$

Onde:

$I_L(\omega t)$  = Corrente média instantânea através de L em condução contínua, para um período de chaveamento genérico;

$$m_1(\omega t) = \frac{V_p \cdot |\text{sen}(\omega t)|}{L};$$

$$m_c = \frac{K_r \cdot V_o}{L},$$

$$D(\omega t) = \frac{V_o}{V_o + V_p \cdot |\text{sen}(\omega t)|} \quad (4.34)$$

Logo,

$$I_L(\omega t) = I_{ref} - \frac{V_o \cdot T}{2 \cdot L \left[ \frac{V_o}{V_p} + |\text{sen}(\omega t)| \right]} \left\{ |\text{sen}(\omega t)| + \frac{2K_r \cdot V_o}{V_p} \right\} \quad (4.35)$$

Portanto, a corrente normalizada média instantânea ( $\overline{I_L(\omega t)}$ ) em condução contínua, para um período genérico de chaveamento, é dada pela Equação (4.36).

$$\overline{I_L(\omega t)} = \overline{I_{ref}} - \left\{ \frac{|\text{sen}(\omega t)| + \left( \frac{\lambda}{\delta} \right) \cdot \overline{I_{ref}}}{\lambda + |\text{sen}(\omega t)|} \right\} \quad (4.36)$$

A Equação (4.36) é válida para todo intervalo em que:

$$\overline{\omega t_L} \leq \omega t \leq \pi - \overline{\omega t_L} \quad (4.37)$$

### 4.3.3 - Corrente Média Normalizada Através de L e Lei de Controle Normalizada

A corrente normalizada média instantânea ( $\overline{i_L(\omega t)}$ ) através de L é dada pela Equação (4.38). Considera-se que  $\overline{i_L(\omega t)}$  seja aproximadamente a corrente instantânea através de L.

$$\overline{i_L(\omega t)} = \begin{cases} \overline{I_{Lcd}(\omega t)} & \text{se: } \begin{cases} 0 & \leq \omega t < \overline{\omega t_L} \\ \pi - \overline{\omega t_L} & < \omega t \leq \pi \end{cases} \\ \overline{I_L(\omega t)} & \text{se: } \begin{cases} \overline{\omega t_L} & \leq \omega t \leq \pi - \overline{\omega t_L} \end{cases} \end{cases} \quad (4.38)$$

Logo, a corrente normalizada média ( $\overline{I_{Lmed}}$ ) através de L, para um período da tensão  $V_{ab}(\omega t)$ , é dada pela Equação (4.39).

$$\overline{I_{Lmed}} = \frac{1}{\pi} \left\{ \int_0^{\overline{\omega t_L}} \overline{I_{Lcd}(\omega t)} \, d\omega t + \int_{\overline{\omega t_L}}^{\pi - \overline{\omega t_L}} \overline{I_L(\omega t)} \, d\omega t + \int_{\pi - \overline{\omega t_L}}^{\pi} \overline{I_{Lcd}(\omega t)} \, d\omega t \right\} \quad (4.39)$$

A corrente normalizada eficaz ( $\overline{I_{Lef}}$ ) através de L, para um período de  $V_{ab}(\omega t)$  é dada pela equação 4.40.

$$\overline{I_{Lef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left\{ \int_0^{\pi} \overline{i_L(\omega t)}^2 \cdot d\omega t \right\}} \quad (4.40)$$

Portanto, a “Lei de controle” para o conversor CA/CC Sepic no modo corrente de pico com compensação de rampa, é dada pela Equação (4.41)

$$\overline{I_o} = \left( \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \lambda} \right) \cdot \overline{I_{Lef}} \quad (4.41)$$

Onde:

$\overline{I_o}$  = Corrente média na carga normalizada.

A corrente normalizada média instantânea de entrada ( $\overline{I_{in}(\omega t)}$ ), durante um período da tensão de rede ( $V_{in}(\omega t)$ ), é dada pela Equação (4.42), tomando-se a corrente normalizada de pico de referência como parâmetro, com os valores de  $\lambda$  e  $\delta$  especificados em projeto.

$$\overline{I_{in}(\omega t)} = \begin{cases} \overline{i_L(\omega t)} & \text{se: } 0 \leq \omega t \leq \pi \\ -\overline{i_L(\omega t)} & \text{se: } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (4.42)$$

#### 4.3.4 - Determinação da Indutância de Entrada (L) e da Constante de Compensação de Rampa (K<sub>r</sub>)

A ondulação de corrente através do indutor L, na região de condução contínua, é dada pela Equação (4.43).

$$\Delta I_L(\omega t) = \frac{V_p \cdot |\text{sen}(\omega t)| \cdot D(\omega t) \cdot T}{L} \quad (4.43)$$

Onde:

$$D(\omega t) = \text{Equação (4.34)}.$$

Logo, a ondulação normalizada de corrente ( $\overline{\Delta I_L(\omega t)}$ ) através do indutor L, na região de condução contínua, é conforme Equação (4.44).

$$\overline{\Delta I_L(\omega t)} = \frac{2 \cdot |\text{sen}(\omega t)|}{\lambda + |\text{sen}(\omega t)|} \quad (4.44)$$

Desta forma, a indutância de entrada L pode ser obtida através da Equação (4.45).

$$L = \frac{V_p \cdot T \cdot \overline{\Delta I_{L \max}}}{\Delta I_{L \max}} \quad (4.45)$$

Adotando-se que:

$$\Delta I_{L \max} = 0,2 \cdot I_p ;$$

$$I_p = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{0 \text{nom}}}{\eta \cdot V_{\text{in(ef)min}}}$$

Onde:

$I_p$  = Corrente de pico de entrada;

$P_{0 \text{nom}}$  = Potência nominal de saída;

$\eta$  = Mínimo valor adotado para a eficiência,

$V_{\text{in(ef)min}}$  = Mínima tensão eficaz de entrada.

Da Equação (4.25) podemos obter a constante de compensação de rampa ( $K_r$ ), de acordo com a Equação (4.46).

$$K_r = \frac{I_{\text{ref max}} \cdot L}{V_0 \cdot T \cdot \delta} \quad (4.46)$$

Onde:

$$I_{\text{ref max}} = I_p + m_c \cdot D_{\text{min}} \cdot T,$$

$$D_{\min} = \frac{\lambda}{1 + \lambda} \quad (4.47)$$

Desta forma, tem-se na Equação (4.48) a constante de compensação de rampa ( $K_r$ ).

$$K_r = \frac{\bar{I}_p \cdot (1 + \lambda)}{2 \cdot [\delta \cdot (1 + \lambda) - \lambda]} \quad (4.48)$$

Onde:

$$\bar{I}_p = \frac{I_p}{I_b} \quad (4.49)$$

Portanto, com os dados de especificação para o conversor Sepic e com a indutância de entrada  $L$ , Equação (4.45), pode-se determinar a constante de rampa, através da Equação (4.48).

#### 4.4 - Fator de Potência e Taxa de Distorção Harmônica

Na Equação (4.50) tem-se o "Fator de Potência normalizado" ( $\overline{FP}$ ) em função da corrente normalizada de pico de referência de controle, para determinado valor especificado dos parâmetros  $\lambda$  e  $\delta$ , admitindo-se tensão de alimentação senoidal isenta de distorção harmônica.

$$\overline{FP} = \frac{\overline{P_{in}}}{\overline{V_{in(ef)}} \cdot \overline{I_{in(ef)}}} = \frac{\overline{I_{in(ef)1}}}{\overline{I_{in(ef)}}} \quad (4.50)$$

Com:

$$\overline{P_{in}} = \overline{V_{in(ef)}} \cdot \overline{I_{in(ef)1}} \quad (4.51)$$

$$\overline{I_{in(ef)}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} [\overline{i_L(\omega t)}]^2 d\omega t} \quad (4.52)$$

$$\overline{V_{in(ef)}} = \frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} |\text{sen}(\omega t)|^2 d\omega t} \quad (4.53)$$

Onde:

$\overline{P_{in}}$  = Potência média normalizada de entrada;

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

$\overline{I_{in(ef)1}}$  = Valor eficaz normalizado da corrente fundamental de entrada.

Na Equação (4.54) tem-se a "Taxa de distorção harmônica normalizada" ( $\overline{TDH}$ ) para a corrente de entrada, em função da corrente normalizada de pico de referência, para determinado valor especificado dos parâmetros  $\lambda$  e  $\delta$ .

$$\overline{TDH} = \sqrt{\left[ \frac{1}{\overline{FP}} \right]^2 - 1} \quad (4.54)$$

Considera-se que na equação (4.54) o ângulo de deslocamento da fundamental da corrente de entrada em relação à tensão de entrada é nulo, ou seja:

$$\cos(\phi) = 1 \quad (4.55)$$

#### 4.5. - Demais Parâmetros para o Circuito de Potência do Conversor CA/CC PWM Sepic

Considerando-se que o conversor Sepic opera no modo de condução contínua, ignorando-se a pequena fração do período de condução descontínua, deve-se garantir que a inequação (4.56) seja atendida.

$$\frac{2 \cdot \text{Leq} \cdot f_s}{R_{\min}} > (1 - D_{\min})^2 \quad (4.56)$$

Onde:

$R_{\min}$  = Resistência para carga mínima;

$D_{\min}$  = Razão cíclica efetiva mínima em condução contínua, (Equação 4.47);

$$\text{Leq} = \frac{L \cdot L_M}{L + L_M}$$

Assim, para operação em condução contínua, tem-se que:

$$\text{Leq} > \frac{R_{\min}}{2 \cdot f_s \cdot (1 + \lambda)} \quad (4.57)$$

Ou, então:

$$\text{Leq} > \frac{V_0^2}{2 \cdot f_s \cdot P_{0\min} \cdot (1 + \lambda)} \quad (4.58)$$

Onde:

$P_{0\min}$  = Potência mínima na carga.

Com a indutância de entrada  $L$ , dada pela Equação (4.45), então:

$$L_M > \frac{\text{Leq} \cdot L}{L - \text{Leq}} \quad (4.59)$$

Com as inequações (4.58) e (4.59) atendidas, conhecendo-se  $L$ , a hipótese simplificadora adotada no procedimento de análise, onde os valores das indutâncias  $L$  e  $L_M$  foram assumidos iguais, pode ser admitida. Portanto,  $L = L_M$  se as Equações (4.57) e (4.58) forem atendidas.

Para o cálculo do capacitor de acumulação ( $C_e$ ), pode-se adotar que:

$$\begin{cases} C_e > \frac{1}{L_{eq} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_s)^2} , e \\ C_e \lll \frac{1}{L_{eq} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{rede})^2} \end{cases} \quad (4.60)$$

A capacitância necessária para o filtro de saída ( $C_0$ ) pode ser dada pela Equação (4.61).

$$C_0 \geq \frac{P_0}{4 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot V_0 \cdot \Delta V_0} \quad (4.61)$$

Adotando-se que:

$$\Delta V_0 = 0,06 \cdot V_0 .$$

#### 4.6 - Metodologia e Exemplo de Projeto

Com a análise desenvolvida nos itens anteriores, pode-se estabelecer uma metodologia de projeto para o conversor CA/CC Sepic ZCS PWM com elevado fator de potência e controle por corrente de pico imposta com compensação de rampa.

A metodologia, exemplo de projeto e resultados de simulação são apresentados para o conversor operando como abaixador de tensão.

##### 4.6.1 - Exemplo de Projeto, Operação como Abaixador de Tensão

**Passo 1 - Especificações de entrada e saída.**

$V_{in(ef)} = 220V \pm 15\%$  ;  $f_{rede} = 60Hz$  ;  $V_{in(ef)min} = 187V$  ;  $V_0 = 51V$  ;  $P_0 = 300W$  ;  $\eta = 0,95$  ;  $f_s = 20kHz$  ; e  $\delta = 0,94$  (razão cíclica máxima adotada).

**Passo 2 → Cálculo dos parâmetros ressonantes;**

Tendo em vista, minimizar a influência dos parâmetros ressonantes e satisfazer as condições de operação, adota-se os seguintes parâmetros, conforme Figura 4.11:

$$\alpha_{1ef} = 0,101 ; \alpha_{2m\acute{a}x} = 0,351 ; \beta = 0,4 \text{ e } f_s/f_{02} = f = 0,15.$$

Portando, das equações (3.6), (3.7), (4.4) e (4.5) tem-se que:

$$L_{r1} = 80\mu H ; L_{r2} = 32\mu H \text{ e } C_r = 44nF.$$

**Passo 3 - Máximo valor de ondulação normalizada de corrente através de L ( $\overline{\Delta I_{Lmax}}$ ).**

O parâmetro ( $\lambda$ ) é definido pela Equação (4.24). Então, com os dados do Passo 1, tem-se que:  $\lambda = 0,163987$  .

Conhecendo-se ( $\lambda$ ) e com a Equação (4.44), o máximo valor de ondulação normalizada de corrente ( $\overline{\Delta I_{L\max}}$ ) pode ser obtido através da Figura 4.14, para  $\lambda = 0,163987$ . Assim,

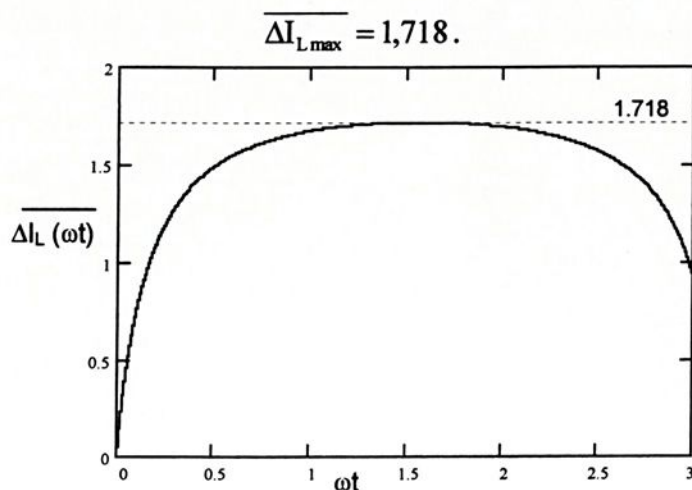


Figura. 4.14 - Ondulação normalizada de corrente através de L, em condução contínua, para  $\lambda = 0,163987$ .

#### Passo 4 - Cálculo das indutâncias L e $L_M$ .

Com a Equação (4.45) obtém-se a indutância de entrada L, onde:

$$I_p = 2,388A, \text{ e}$$

$$\Delta I_{L\max} = 0,478A.$$

Portanto, com os parâmetros especificados no Passo 1, conhecendo-se ( $\overline{\Delta I_{L\max}}$ ) e ( $\Delta I_{L\max}$ ), a indutância L pode ser obtida. Assim,

$$L = 56mH.$$

Com a Equação (4.58) verifica-se a indutância equivalente mínima, para operação em condução contínua. Logo,

$$L_{eq} > 0,37mH.$$

Portanto, adotando-se que:

$$L = 6mH \text{ e } L_M = 5mH.$$

Então:

$$L_{eq} = 2,73mH.$$

Desta forma, com L e  $L_M$  adotados garante-se a operação em condução contínua, como desejado, evitando-se os elevados valores para L, anteriormente calculados.

**Passo 5** - Constante de compensação de rampa ( $K_r$ ).

Com os parâmetros especificados no Passo 1, conhecendo-se ( $\lambda$ ), ( $I_p$ ) e ( $L$ ), a constante de compensação de rampa é obtida através da Equação (4.48). Assim,

$$K_r = 6,945.$$

**Passo 6** - Corrente média normalizada nominal na carga ( $\overline{I_{0nom}}$ ) e corrente normalizada de pico de referência máxima ( $\overline{I_{ref_{max}}}$ ).

Com os parâmetros especificados no Passo 1, a corrente média nominal na carga ( $I_{0nom}$ ) é dada pela Equação (4.62).

$$I_{0nom} = P_{0nom} / V_o \quad (4.62)$$

Sendo que a corrente média normalizada nominal na carga é dada pela Equação (4.63).

$$\overline{I_{0nom}} = I_{0nom} / I_b \quad (4.63)$$

Onde:

$$I_b = \frac{V_o \cdot T}{2 \cdot L} = 0,2125A$$

Assim,

$$\overline{I_{0nom}} = 27,682.$$

Com a Equação (4.41) da “Lei de controle” e parâmetros definidos anteriormente, tem-se na Figura 4.15, para o correspondente valor da corrente média normalizada nominal na carga ( $\overline{I_{0nom}}$ ), o valor da corrente normalizada de pico de referência máxima ( $\overline{I_{ref_{max}}}$ ). Logo,

$$\overline{I_{ref_{max}}} = 13,195$$

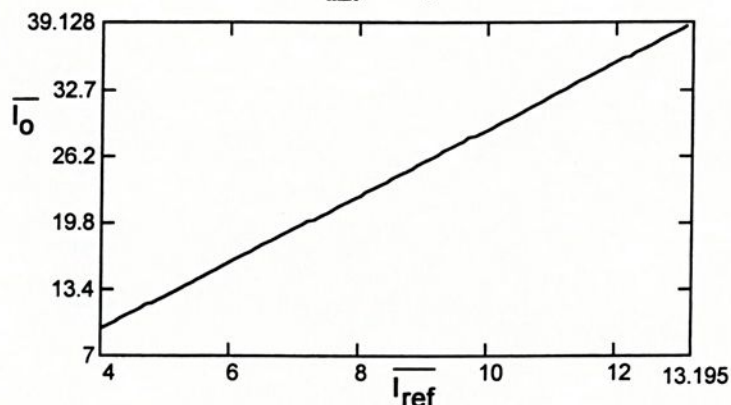


Figura 4.15 - Lei de controle normalizada para  $\lambda = 0,163987$  e  $\delta = 0,94$ .

### Passo 7 - Cálculo da capacitância de acumulação ( $C_e$ ).

Com os parâmetros especificados ou calculados anteriormente e inequações (4.60), obtém-se a capacitância  $C_e$ . Onde:

$$\begin{cases} C_e > 23,2\text{nF} \\ C_e \lll 2,57\text{mF} \end{cases}, e$$

Logo, adota-se que:

$$C_e = 88\mu\text{F}.$$

### Passo 8 - Capacitância do filtro de saída ( $C_0$ ).

A capacitância ( $C_0$ ), requerida para se obter uma ondulação especificada na tensão de saída ( $\Delta V_0$ ) menor do que 6%, é dada pela Equação (4.61). Logo,

$$C_0 \geq 2550\mu\text{F}.$$

Portanto, com as equações (4.50) e (4.54), para as seguinte condições:  $\overline{I_{ref_{max}}} = 13,195$ ,  $\lambda = 0,163987$ ,  $\delta = 0,94$  e  $\overline{I_0} = 39,128$ , tem-se que:  $\overline{FP} = 0,97$  e que  $\overline{TDH} = 26\%$ .

#### 4.6.2 – Resultados de Simulação

A seguir são apresentas as principais formas de onda obtidas em simulação, validando dessa forma, a análise do circuito proposto.

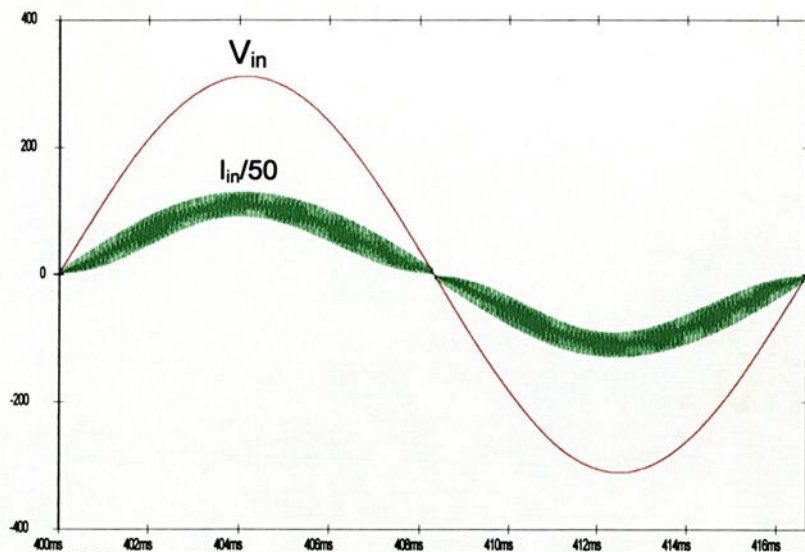


Figura 4.16 – Tensão e corrente de entrada, para carga nominal.

Na Figura 4.16 apresenta-se um detalhe da forma de onda da corrente de entrada, o que pode-se observar é que a corrente está praticamente em fase com a tensão e comportando-se de

forma praticamente senoidal, o que proporciona uma baixa taxa de distorção harmônica e elevado fator de potência.

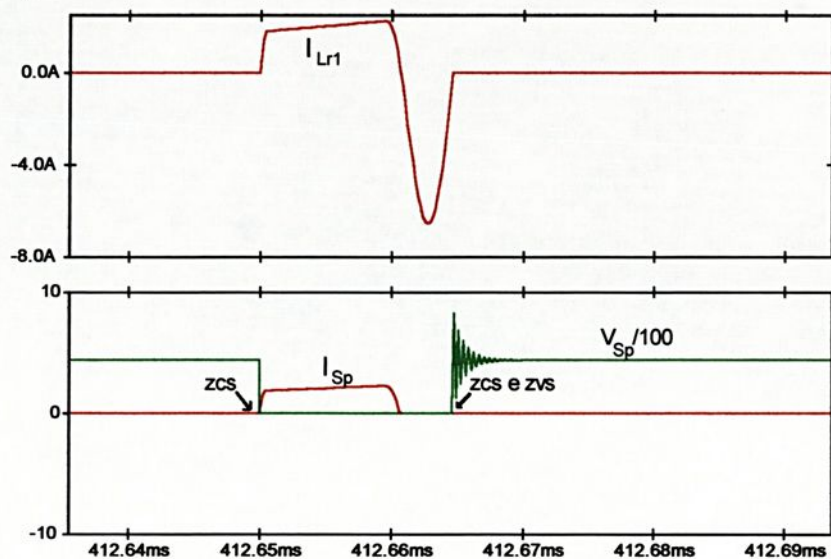


Figura 4.17 – Corrente através de  $L_{r1}$  e  $S_p$  e tensão sobre  $S_p$ , carga nominal.

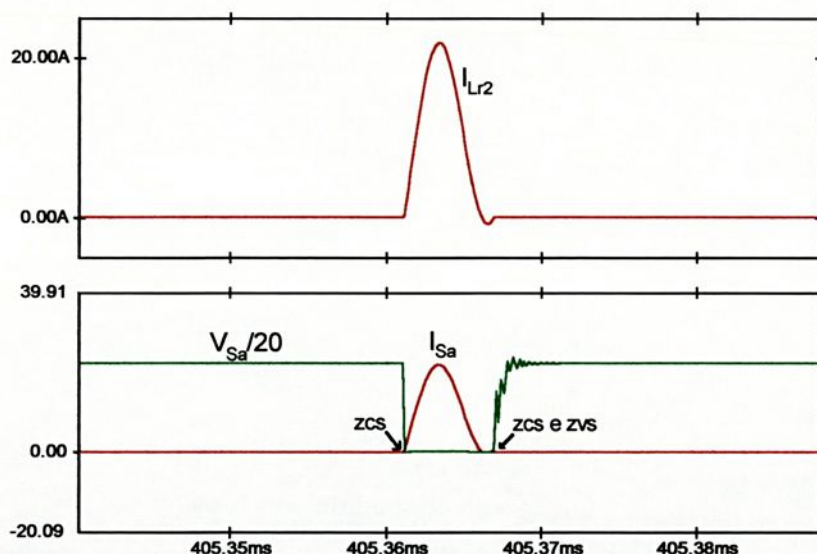


Figura 4.18 – Corrente através de  $L_{r2}$  e  $S_a$  e tensão sobre  $S_a$ , carga nominal.

Verifica-se nas Figuras 4.17 e 4.18, que ocorrem comutações não-dissipativas tipo ZCS, na entrada em condução, tanto para  $S_p$  como para  $S_a$ . Além de comutações tipo ZCS e ZVS, no bloqueio de ambas as chaves.

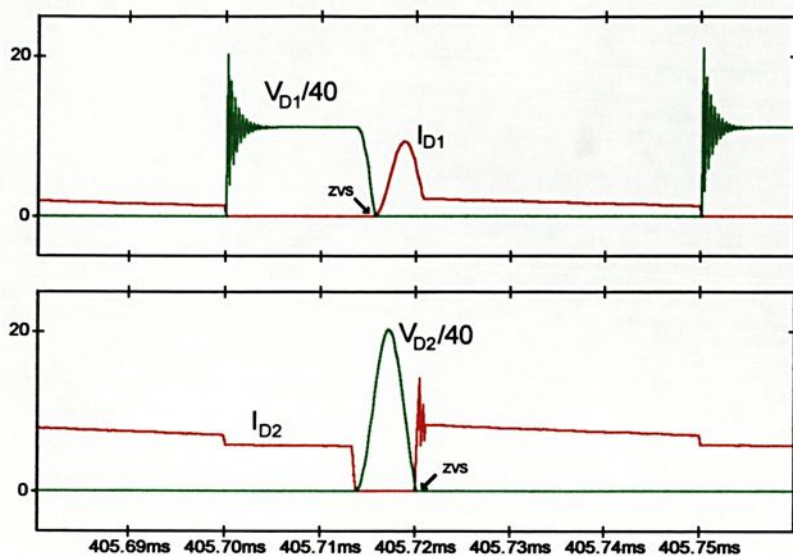


Figura 4.19 – Correntes e tensões nos diodos  $D_1$  e  $D_2$ , carga nominal.

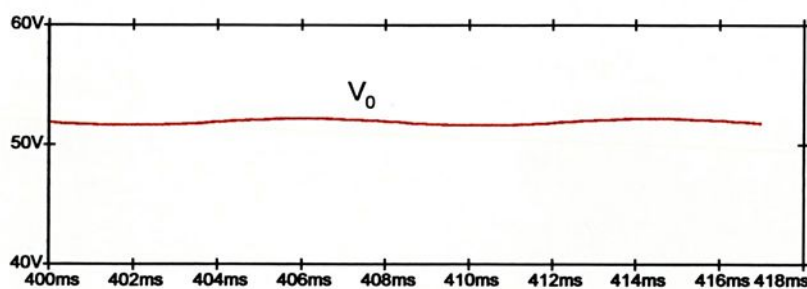


Figura 4.20 – Tensão de saída, para carga nominal.

Observa-se na Figura 4.19 que ocorrem comutações tipo ZVS no bloqueio de  $D_1$  e  $D_2$ . Além de não existir a ocorrência de recuperação reversa sobre os interruptores  $S_p$  e  $S_a$ , inerente a técnica ZCS convencional.

#### 4.6.3 - Listagem do Programa Utilizado para Simulação no Pspice 4.02

Apresenta-se a seguir, a listagem do programa de simulação Pspice de novo conversor retificador Sepic ZCS-PWM, com controle por corrente de pico com compensação de rampa, de acordo com o exemplo de projeto e resultados de simulação apresentados nos itens 4.6.1 e 4.6.2.

*HIGH-POWER FACTOR ZCS-PWM SEPIC RECTIFIER PEAK CUR.CONTROL AND SL.COMPENS.	
*POWER CIRCUIT	RG 20 0 1MEG
VIN 30 40 SIN(0 311 60 0 0 0)	EGA 20A 0 POLY(1) 20 0 15 -1
D3 30 1 DIODE	RGA 20A 0 1MEG
D4 40 1 DIODE	EGB 20B 0 POLY(1) 20A 0 15 -1
D5 0 30 DIODE	RGB 20B 0 1MEG
D6 0 40 DIODE	*DERIVATOR
VL1 1 1A 0	CD 20A 21 55p
L 1A 2 6m IC=1.4	RD 21 0 5K
Co 3A 0 2720u IC=51	*OSCILATOR
LM 100 0 5m ic=6	DM1 21 22 DIODE
CE 3 100 88u IC=390	DM2 0 23 DIODE1
D1 2 3 DIODE	RM1 22 0 53K
S1 2A 0 50A 0 SWITCH	RM2 25 22 53K
DS1 0 2A DIODE	RM3 23 25 210K
LR1 2 2A 80u IC=0	CM1 23 0 35p IC=0.0
LR2 3 3B 32u IC=0	EM 25 0 TABLE {V(22)-V(23)} = (-200u,-12) (-125u,-12) (0.0,-12) (+200u,12)
D2 100 3A DIODE	RM5 25 26 10K
CR 3 0 44n IC=441	RM6 26 0 1MEG
S2 3B 0 50B 0 SWITCH	E50 50 0 TABLE {V(26)} = (-.1E-2,0) (-.1E-3,0) (0.0,10) (.1E-2,12) (.1,15)
DS2 0 3B DIODE	R50 50 0 1MEG
RL 3A 0 8.67	*CONTROL SIGNAL
*CONTROL CIRCUIT	ES2 50B 0 50 0 1
*SENSOR	RS2 50B 0 10K
HS1 4 0 VL1 1	ES1 50A 0 POLY(2) 20B 0 50B 0 0 1 1
RIS1 4 0 10K	RS1 50A 0 10K
*SLOPE COMPENSATION	*MODEL AND PARAMETERS
VR 5 0 PULSE (0 3.0 0 49.5u 50n 450n 50u)	.MODEL SWITCH VSWITCH (Ron=0.1 Roff=1E6 Von=1.0 Voff=0.5)
RIR 5 0 10K	.MODEL DIODE D (Rs=24m Cjo=0) ; *ipsp*
EIC 6 0 POLY(2) 4 0 5 0 0 1 1	.MODEL DIODE1 D (Rs=1.0 TT=0 VJ=0.7 cjo=0p) ; *ipsp*
RIC 6 0 10K	.OPT ACCT ABSTOL=2uA RELTOL=3m ITL5=0 ITL4=200 CHGTOL=10.0p ; *ipsp*
*COMPARATOR	.LIB
VREF 7 0 2.6	.IC V(23)=0
RREF 7 0 10K	.TRAN 200n 417m 400m 200n UIC ; *IPSP*
EC 8 0 7 6 1	.PROBE
RC 8 0 10K	.END
ECAUX 9 0 TABLE {V(8)} = (-.1,0) (-.1E-2,5) (0,8) (.1E-2,10) (.1,15)	
RCAUX 9 0 10K	
*PWM CONTROL	
VCL 10 0 PULSE (0 5 0 50n 50n 49.9u 50u)	
RCL 10 0 10KEG 20 0 TABLE {V(9,10)} = (-.1,0) (-.1E-2,5) (0,8) (.1E-2,10) (.1,15)	

#### 4.6.4 – Resultados Experimentais

Na Figura 4.21 é apresentado o circuito de potência para novo conversor CA/CC Sepic ZCS-PWM com controle por corrente de pico e compensação de rampa, implementado conforme metodologia proposta no item 4.6.1.

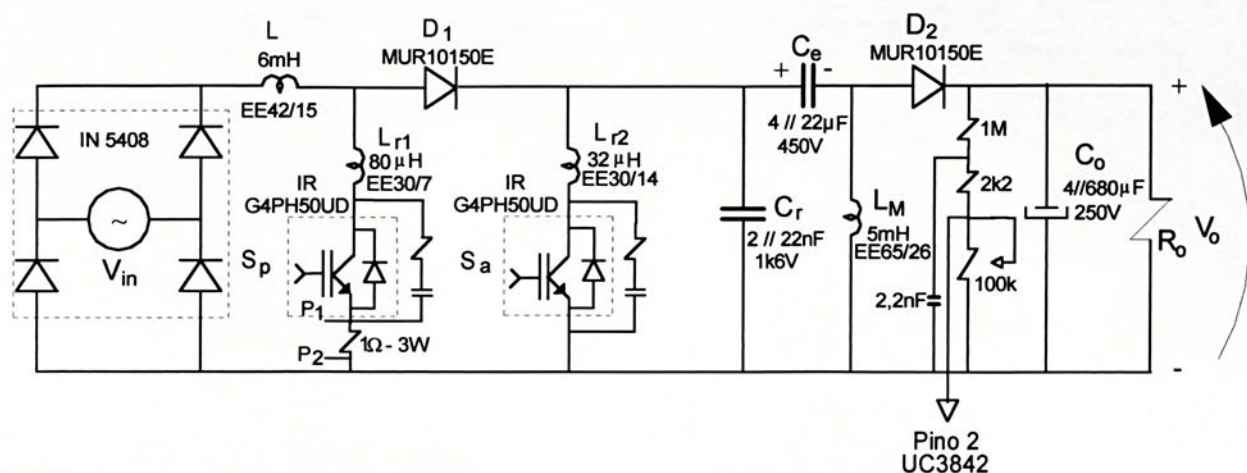


Figura 4.21 – Circuito de potência do novo conversor CA/CC Sepic ZCS-PWM, controlado pela técnica de corrente de pico com compensação de rampa.

Assim, temos na Figura 4.22 apresenta-se o protótipo implementado para o conversor retificador Sepic ZCS-PWM.

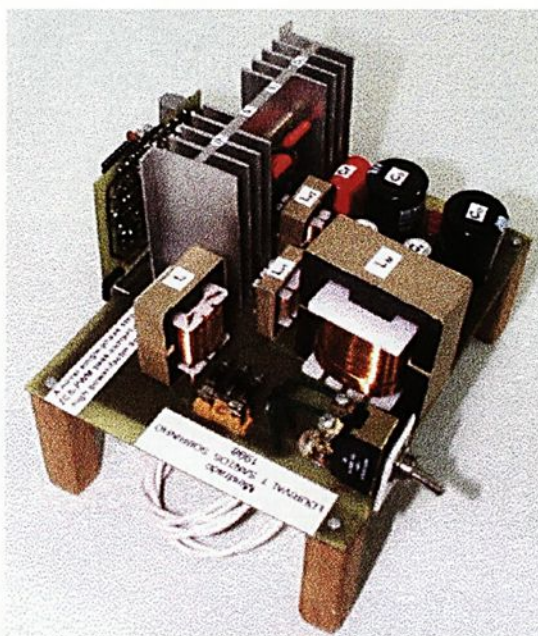
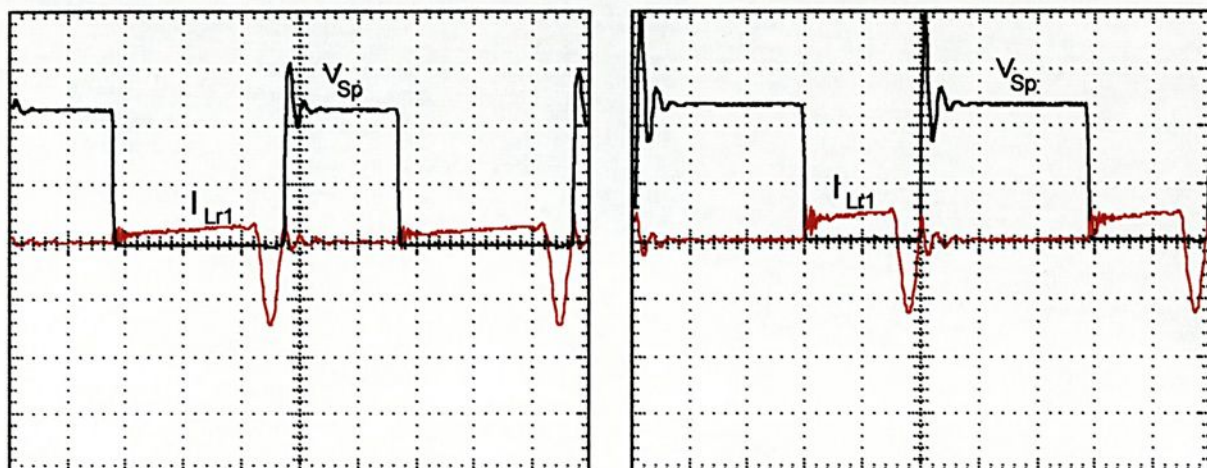


Figura 4.22 – Protótipo implementado do novo conversor CA/CC Sepic ZCS-PWM, controlado pela técnica de corrente de pico com compensação de rampa.



As Figuras 4.24(a) e 4.24(b), apresentam os resultados experimentais obtidos para tensão sobre a chave principal  $S_p$  e a corrente através de  $L_{r1}$  nos seguintes casos: tensão de entrada em torno do seu valor de mínimo, e, em torno de seu valor de máximo, respectivamente, em condição de carga nominal.



(a)

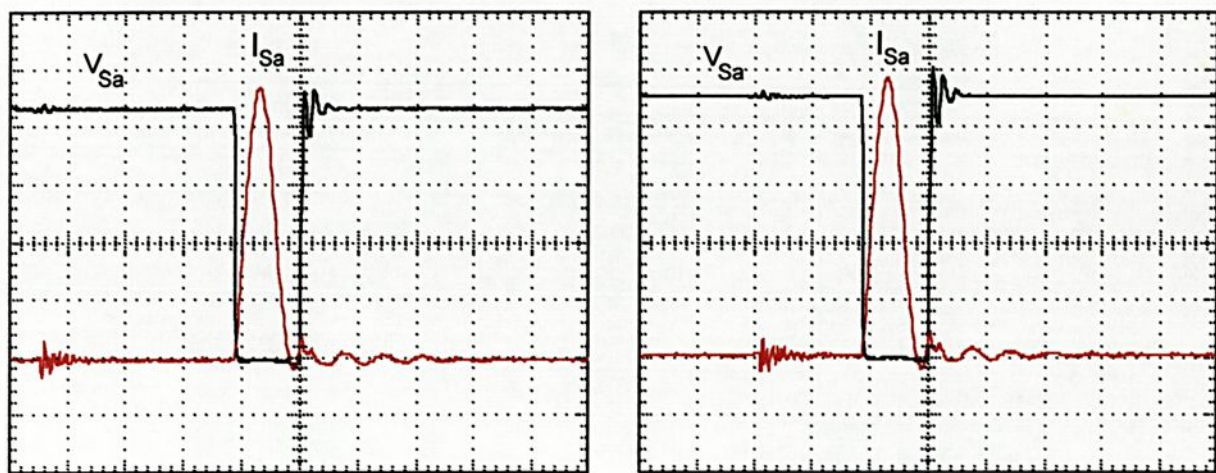
(b)

Tensão: 200V/div; Corrente: 2A/div e Escala de tempo: 10 $\mu$ s/div.

Figura 4.24 – Tensão sobre a chave principal  $S_p$ , e corrente através de  $L_{r1}$ , com carga nominal: (a) próximo a  $V_{in}(\omega t)=0$ , e (b) próximo a  $V_{in}(\omega t)=V_p$

Portanto, os resultados experimentais obtidos, conforme Figura 4.24, comprovam que as comutações para a chave principal  $S_p$  são do tipo ZCS na entrada em condução e ZVS/ZCS durante o bloqueio.

Já as Figuras 4.25(a) e 4.25(b), apresentam os resultados experimentais obtidos para tensão sobre a chave auxiliar  $S_a$  e a corrente através de  $L_{r2}$  nos seguintes casos: tensão de entrada em torno do seu valor de mínimo, e, em torno de seu valor de máximo, respectivamente, em condição de carga nominal.



(a)

(b)

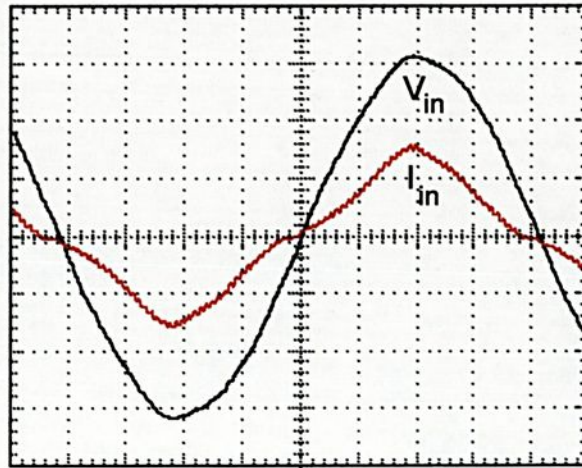
Tensão: 100V/div; Corrente: 5A/div e Escala de tempo: 5 $\mu$ s/div.

Figura 4.25 – Tensão sobre a chave auxiliar  $S_a$  e corrente através de  $L_{r2}$ , com carga nominal:

(a) próximo a  $V_{in}(\alpha) = 0$ , e (b) próximo a  $V_{in}(\alpha) = V_p$

Também para a chave auxiliar  $S_a$ , os resultados experimentais obtidos, conforme Figura 4.25, comprovam que as comutações são do tipo ZCS na entrada em condução e ZVS/ZCS durante o bloqueio. Ainda podemos observar que a corrente através do indutor  $L_{r2}$  é praticamente constante, dependendo somente das tensões na carga e no capacitor  $C_e$  (Equações 3.15, 3.21 e 3,26). Sendo assim, admitindo essas tensões constantes, temos que a energia necessária para o processo de comutação é independente das variações na tensão de entrada, desde que a saída permaneça regulada.

Temos na Figura 4.26, os resultados experimentais para tensão e corrente de entrada, em condição de carga nominal. Na Figura 4.27 tem-se o espectro harmônico da corrente de entrada experimental (Figura 4.26). Na Figura 4.28 apresentam-se os valores eficazes absolutos e relativos dos principais harmônicos da corrente de entrada, comparando assim, os resultados obtidos da análise da corrente de entrada (Figura 4.26) com os limites estabelecidos pela norma IEC 555-2 (International Electrotechnical Commission).



Tensão: 100V/div; Corrente: 2A/div e Escala de tempo: 2ms/div.  
 Figura 4.26 – Corrente e tensão de entrada, para carga nominal

Da análise da forma de onda apresentada na Figura 4.26, verifica-se um defasamento de  $4,98^\circ$  entre a tensão e corrente fundamental de entrada. A taxa de distorção harmônica (TDH) da corrente é de 17,92%, resultando num fator de potência de 0,983. Cabe ainda observar que não foi utilizado nenhum tipo de filtro de linha adicional, e que a TDH da tensão de entrada, no instante da aquisição dos resultados da Figura 4.26, foi de 1,61%.

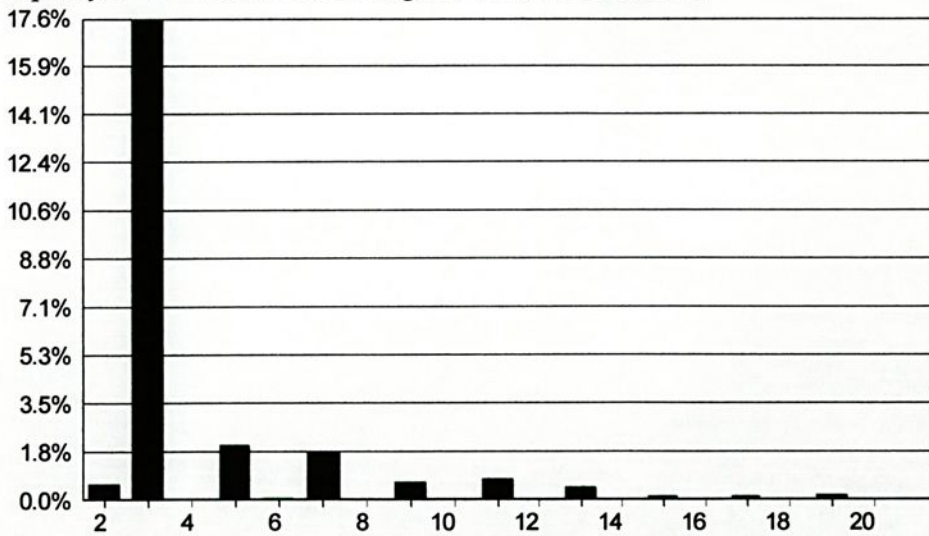


Figura 4.27 – Espectro harmônico experimental da corrente de entrada, para carga nominal

IEC - Classe D				
$V_{in} = 220V$ e $P_o = 300W$				
Ordem Harmônica	Corrente máxima da componente harmônica (Valores eficazes)			
	Relativa (mA/W) 1000-3-2	Relativa (mA/W) 555-2	Absoluta (A) 555-2	Sepic ZCS - PWM (A)
2		1,0	0,30	0,012
3	3,4	3,6	1,08	0,316
4		0,5	0,15	0,001
5	1,9	2,0	0,60	0,037
7	1,0	1,5	0,45	0,031
9	0,5	1,0	0,30	0,012
11	0,35	0,6	0,18	0,014
13	0,296	0,5	0,15	0,009
15	0,256	0,44	0,13	0,004

Figura 4.28 – Valores eficazes absolutos e relativos do conteúdo harmônico normalizados pelas normas IEC, e os resultados obtidos experimentalmente da corrente de entrada, à carga nominal

Os resultados apresentados na Figura 4.28, demonstram que o conteúdo harmônico bem como a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada, tanto para os valores relativos ( $P \leq 300W$ ) como para valores absolutos, atendem os requisitos da IEC555-2 e valores relativos da IEC-1000-3-2.

Na Figura 4.29 apresentam-se os resultados experimentais para o rendimento do conversor em análise.

Observa-se na Figura 4.29 que em toda faixa de variação de carga analisada, temos um elevado rendimento ( $\eta > 89\%$ ), sendo que, para carga nominal chega-se à 95%.

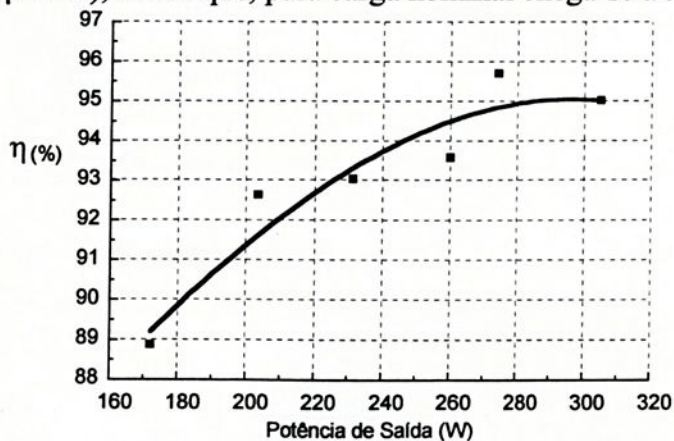


Figura 4.29 – Curva de rendimento (experimental).

#### 4.7 - Conclusões

Apresentamos neste capítulo uma revisão das técnicas ativas de correção de fator de potência, bem como, um novo conversor retificador Sepic ZCS-PWM, controlado através da corrente de pico imposta com compensação de rampa. Os resultados obtidos em simulação e experimentalmente, mostram um funcionamento muito próximo do desejado.

Dentre as vantagens da técnica de controle por corrente de pico, podemos citar :

- Esta técnica apresenta uma proteção instantânea de sobrecorrente, reduzida complexidade de implementação, aumentando a confiabilidade da estrutura;
- Com a proteção intrínseca de sobrecorrente na chave  $S_p$ , descarta-se a necessidade de circuitagem adicional de proteção de sobrecorrente, presente nas técnicas convencionais por valores médios;

Observou-se em resultados obtidos em simulação e experimentalmente, que ocorre comutação não-dissipativa (ZCS) tanto para a chave principal quanto para auxiliar, assim como, os diodos  $D_1$  e  $D_2$  comutam sob tensão nula (ZVS), sem efeitos de recuperação reversa sobre  $S_p$  e  $S_a$ .

Assim, analisando-se os resultados obtidos experimentalmente, o novo conversor Sepic ZCS-PWM apresenta uma corrente de entrada de alta qualidade (elevado fator de potência (0,983) e reduzido conteúdo harmônico (TDH=17,92%)), com elevada eficiência ( $\eta=95\%$ , para carga nominal), com a técnica de controle proposta.

## 5. – CONCLUSÃO GERAL

Como análise final, podemos citar algumas das conclusões obtidas com a análise de funcionamento, equacionamento matemático, resultados de simulação e experimentais obtidos [19]:

- Comutações (entrada em condução e bloqueio) não-dissipativas do tipo ZCS, para os interruptores comandados ( $S_p$  e  $S_a$ );
- Comutações do tipo ZVS para os diodos  $D_1$  e  $D_2$  ;
- Frequência de chaveamento constante;
- Proteção intrínseca de sobrecorrente na chave principal;
- Circuitagem de comando simples;
- Possibilidade de obtenção de uma corrente de entrada de alta qualidade (elevado fator de potência e reduzido conteúdo harmônico), com elevada eficiência;
- Operação como abaixador de tensão, possibilitando estruturas isoláveis à partir de  $L_M$ ;
- Menores esforços de corrente no interruptor principal ( $S_p$ ) em relação ao conversor Sepic convencional (menor corrente média);
- Redução das derivadas de corrente e tensões e conseqüente possibilidade de redução das interferências eletromagnéticas.

Como desvantagem podemos citar o aumento dos esforços de tensão. Contudo, mantendo perdas nulas de comutação, limitação da aplicação deste conversor como abaixador para  $q \leq \frac{1}{3}$  (ganho estático) e empregando IGBTs, obtem-se um conversor com importantes características.

Em função do emprego de IGBTs onde as perdas em condução não são dependentes da tensão aplicada, desde que as restrições anteriores sejam atendidas, o presente conversor pode oferecer para o pré-condicionamento de energia, um elevado fator de potência, possibilidade de isolamento, processamento único e característica de abaixador de tensão com relativa regulação de linha e carga.

Como proposta de continuidade, sugere-se a aplicação de outras técnicas ativas que emulam elevado fator de potência, como por exemplo, a técnica por valores médios instantâneos, comparando-as com a que foi apresentada neste trabalho.



### Referências Bibliográficas

- [1]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;
- [2]Elasse, A. el. Al; "Switching losses of IGBTs under zero-voltage and zero-current switching", IAS'96, San Diego, Califórnia, USA, 1996, pp. 600-607;
- [3]F. C. Lee, K. Wang, G. Hua e D. Borojevic, "A comparative study of switching losses of IGBT's under hard-switching, zero-voltage switching and zero-current switching", IEEE PESC RECORDS, 1994, pp. 1196-1204;
- [4]C. A. Canesin e I. Barbi, "Novel Zero-Current-Switching PWM Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Publisher Identifier S0278-0046(97)04137-3, Junho-1997, pp. 372-381;
- [5]F. C. Lee, "High-Frequency Quasi-resonant converter technologies", Proceedings of the IEEE, 1988, pp. 377-390;
- [6]R. Redl, "Low-cost line harmonics reduction", IEEE APEC SEMINAR 7, 1995, 71 pgs.;
- [7]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, UFSC, Florianópolis (SC), dezembro-1996;
- [8]C. A. Canesin e I. Barbi, "A unity power factor multiple isolated outputs switching mode power supply using a single switch", IEEE APEC RECORDS, 1991, pp. 430-436;
- [9]M. Brkovic e S. Cuk, "Input current shaper using Cuk converter", IEEE INTELEC RECORDS, 1992, pp. 532-539;
- [10]L. Dixon, "High power factor preregulators for off-line power supplies", UNITRODE SEMINAR, Topic 6, 1988, pp. 6.1-6.16;
- [11]M. K. Nalbant, "Design of a 1kW power factor correction circuit", POWER CONVERSION Proceedings, 1989, pp. 121-135;

- [12]R. Redl e B. P. Erisman, "Reducing distortion in peak-current-controlled boost power-factor correctors", IEEE APEC RECORDS, 1994, pp. 576-583;
- [13]C. Zhou, R. B. Ridley e F. C. Lee, "Design and analysis of an active unity power factor correction circuit", VPEC SEMINAR RECORDS, USA, 1989, pp. 98-107;
- [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, "Electronic fluorescent ballast using a power factor correction techniques for loads greater than 300Watts", IEEE APEC RECORDS, 1991, pp. 393-399;
- [17]C. A. Canesin e I. Barbi, "Analysis and design of constant-frequency peak-current-controlled high-power-factor boost rectifier with slope compensation", IEEE APEC RECORDS, 1996, pp. 807-813.
- [18]L. Dixon, "High power factor preregulators for off-line power supplies", UNITRODE SEMINAR, Topic 6, 1988, pp. 6.1-6.16.
- [19]L. T. S. Sobrinho, R. A. Kitamura e C. A. Canesin - "Novel zero-current-switching PWM step down Sepic converter", In IEEE-PEDES'98-International Conference on Power Electronics Drives and Energy Systems for Industrial Growth, Perth(Australia),1998, pp. 717-722.

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

